

366049

26



SECCION TECNICA
CLASIFICACION I. P. G.
CLASE <u>H-02</u>
SUBCLASE <u>M</u>

MEMORIA DESCRIPTIVA

=====

Correspondiente a la solicitud de registro de una Patente de Invención que, por veinte años se solicita para España, a favor de la firma GENERAL ELECTRIC COMPANY, de nacionalidad jurídica estadounidense, residente en SCHENECTADY, N.Y. (EE.UU.), -----

P O R

" MEJORAS EN LOS CIRCUITOS CONVERSORES DE ENERGIA PARA MULTIPLES APLICACIONES "

=====

Un grupo de circuitos transformadores en estado sólido monofásicos y polifásicos tienen una conexión de transformador de alta frecuencia cuyos arrollamientos están conectados respectivamente con la carga y con la fuente de corriente continua o de corriente alterna de baja frecuencia a través de circuitos de conexión configurados a modo de inversor conmutados por capacitores en serie, que emplean como dispositivos de conexión medios de tiristor de conducción bidireccional (como rectificadores controlados de silicio conectados en inverso-paralelo). Un capacitor filtrante está corrientemente conectado a través de los terminales de entrada y de salida. Haciendo sin

5

10



crónicamente conductor un medio de tiristor en cada uno de los circuitos de los lados primario y secundario, y haciendo alternativamente conductor otro medio de tiristor en cada circuito de conexión, el potencial de entrada es convertido en una onda de alta frecuencia, transformado y vuelto a formar con un desplazamiento de fase de 0° o 180°. La inversión de la polaridad del potencial de entrada es obtenida invirtiendo el voltaje del capacitor filtrante en el lado de la salida. El circuito de conversor puede trabajar como transformador electrónico, como inversor y como cicloconversor tanto en el modo normal como en el de limitador de corriente. Para trabajar con una sola fuente de corriente continua solamente, algunos de los tiristores pueden ser sustituidos por diodos.

En una solicitud depositada simultáneamente a esta en EE.UU., propiedad de la peticionaria de la presente invención, se explica y reivindica circuitos conversores de energía similares, adecuados solo para dispositivos de conexión en estado sólido hechos no conductores por una señal de electrodo de control.

La presente invención se refiere a circuitos conversores de energía y más particularmente a un grupo de circuitos conversores de energía de múltiples aplicaciones que emplean, como dispositivos de conexión de corriente, tiristores en estado sólido. Estos circuitos conversores tienen una conexión de acoplamiento de transformador de alta frecuencia y pueden ser hechos funcionar de distintos modos para que actúen como transformador electrónico para un suministro de corriente continua o un suministro de corriente alterna de baja frecuencia, como inversor y como cicloconversor.

Los circuitos conversores de energía objeto de la presente Memoria comprenden básicamente una pluralidad de dispositivos de conexión en estado sólido conectados con los arrollamientos a cada lado de un transformador de alta frecuencia. Los dispositivos de cone-

26 SE



xi3n en estado s3lido del lado primario del transformador son hechos
funcionar a modo de inversor para convertir la forma de onda de vol-
taje de corriente alterna de baja frecuencia o de suministro de co-
rriente continua en una alta frecuencia, y los dispositivos de cone-
5 xi3n en estado s3lido del lado secundario son hechos funcionar sin-
cr3nicamente para reconstruir la forma de onda de suministro origi-
nal al nivel de voltaje de salida deseado para su aplicaci3n a una
carga. Debido a la conexi3n de alta frecuencia, solo necesita usar-
se un transformador relativamente peque1o para realizar las funcio-
10 nes de transformaci3n de voltaje y de aislamiento y la presencia de
los dispositivos de conexi3n en estado s3lido sugiere la possibili-
dad de controlarlos de modo que desempe1en funciones distintas, co-
mo las de limitaci3n de corriente y de interrupci3n de corriente. La
realizaci3n de este tipo de circuito conversor de energ3a con dispo-
15 sitivos de conexi3n en estado s3lido - como por ejemplo el transis-
tor o tiristor de desconexi3n por desbloqueo, que pueden facilmente
ser desconectados o hechos no conductores independientemente del vol-
taje y de la corriente del circuito de energ3a aplic3ndole una se1al
a un electrodo de control - permite hacer funcionar los dispositi-
20 vos de conexi3n del lado primario y del lado secundario en exacto
sincronismo, de modo que siempre hay un circuito cerrado entre el
suministro y la carga. A1n cuando el circuito de conversor cons-
truido de este modo ofrece una deseable sencillez, los semiconduc-
tores de desconexi3n por desbloqueo anteriormente mencionados y otros
25 que emplean un mecanismo de desconexi3n con electrodo de control
son capaces, en la actualidad, de trabajar solo con bajos niveles
de energ3a, siendo necesario emplear tiristores, como por ejemplo
el rectificador controlado de silicio, para m3s altos niveles de
energ3a.

30 El tiristor es muy facil de conectar, es decir hacerlo pasar



de su estado de alta impedancia, en el cual bloquea el paso de la corriente, a su estado de baja impedancia, en el cual permite el paso de la corriente, pero es relativamente difícil de desconectar o de devolver a su condición de bloqueo. Una vez que el tiristor ha sido
5 hecho conductor, el mecanismo de desbloqueo pierde el control del dispositivo y, para desconectar el dispositivo, es necesario que el circuito exterior reduzca a cero la corriente y aplicar luego un voltaje inverso al dispositivo durante un corto período de tiempo, conocido con el nombre de periodo de desconexión. Tanto que el voltaje de
10 suministro transformado sea un voltaje de corriente continua o un voltaje de corriente alterna de baja frecuencia (por ejemplo de menos de 400 Hz), la conexión de alta frecuencia funciona a una frecuencia suficientemente elevada (por ejemplo 10 kHz) para que el suministro aparezca en los dispositivos de conexión de alta frecuencia
15 como un voltaje de corriente continua, requiriéndose circuitos de conmutación para los tiristores. El circuito de conmutación es una parte integrante del circuito de energía mismo, más bien que una parte de un circuito de control independiente, como era el caso con los transistores y similares, y comprende una forma de almacenamiento de
20 energía que tiene ordinariamente la forma de uno o más capacitores de conmutación. La capacidad de los capacitores de conmutación de generar un paso inverso de corriente para reducir a cero la corriente que pasa por un dispositivo de tiristor es proporcional al voltaje al cual los capacitores son cargados antes del comienzo de la conmutación. Se recordará que los dispositivos de conexión en estado sólido en el circuito de conversor de energía funcionan a modo de inversor, y en la mayoría de los circuitos de inversor este voltaje es proporcional al voltaje de suministro, de modo que resulta difícil
25 la conmutación de elevadas corrientes, cuando el voltaje de suministro es bajo. Esta situación se presenta cuando una carga de bajo faq



tor de potencia es suministrada desde una fuente de corriente alterna; la corriente se encuentra próxima a su máximo cuando el voltaje de la línea pasa por cero. Así, el nuevo circuito de conversor de energía que usa tiristores requiere un esquema de conmutación distinto, en el cual el voltaje al cual son cargados los capacitores de conmutación sea independiente del voltaje de suministro instantáneo. Otras características deseables del nuevo circuito de energía resultan de los objetos siguientes de la presente invención.

Un objeto de la invención es el de crear un circuito nuevo y perfeccionado de conversor de energía de múltiples aplicaciones que tenga una conexión de transformador de alta frecuencia que emplee dispositivos de conexión en estado sólido como dispositivos de conexión de corriente y que pueda ser construido en una variedad de configuraciones de circuito.

Otro objeto es el de crear un nuevo y perfeccionado circuito de conversor de energía que tenga una conexión de transformador de alta frecuencia que trabaje desde un suministro de corriente continua o desde un suministro de corriente alterna de baja frecuencia, y en el que los tiristores funcionen a modo de inversor con una segura conmutación en una variedad de condiciones de carga.

Otro objeto más es la creación de varios métodos para hacer funcionar un circuito de conversor de energía del tipo anterior, en el cual los tiristores son hechos conductores en distintas secuencias de conexión, por lo cual el circuito funciona por ejemplo como un transformador electrónico, como un inversor y como un cicloconversor y, además, tiene un método de funcionamiento con limitación de corriente para impedir en el circuito todo excesivo nivel de corriente.

Otro objeto de la invención es el de crear un nuevo y perfeccionado circuito conversor de energía que emplee un transformador de acoplamiento de alta frecuencia en el que los circuitos de entrada y de



salida de tiristor permitan una completa reversibilidad del paso de la corriente, sean relativamente sencillos y empleen un número mínimo de dispositivos en estado sólido y de componentes de almacenamiento de energía y donde los circuitos de control de los dispositivos en estado sólido de ambos lados del transformador sean los mismos, de modo que el transformador se comporte simétricamente.

Otro objeto más es el de crear un nuevo y perfeccionado circuito convertidor de energía que actúa a modo de transformador electrónico con funciones de transformación de voltaje y de aislamiento y que pueda ser construido y hecho trabajar desempeñando las funciones adicionales de regulación de voltaje y limitación de corriente.

Según la presente invención, un circuito de convertidor de energía comprende la combinación de un transformador lineal de alta frecuencia con un par de arrollamientos acoplados inductivamente. Un primer circuito de conexión de inversor comprende, cuando menos, un par de dispositivos en estado sólido, cada uno de los cuales está conectado en relación de circuito en serie con cuando menos una parte de un arrollamiento de transformador a través de un primer par de terminales en el cual aparece un potencial eléctrico. Un segundo circuito de conexión comprende cuando menos un par de dispositivos de conexión en estado sólido alternativamente conductores, cada uno de los cuales está conectado en relación de circuito en serie con cuando menos una parte del otro arrollamiento de transformador a través de un segundo par de terminales. Están previstos medios para hacer sincrónicamente conductor cuando menos uno de los dispositivos en cada uno de los circuitos de conexión y para hacer alternativa y sincrónicamente conductor cuando menos uno de los otros dispositivos en cada uno de los circuitos de conexión a una velocidad de conexión de alta frecuencia relativamente elevada en comparación de la frecuencia del potencial eléctrico que aparece en

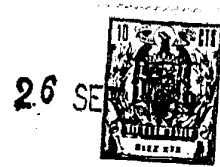


el primer par de terminales. El primero y segundo circuitos de conexión comprenden además medios de conmutación de capacitor en serie que incluyen medios de inductor de conmutación acoplados en relación de circuito en serie con medios de capacitor de conmutación y sintonizados sobre una resonancia en serie a una frecuencia superior a la de dicha velocidad de conexión de alta frecuencia, para crear impulsos de corriente de onda semisinusoidal de polaridad opuesta y para desconectar los dispositivos. De este modo, el potencial eléctrico que aparece en el primer par de terminales es convertido en una onda de alta frecuencia, transformado y vuelto a formar del modo deseado en el segundo par de terminales.

El segundo circuito de conexión es preferiblemente un circuito de conexión con configuración de inversor que emplea medios de tiristor conductores bidireccionalmente, como un par de rectificadores controlados de silicio conectados en inverso-paralelo, lo mismo que el primer circuito de conexión, de modo que el voltaje de suministro puede ser corriente continua de cualquier polaridad o corriente alterna de baja frecuencia. Los circuitos de conexión del lado primario y del lado secundario que constituyen el circuito conversor pueden ser contruídos en una variedad de configuraciones de inversor y ser hechos funcionar de distintas formas a modo de transformador electrónico, inversor y cicloconversor, en modos de funcionamiento normales o limitadores de corriente.

Los objetos, características y ventajas anteriores de la presente invención y otros, resultarán evidentes por la descripción siguiente, más detallada, de varias formas de realización preferidas de la invención, como se ilustra en los adjuntos dibujos, en los que:

La Figura 1 es un diagrama esquemático de circuito de la forma de realización preferida del conversor de energía según las ense-



nanzas de la invención, en la configuración de circuito puente-puente, que puede funcionar con un suministro de corriente alterna o con un suministro de corriente continua de cualquier polaridad;

5 Las figuras 2a, 2b y 2c son formas de onda características del circuito de la figura 1, que muestran respectivamente (para una relación unitaria de vueltas del transformador) el voltaje de entrada y salida, el voltaje de transformador y las corrientes de tiristor (suponiendo una carga resistiva);

10 Las figuras 3a y 3b son diagramas de circuito de un circuito simplificado de conversor que facilitan la comprensión de los principios de funcionamiento del nuevo circuito conversor;

La figura 4 es un diagrama de bloques de las unidades básicas del nuevo circuito de conversor;

15 La figura 5 es un diagrama de circuito esquemático de una variante del circuito de la figura 1, que muestra la simplificación que se consigue cuando el circuito tiene un suministro de corriente continua unipolar;

20 Las figuras 6a, 6b y 6c son formas de onda características del circuito de la figura 5 que muestran respectivamente el voltaje de entrada, el voltaje primario de transformador y las corrientes de tiristor en el lado primario del transformador; las figuras 6d, 6e y 6f muestran el voltaje de salida, el voltaje secundario de transformador y las corrientes de diodo en el lado secundario del transformador;

25 Las figuras 7a, 7b y 7c muestran las formas de onda de corriente del circuito de conversor de corriente continua en corriente continua de la figura 5, hecho funcionar según tres distintos métodos en el modo limitador de corriente, para devolver energía del capacitor de conmutación al suministro y para limitar la corriente suministrada a la carga;

30 La figura 8 es un grupo de características de corriente de volta-



je de salida del circuito de la figura 5, que ilustra la acción del circuito cuando funciona a modo de limitador de corriente;

La figura 9 es similar a la configuración de doble puente de la figura 1 para voltajes de suministro de corriente alterna o de corriente continua, pero comprende adicionalmente las modificaciones para hacer funcionar el circuito a modo de limitador de corriente y de regulador de voltaje;

Las figuras 10a y 10b muestran las formas de onda de corriente del circuito de la figura 9 para dos distintos métodos de accionamiento del circuito a modo de simple limitador de corriente;

La figura 11 muestra la forma de ^{onda de} corriente de tiristor cuando el circuito de la figura 9 es accionado a modo de limitador de corriente perfeccionado;

La figura 12 es un grupo de características de voltaje y corriente de salida del circuito de la figura 9, que ilustra el funcionamiento del circuito accionado a modo de limitador de corriente;

La figura 13 es un diagrama esquemático de circuito de una variante del circuito de conversión de energía en el cual el circuito, de un lado, tiene la configuración de semipuente, mientras que el circuito del otro lado tiene la configuración de transformador con derivación central;

La figura 14 es un diagrama esquemático de circuito de otra variante del circuito de conversión de energía en la configuración de circuito de semipuente-puente completo, en que el circuito de semipuente tiene un medio de cambio de derivación estático y el puente completo tiene un arrollamiento de transformador de alta frecuencia con derivación central;

La figura 15 es un diagrama esquemático de bloques de un circuito conversor de energía que funciona con un suministro de voltaje monofásico y que tiene una conexión de transformador polifásico de al-



ta frecuencia;

Las figuras 16a y 16b son respectivamente formas de ondas de voltaje de entrada y de salida útiles para la explicación de un método para hacer funcionar el circuito conversor de energía de la figura 1 a modo de inversor, en el que el circuito conversor tiene un suministro de corriente continua;

Las figuras 17a, 17b y 17c muestran formas de ondas características respectivamente del voltaje de entrada y de los voltajes de salida producidos cuando el circuito conversor de la figura 1 es hecho funcionar como un ciclo conversor, donde el período de los semiciclos de salida puede ser respectivamente igual o distinto, según se desee;

La figura 18 es un diagrama de bloques de un sistema de conversor más grande que comprende tres circuitos conversores que funcionan con un suministro trifásico a modo de conversor de frecuencia o como una forma de cicloconversor; y

Las figuras 19a y 19b son formas de onda características del circuito de la figura 18, que muestran respectivamente los voltajes de entrada y la síntesis de los voltajes de salida para los dos casos en que la frecuencia del voltaje de salida es superior o inferior a la frecuencia de entrada.

Antes de hablar de la forma de realización preferida del nuevo circuito conversor de energía representado en la figura 1, los principios de funcionamiento de este nuevo circuito conversor serán explicados primero con referencia a los diagramas simplificados de las figuras 3a y 3b y al diagrama de bloques de la figura 4. En la figura 3a, una fuente de corriente alterna de baja frecuencia, como por ejemplo una fuente comercial de 60 Hz, es aplicada a los terminales de entrada -11- y -12- del circuito conversor. El terminal -11- está conectado a través de un primer dispositivo de conexión -13- en estado sólido, representado aquí como un simple dispositivo de conexión



con un extremo del arrollamiento primario -14p- de un transformador -14- de acoplamiento lineal de alta frecuencia, estando también conectado a través de un segundo dispositivo -15- de conexión en estado sólido con el otro extremo del arrollamiento primario -14p-.

5 El transformador -14- de alta frecuencia es un transformador de derivación central y la derivación central del arrollamiento primario -14p- está acoplada con el otro terminal de entrada -12-. Del lado secundario del transformador, los dos extremos de los arrollamientos secundarios -14s- están conectados de manera análoga, a través

10 de los correspondientes dispositivos de conexión en estado sólido -16- y -17-, con un terminal de salida -18-, mientras que el otro terminal de salida -19- está acoplado con la derivación central del arrollamiento secundario. Una carga -20- está conectada a través de los terminales de salida -18- y -19-.

15 Los cuatro dispositivos de conexión en estado sólido -13-, -15-, -16- y -17- son accionados por pares y sincrónicamente para transformar la forma de onda de baja frecuencia en una onda de alta frecuencia que recibe la transformación de voltaje deseada en el transformador -14- y que es reconstruída en el otro lado del transformador para su aplicación a la carga -20-. Las figuras 3a y 3b muestran la condición de los dispositivos de conexión para los dos semi

20 ciclos de la onda de alta frecuencia, suponiendo que la forma de onda de voltaje alterno de entrada tenga polos tales que el terminal -11- sea positivo con respecto al terminal -12- y, por razones de simplificación, que el transformador -14- tenga una relación de vueltas unitaria. Durante el primer semiciclo de la onda de alta frecuencia, como se muestra en la figura 3a, los dispositivos de conexión

25 -15- y -17- son cerrados sincrónicamente mientras que los otros dos dispositivos de conexión -13- y -16- son abiertos sincrónicamente al propio tiempo. Con los dispositivos de conexión -15- y -17- cerrados

30



dos, los extremos con punto de los arrollamientos primario y secundario del transformador de acoplamiento -14- de alta frecuencia son positivos y la dirección de la corriente a través del lado primario y del lado secundario del transformador es como indican las flechas, suponiendo una carga resistiva. Se advertirá que el terminal de salida -18- es positivo con respecto al otro terminal de salida -19-. Durante el otro semiciclo de la onda de alta frecuencia, representado en la figura 3b, los dispositivos de conexión -13- y -16- están cerrados, mientras que los otros dos dispositivos de conexión -15- y -17- están ahora abiertos. Como la frecuencia de la onda de alta frecuencia es considerablemente superior a la de la fuente de baja frecuencia, el terminal de entrada -11- sigue siendo positivo. La polaridad de los voltajes del transformador -14-, sin embargo, es inversa y los extremos sin punto son ahora positivos, de modo que el paso de corriente por el transformador se realiza en la otra dirección. En el lado secundario, el terminal de salida -18- sigue siendo positivo con respecto al terminal -19- y la dirección de la corriente a través de la carga -20- es la misma. Así, la magnitud y la polaridad del voltaje aplicados a la carga siguen siendo las mismas de la entrada, que en este caso particular es algún valor positivo que varía lentamente. Como se muestra en el pequeño diagrama de la figura 3a, la polaridad de los voltajes del transformador cambia a la velocidad de conexión de alta frecuencia, indicada aquí con fines de ilustración como siendo de 480 Hz para una entrada de 60 Hz. En el otro semiciclo de la entrada de corriente alterna de baja frecuencia, el terminal de entrada -11- será negativo con respecto al terminal -12-. El cierre sincrónico alternativo de los dispositivos de conexión -15- y -17- y luego el cierre sincrónico de los dispositivos de conexión -13- y -16- a la velocidad de alta frecuencia conecta de la misma manera el vol



taje de alta frecuencia en el lado secundario del transformador, de modo que el terminal -18- es siempre negativo con respecto al terminal -19- y que el paso de corriente por la carga -20-, durante el semiciclo negativo, se efectúa siempre en la otra dirección cuando la carga es resistiva.

Accionado de este modo, el circuito se comporta como un transformador electrónico. Además de las funciones de transformación de voltaje y de aislamiento desempeñadas por el transformador -14- de alta frecuencia, los cuatro dispositivos de conexión -13-, -15-, -16- y -17- pueden ser accionados de modo que se obtengan funciones de regulación de voltaje y de limitación de corriente. Cuando los dispositivos de conexión -13- y -17- son cerrados simultáneamente, mientras los dispositivos de conexión -15- y -16- son mantenidos abiertos, la polaridad del voltaje a través de la carga -20- es invertida en la mitad de un ciclo de alta frecuencia. Realizada convenientemente, esta acción puede reducir el voltaje efectivo de salida. Puede servir para reducir muy rápidamente la corriente de pérdida de la carga invirtiendo el voltaje durante las sobrecorrientes de punta, en lugar de hacerla solamente bajar a cero. Suponiendo que la velocidad de alta frecuencia sea muy grande, del orden de varios kHz o más, esta acción se verifica en décimas de milisegundo, por lo cual puede empezar muy rápidamente a controlar la entrada de corriente alterna de baja frecuencia. También puede obtenerse una interrupción de la corriente accionando convenientemente estos dispositivos de conexión. De pasar por la carga una corriente demasiado elevada, pueden abrirse los dispositivos de conexión -13- y -15-, mientras que los dispositivos -16- y -17- son mantenidos en funcionamiento para permitir la extinción de la corriente de carga reactiva y son abiertos luego para un completo aislamiento. Ello es decir que el circuito actúa a modo de interruptor estático de circuito si



los dispositivos de conexión -13- y -15- o -16- y -17- son mantenidos abiertos.

5 En la exposición anterior, se supone que los dispositivos de conexión -13-, -15-, -16- y -17- son dispositivos en estado sólido que pueden ser controlados de modo que sean alternativamente conductores a modo de inversor por intervalos de tiempo deseados. En el diagrama de bloques, este nuevo circuito conversor de energía representado en la figura 4, se ve la conexión -14- de transformador de alta frecuencia entre el circuito -22- del lado primario del transformador y el circuito -23- del lado secundario del transformador, los cuales, como se indica, contienen ambos dispositivos de conexión sincrónicos en estado sólido. Unos adecuados controles electrónicos -24- en estado sólido están previstos para accionar los dispositivos de conexión en el circuito -22- del lado primario y en el circuito 10 -23- del lado secundario de la manera sincrónica deseada. Los voltajes de entrada y de salida, además de tener un valor de corriente alterna de baja frecuencia, pueden también tener un valor de corriente continua en vista de que, por la velocidad de conexión de alta frecuencia de los dispositivos de conexión en estado sólido, el voltaje de entrada aparece como una corriente continua que varía lentamente, o esencialmente invariable. Cuando los dispositivos de conexión en estado sólido son tiristores, la conexión de alta frecuencia puede trabajar, por ejemplo, a una velocidad de 10 kHz, mientras que los voltajes de entrada y de salida pueden tener una frecuencia relativamente baja en comparación con ella, y por ejemplo comprendida 15 entre 0 - 400 Hz. Un voltaje de una frecuencia de 0 Hz es, naturalmente, un voltaje de corriente continua.

20 En la versión diagramática del circuito conversor de energía de las figuras 3a y 3b en la configuración de circuito transformador de derivación central, hay siempre un recorrido cerrado para que la co- 25 30



rriente pase de un lado al otro, incluido el recorrido de acoplamiento del transformador, de modo que idealmente no se necesitan componentes de almacenamiento de energía. Sin embargo, para trabajar a más altos niveles de energía, es necesario que los dispositivos de conexión en estado sólido sean tiristores del tipo de conexión intermitente, como el rectificador controlado de silicio y el triac, o el tipo sin válvula como el diac, que puede ser conectado acoplando un impulso de alto voltaje a través de sus terminales. El circuito de conversión de energía construido con estos dispositivos tiene necesariamente que incluir algún almacenamiento de energía debido a la necesidad de comprender, como parte integrante del circuito de energía, para los tiristores, un circuito de conmutación que reduzca a cero la corriente que pasa por el dispositivo y aplique un voltaje inverso al dispositivo cuando se desee desconectarlo para hacerlo no conductor. El circuito preferido representado en la figura 1 emplea rectificadores controlados de silicio como dispositivos de conexión de energía y tiene configuración de circuito de puente completo. El rectificador controlado de silicio (SCR) es un dispositivo de conexión en estado sólido, conductor en una sola dirección, que puede trabajar a velocidades de alta frecuencia. La conducción a través del SCR desde el ánodo al cátodo es iniciada mediante la aplicación de una señal de desbloqueo al electrodo de control de desbloqueo del dispositivo, pero, después, el electrodo de desbloqueo pierde el control de la conducción a través del dispositivo y el potencial del ánodo tiene que ser hecho negativo con respecto al potencial del cátodo para desconectar el dispositivo y devolverlo a su estado de no-conducción.

El circuito de conversión de energía representado en la figura 1 puede ser accionado desde un suministro de corriente alterna de baja frecuencia o un suministro de corriente continua de cual-



quier polaridad y puede trabajar tanto con cargas de resistencia como con cargas reactivas, con completa reversibilidad del paso de la energía, de modo que la corriente puede también ser hecha regenerativa. En el lado de elevación de frecuencia de entrada o lado primario del transformador de acoplamiento de alta frecuencia, un par de terminales -25- y -26- de suministro de energía está conectado a través de una fuente e_1 de potencial eléctrico. El circuito -27- de conexión de entrada tiene forma de circuito inversor de puente y comprende cuatro pares de SCR conectados en inverso-paralelo, llamados a continuación tiristores e indicados con P1-P4 y N1-N4. El primer par de tiristores P1 y P2 conectados en inverso-paralelo está conectado en relación de circuito en serie con un primer inductor de conmutación -28-, un segundo inductor de conmutación -29- y el segundo par de tiristores N3 y N4 en inverso-paralelo, estando conectado el circuito en serie así formado a través de los terminales de suministro de energía -25- y -26-. Conectado a través de estos terminales de suministro de energía hay también el circuito en serie que comprende el tercer par de tiristores N1 y N2, otros inductores de conmutación -30- y -31- y el cuarto par de tiristores P3 y P4. Entre los puntos de unión -32- y -33- de los respectivos pares de inductores de conmutación se encuentra conectado un capacitor -34- de conmutación en relación de circuito en serie con el arrollamiento primario -14p- del transformador de acoplamiento lineal de alta frecuencia. Para completar el circuito -27- de conexión de entrada, se encuentra preferiblemente conectado un capacitor filtrante -35- a través de los terminales de suministro de energía -25- y -26-, entre la fuente de suministro y el circuito inversor de puente para igualar toda variación en el voltaje de suministro y crear una fuente de voltaje constante para el inversor, es decir una fuente que tenga una baja impedancia a la frecuencia del inversor.



Si, por ejemplo, la fuente de potencial eléctrico fuera una fuente estable de batería, se comprenderá que el capacitor filtrante -35- puede no ser necesario.

5 El circuito -36- de conexión de salida en el lado secundario del transformador de alta frecuencia está conectado a través de un par de terminales de salida -37- y -38- entre los cuales aparece el voltaje de salida e_2 . Una carga -39- está conectada a través de estos terminales de salida. El circuito -36- reductor de frecuencia de salida es simétrico al circuito -27- de elevación de frecuencia
10 de entrada y comprende ocho tiristores adicionales P5 a P8 y N5 a N8, conectados de manera análoga como pares en inverso-paralelo. Así, el primer par de tiristores P5 y P6 en inverso-paralelo está conectado en relación de circuito en serie con los dos inductores de conmutación -28'- y -29'- y el segundo par de tiristores N7 y N8. Análogamente, el par de tiristores N5 y N6 está conectado en serie con
15 los inductores de conmutación -30'- y -31'- y el par final de tiristores P7 y P8. El circuito en serie que comprende el arrollamiento secundario -14s- de transformador de alta frecuencia y el capacitor -34'- de conmutación está conectado entre los puntos respectivos
20 -32'- y -33'- de unión entre los pares opuestos de inductores de conmutación.

El circuito de conexión -36- del lado secundario del transformador de acoplamiento de alta frecuencia está completado por un capacitor -35'- filtrante conectado a través de los terminales de salida
25 -37- y -38-. El capacitor -35'- puede no ser necesario si la carga tiene una baja impedancia a la alta frecuencia del invertidor, como por ejemplo una batería que esté siendo cargada en el caso de corriente continua, o si una carga de corriente alterna comprende un capacitor. Los dos capacitores filtrantes -35- y -35'- son preferiblemente de un orden de magnitud superior en su valor de capacitancia
30



cia que los capacitores de conmutación -34- y -34'- respectivamente.

Los dieciseis tiristores, ocho en cada lado, incluidos en el circuito conversor de energía, son conectados en el orden deseado al empezar cada semiciclo de alta frecuencia aplicándoles a los
5 electrodos de válvula de los dispositivos elegidos un impulso periódico relativamente corto derivado en el circuito -40- de impulsos periódicos. El circuito -40- de impulsos periódicos está representado aquí a modo de diagrama de bloques ya que los detalles de construcción de tales circuitos de intermitencia con la frecuencia deseada de ionización o periodicidad son clásicos, como por ejemplo
10 se ven en el "SCR Manual", 4ª adición, publicado por el Semiconductor Products Department, General Electric Company, Syracuse, New York, derechos de autor de 1967. La secuencia normal de ionización es la de que los tiristores del grupo P (P1 a P8) y los tiristores del grupo N (N1 a N8) son ionizados alternativa y esencialmente de la misma manera que se ha expuesto con referencia a las figuras 3a y 3b. Los circuitos de intermitencia de este modo normal de funcionamiento requerirían, por ejemplo, sólo un oscilador de alta frecuencia que accione un basculador biestable para sincronizar la ionización alterna de los grupos de tiristores, un par de amplificadores intermedios accionados desde cada uno de los terminales de salida del basculador y un generador de impulso intermitente para
20 cada tiristor controlado por el amplificador apropiado. La adición de un simple circuito para excluir el oscilador cuando los impulsos de corriente pasan en el circuito de energía crea una protección contra posibles fallos de ionización en caso de graves perturbaciones.

30 Como se ha dicho, el circuito de conexión -27- en el lado primario del transformado de alta frecuencia



cia y el circuito de conexión -36- en el lado secundario del transformador tienen configuraciones de inversores conmutados por capacitores en serie. Suponiendo que el terminal -25- de suministro de entrada sea positivo con respecto al terminal -26-, la conexión

5 sincrónica o esencialmente simultánea de todos los tiristores del grupo P excita el circuito resonante en serie que, del lado primario, comprende el inductor -28-, el capacitor -34- y el inductor -31-, y, del lado secundario, comprende el inductor -28'-, el capacitor -34'- y el otro inductor -31'- (sin tener en cuenta la inductancia de los arrollamientos del transformador). Estos componentes comprenden colectivamente un circuito resonante en serie R-L-C sub-amortiguado, cuya inductancia y capacitancia efectivas son determinadas por la suma de las inductancias y capacitancias de cada lado del transformador de acoplamiento. La resistencia representa

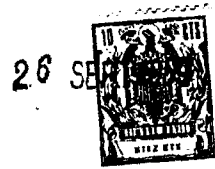
10 las pérdidas del circuito. Como es bien sabido, una onda semisinusoidal de corriente es producida en el circuito de conmutación resonante en serie que carga los capacitores de conmutación -34- y -34'- a un valor superior al voltaje e_1 de suministro instantáneo (suponiéndose una relación unitaria de vueltas del transformador).

15 Al final del impulso de conmutación semisinusoidal, la corriente que pasa por los tiristores conductores P1, P3, P5 y P7 ha bajado a cero y los mismos son polarizados en sentido inverso por el voltaje de los correspondientes capacitores de conmutación. Después de un corto período de tiempo, conocido como el tiempo de desconexión de los tiristores, los tiristores son hechos no conductores.

20 Los compañeros de estos tiristores de los pares en inverso-paralelo, y precisamente los tiristores P2, P4, P6 y P8, no son hechos conductores al final de este semiciclo de alta frecuencia porque, aun cuando son polarizados hacia delante, no se ha aplicado a sus

25 electrodos de desbloqueo señal alguna de desbloqueo. En la segunda

30



mitad del ciclo de alta frecuencia, los tiristores del grupo N son hechos conductores de manera sincrónica o esencialmente simultánea y en el lado primario hay paso de corriente a través del circuito resonante en serie que comprende el tiristor N1, el inductor -30-, el capacitor de conmutación -34-, el inductor -29- y el tiristor N3, mientras que del lado secundario hay paso de corriente por el circuito en serie entre los tiristores N5 y N7. Sin embargo, para esta segunda mitad del ciclo de alta frecuencia, se ve que el paso de corriente por los arrollamientos de transformador -14p- y -14s- se efectúa en la otra dirección, ya que los extremos sin puntos de los arrollamientos son positivos. Después de pasar el impulso semi sinusoidal de corriente de conmutación y después del tiempo de desconexión requerido, se desconectan los tiristores impares del grupo N.

15 Cuando la polaridad del voltaje de suministro es invertida de modo que el terminal de entrada -26- es positivo mientras que el terminal -25- es negativo, es el grupo de tiristores P pares que conducen corriente en medio ciclo del ciclo de alta frecuencia, es decir los tiristores P4, P2, P8 y P6. El voltaje en los arrollamientos de transformador -14p- y -14s- es ahora positivo en los extremos sin punto de los arrollamientos. En el otro semiciclo de alta frecuencia, los tiristores del grupo N pares son hecho conductores y la corriente que pasa por el transformador de acoplamiento de alta frecuencia tiene dirección contraria. En lugar de usar pares conductores en inverso-paralelo de rectificadores controlados de silicio, se advertirá que estos pares de dispositivos de tiristores de conducción unidireccional pueden ser sustituidos por tiristores de conducción bidireccional, como por ejemplo el triac y el diac. El triac es un tiristor de triodo bilateral que, como el rectificador controlado de silicio, tiene un electrdido de des-



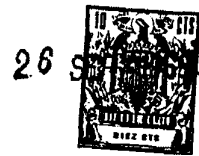
bloqueo al cual se aplica un impulso de desbloqueo cuando se desea
hacer conductor el dispositivo. El diac, por otra parte, no tiene elec
tródh de desbloqueo y es hecho conductor aplicando un impulso de alto
voltaje o un impulso de alto dv/dt a través de sus terminales de carga,
5 o elevando hasta un nivel suficientemente elevado del voltaje de corrien
te continua. El triac y el diac y los circuitos de desbloqueo adecua
dos para ellos estan descritos en el Manual SCR anteriormente menciona
do o en las Patentes estadounidense N^os. 3.353.032 y 3.353.085 transfe
ridas a la misma peticionaria de la presente invención. Además de perm
tirle al circuito conversor trabajar desde un suministro de corriente
10 alterna o un suministro de corriente continua de cualquier polaridad, las
características de conducción direccional de los pares de SCR en inverso-paralelo
o del triac y diac son utilizadas de modo que hacen funcionar como limitador de
corriente el circuito conversor que se describirá más adelante.

El modo de funcionamiento normal del circuito conversor resulta
15 más comprensible refiriéndose a los diagramas de forma de onda re
presentados en la figura 2 para una fuente de potencial de corrien
te alterna, suponiendo por razones de claridad que la relación de
vuelatas del transformador sea la unidad. La figura 2a muestra que
el circuito accionado de este modo actúa como un transformador elec
20 trónico por cuanto, en cualquier momento determinado, el voltaje
de salida instantáneo $-e_2-$ tiende a ser igual al voltaje de entra
da instantáneo $-e_1-$ y toda diferencia entre ambos es debida a las
pérdidas incurridas en mantener la oscilación del circuito L-C. Así
las formas de onda del voltaje de entrada y del de salida son esen
25 cialmente las mismas, aun cuando se apreciará que, cuando una carga
es conectada con el circuito que toma corriente, el voltaje de sa
lida será inferior al voltaje de entrada, siéndo de hecho esta dife
rencia lo que permite trabajar al circuito. La figura 2b muestra el
voltaje alterno de alta frecuencia en el transformador de acoplamien
30 to dentro de cada uno de los semiciclos de suministro de corriente



alterna de baja frecuencia. Las ondas semisinusoidales de corriente que pasan por los tiristores están indicadas en la figura 2c para el caso de una carga resistiva, que indica también los tiristores que conducen cuando es producida la semisinusoidal particular de corriente. En este diagrama se muestran el período $\frac{1}{f}$ del ciclo de alta frecuencia así como el período de desconexión t_0 al final de cada semiciclo de alta frecuencia. La frecuencia de resonancia $f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$ del circuito de conmutación es superior a la frecuencia de interrupción o de conexión f y el tiempo t_0 entre los impulsos de corriente de polaridad alterna les permite a los tiristores desconectar. La velocidad de conexión de alta frecuencia f es deseablemente tan alta como sea posible, para que el transformador de acoplamiento de alta frecuencia sea relativamente pequeño y preferiblemente de 10 kHz o más, con el fin de que puedan usarse transformadores con materiales de núcleo de hierro o de ferrita en polvo, de bajas pérdidas. A frecuencias inferiores, la densidad de flujo de baja saturación de estos materiales es un inconveniente. Además, un transformador de alta frecuencia tiene una baja capacitancia entre arrollamientos. Para dispositivo de tiristor de la actualidad, el tiempo de desconexión t_0 es típicamente de un orden de 10 microsegundos, y, para aumentar al máximo la eficiencia del circuito convertidor de energía, la frecuencia de resonancia f_0 del circuito de conmutación es elegida de modo que la onda semisinusoidal de corriente llene por completo el semiciclo excepto el tiempo de desconexión.

El modo como el circuito de conmutación del nuevo circuito convertidor de energía funciona es distinto del modo del inversor ordinario conmutado por capacitor en serie, en que la magnitud de los impulsos de corriente y el valor-punta del voltaje de capacitor de conmutación son proporcionales a la corriente de carga solamente



(en condiciones de estados constante), más bien que ser proporcionales al voltaje de suministro y a la corriente de carga, como en el circuito corriente conmutado por capacitor en serie. Aun cuando puede demostrarse matemáticamente, con las ecuaciones que representan el funcionamiento del circuito, que el voltaje de capacitor de conmutación es proporcional a la corriente de carga, ello puede deducirse también intuitivamente. En la figura 1, supongamos que en el momento considerado sean cero los voltajes en los capacitores de conmutación -34- y -34'-. Si el voltaje de suministro instantáneo - e_1 - y el voltaje de salida instantánea - e_2 - son exactamente los mismos, por ejemplo 100 voltios, no hay corriente alguna en el circuito, pero si el voltaje de salida - e_2 - cambia a 90 voltios porque la carga -39- está sacando corriente, entonces el voltaje en los arrollamientos primario y secundaria -14p- y -14s- del transformador de acoplamiento de alta frecuencia es de 95 voltios, y los 5 voltios restantes en cada lado se dividen por igual entre los dos inductores de conmutación que son excitados. Así, si están conectados los tiristores del grupo P, aparecen dos voltios y medio a través de cada uno de los inductores de conmutación -28-, -31-, -28'- y -31'- en el instante en que dichos tiristores son conectados. Esta diferencia de potencial a través de cada uno de los pares de inductores de conmutación dá origen a una onda semisinusoidal de corriente que cargará cada uno de los capacitores -34- y -34'- hasta aproximadamente 9 voltios (10 voltios menos una pérdida típica de 1 voltio). Si la carga es una carga importante y saca más corriente, de modo que el voltaje instantáneo de salida - e_2 - es inferior a 90 voltios, es decir si la carga -39- saca más corriente, aparece a través de cada uno de los inductores de conmutación excitados una mayor magnitud de voltaje que, a su vez, produce más corriente para cargar los capacitores de conmutación -34- y -34'-. Como la cantidad



de energía de conmutación disponible es proporcional a la corriente instantánea de carga, no hay problema alguno al conmutar los tiristores cuando la carga es una carga reactiva y la corriente es intensa cuando el voltaje de suministro pasa por cero. Otro aspecto del modo en el cual el nuevo circuito conversor trabaja es el de usar el filtro capacitivo de salida -35'- para la carga, con lo cual se mantiene una caída "constante" de voltaje de forma que la duración del impulso de corriente queda muy próxima a $\pi \sqrt{LC}$ segundos, mitad del período natural del circuito de conmutación L-C en serie, y es independiente de la impedancia de carga. Un problema del inversor conmutado con capacitor en serie es el que se presenta cuando la carga altera la frecuencia natural del circuito de conmutación, de modo que la carga varía en un amplio campo y R en el circuito R-L-C subamortiguado se hace grande, los impulsos de corriente duran más de $\pi \sqrt{LC}$ segundos y, si un tiristor sigue conduciendo cuando el otro es ionizado, puede producirse un cortocircuito. Esta situación no se presenta en el circuito de que se trata. Como se ha dicho, puede no ser necesario usar el capacitor filtrante -35'- cuando por ejemplo la carga es una batería que está siendo cargada, que constituye por sí misma una caída "constante" de voltaje. Sin embargo, para el campo corriente de resistencia y de cargas reactivas, se necesita el capacitor filtrante. Ambos capacitores filtrantes -35- y -35'- son de un orden de magnitud superior al de los capacitores de conmutación -34- y -34'-.

Gracias a la simétrica naturaleza del nuevo circuito conversor de energía representado en la figura 1, se obtiene una completa reversibilidad de flujo de energía. Así, cuando la carga -39- es una carga generadora de energía, puede ser devuelta energía al suministro a través del circuito conversor. Además, el modo normal de funcionamiento que emplea la secuencia normal de desbloqueo puede ser



5 mantenido cuando la carga -39- es una carga inductiva o capacitiva durante el período en cada ciclo de baja frecuencia cuando es alimentada corriente reactiva desde la carga al suministro a través del circuito conversor de energía. Para obtener una completa rever-

10 sibilidad del paso de la energía, no es esencial el que los inductores de conmutación y los capacitores sean simétricos, ya que la misma acción de conmutación se verifica cuando algunos o todos los inductores de conmutación o capacitores de conmutación están reu-

15 nidos e incluidos en el circuito de entrada -27- o en el circuito de salida -36-. Además, las inductancias pueden o no pueden estar acopladas y es posible una variedad de sistemas siempre que la in-

20 ductancia equivalente total quede constante y convenientemente sin-tonizada con la capacitancia total equivalente. Además, es necesario tener en cuenta la relación de vueltas del transformador de acoplamiento de alta frecuencia al elegir la inductancia y capaci-

25 tancia equivalente total. Asimismo, la inductancia de dispersión del transformador tiene que ser incluida como parte de la inductan-
cia de conmutación equivalente y puede proporcionar la mayor parte de la inductancia de conmutación. Cuando hay un paso de energía
inverso y es devuelta energía desde la carga -39- al suministro, el circuito de salida -36- previamente indicado y el arrollamiento de transformador secundario -14s- llegan a ser respectivamente el
circuito de entrada y el arrollamiento de transformador primario, y viceversa para el circuito -27- y el arrollamiento de transfor-
mador -14p- en el otro lado del transformador. Otra ventaja es la
de que los capacitores filtrantes de entrada y de salida -35- y
-35'- sacan corriente en avance sobre el voltaje y contribuyen a la corrección del factor de energía de las cargas de factor de
energía retrasado en los sistemas de energía.

30 Como se ha dicho, el método preferido para desbloquear los ti-



ristores es el de hacer conductores todos los tiristores del grupo P y luego todos los tiristores del grupo N. Esto ofrece la ventaja de la sencillez, ya que las condiciones de circuito determinarán los tiristores individuales que conducen efectivamente corriente. Naturalmente, un método alternativo de desbloqueo sería el de des-
5 bloquear sólo los tiristores que conducirán durante el semiciclo sucesivo de alta frecuencia, determinados por los circuitos lógicos de control. También puede mencionarse que el nuevo circuito conversor puede ser equipado con transistores en lugar de tiristores, in-
10 troduciendo los cambios de circuito necesarios. Una razón práctica para usar una conmutación con capacitores en serie con dispositivos en estados sólido capaces de desconectar mediante una señal de electrodo de control es la de reducir la pérdida de conexión (o de evitar la posibilidad de una "segunda descarga disruptiva"). Si se emplean transistores en lugar de tiristores, el período de desconexión
15 t_0 puede ser eliminado, de modo que la corriente del transformador es una onda sinusoidal continua.

El circuito de conversor de energía básico de doble puente de la figura 1 puede ser simplificado considerablemente cuando la fuente del voltaje de suministro es una fuente de corriente continua unipolar. En este caso, el circuito resulta un conversor de corriente continua en corriente continua, como se muestra en la figura 5. El
20 circuito -27'- de conexión de entrada es similar al circuito -27- de la figura 1, excepto en que uno de los tiristores conectados en inverso-paralelo de cada par está sustituido por un diodo de realimentación. Así, un diodo -42- está conectado a través de los terminales de carga del tiristor P1 y los diodos -43-, -44- y -45- están conectados respectivamente a través de los terminales de carga de los tiristores P3, N1 y N3. Sin embargo, el circuito de conexión de salida -46- es considerablemente distinto del circuito de salida -36- de
25
30



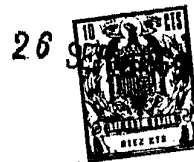
la Figura 1. El circuito -46- es esencialmente un rectificador de puente de onda completa y comprende un par de diodos -47- y -48- de análoga polaridad conectados en serie a través de los terminales de salida -37- y -38-, con su punto de unión -52- conectado con un extremo del arrollamiento secundario -14s- del transformador de acoplamiento, y otro par de diodos de análoga polaridad -49- y -50- está análogamente conectado a través de los terminales de carga -37- y -38- y tiene su punto de unión -51- conectado con el otro extremo del arrollamiento -14s-. El capacitor filtrante -35'- completa el circuito de salida -46-.

El circuito de la Figura 5 es un ejemplo de la opción mencionada anteriormente en la que toda la capacitancia de conmutación y toda la inductancia de conmutación están incluidas en el lado primario del transformador de acoplamiento. En un sistema en variante del circuito -46-, del lado secundario del convertidor de corriente continua en corriente continua de la Figura 5, puede ser similar al circuito secundario -36- de la Figura 1, donde todos los tiristores impares P5, P7, N5, N7 están sustituidos por diodos de rectificador y todos los tiristores pares P6, P8, N6, N8 se encuentran omitidos. Los valores de los componentes de conmutación del circuito primario -27'- de la Figura 5, naturalmente, serían cambiados para mantener la constancia de la capacitancia e inductancia totales equivalentes. Aún cuando el sistema de la Figura 5 es generalmente preferible, sería ventajoso incluir toda la capacitancia de conmutación en el circuito secundario cuando el convertidor es usado para elevar el voltaje de corriente continua desde una fuente de voltaje muy bajo, de menos de 20 voltios, por ejemplo. En este caso, las dimensiones del capacitor de conmutación del circuito secundario podrían ser considerablemente más pequeñas que su equivalente del circuito primario, ya que en virtud del cuadrado de la relación de vueltas del transformador se



requiere un valor inferior de capacitancia.

En el modo normal de funcionamiento del convertidor de corriente continua representado en la Figura 5, el circuito de desbloqueo -40'- hace alternativamente conductores los tiristores P1 y P3, y luego los tiristores N1 y N3 a la frecuencia de conexión relativamente elevada, y el respectivo par de tiristores de conducción de cada semiciclo de alta frecuencia es desconectado por conmutación por el mismo mecanismo de conmutación de capacitor en serie descrito previamente. Durante el semiciclo de alta frecuencia, cuando los tiristores P1 y P3 son conductores, el potencial a través de los arrollamientos -14p- y -14s- del transformador de acoplamiento de alta frecuencia, que en este circuito está representado con una relación de vueltas de 2:1, es positivo en el extremo de punto, y los diodos -47- y -50- son polarizados hacia delante para que pasen de su condición de alta impedancia a su condición de baja impedancia y suministren corriente a la carga -39-. En el semiciclo negativo de la onda de alta frecuencia, cuando los tiristores N1 y N3 son conductores, los extremos sin punto de los arrollamientos -14p- y -14s- son positivos y los diodos -48- y -49- son hechos ahora conductores para suministrar corriente a la carga -39-, siendo siempre positivo el terminal de salida -37- con respecto al terminal -38-. Como los diodos en el circuito de salida -46- son dispositivos conductores unidireccionales, el paso de la energía puede verificarse en una sola dirección, es decir, en la dirección desde la fuente del voltaje de suministro a la carga. Las formas de onda están representadas en la Figura 6 suponiendo la relación de vueltas de reducción como de 2:1 para el transformador -14- de acoplamiento de alta frecuencia. Por consiguiente, la magnitud del voltaje de corriente continua de entrada y el voltaje de corriente alterna que aparece en el primario del transformador (Figuras 6a y 6b) tiene dos veces la mag-



nitudo del voltaje de salida de corriente continua y del voltaje de corriente alterna del secundario del transformador (Figuras 6d y 6e). Sin embargo, debido a la acción del transformador, las amplitudes de punta de las corrientes de tiristor representadas en la Figura 6c son sólo la mitad de las corrientes de diodo representadas en la Figura 6f.

Para cargas de alta impedancia, es deseable modificar el circuito de la Figura 5 para incluir en el circuito de conmutación de los tiristores un circuito adicional L-C sintonizado sobre aproximadamente el doble de la frecuencia de conexión o ligeramente menos que dos veces la frecuencia resonante del circuito de conmutación de capacitor en serie de que se ha hablado anteriormente, que comprende el capacitor de conmutación -34- y dos de los cuatro inductores de conmutación 28-31. Por ejemplo, los elementos de conmutación adicionales que comprenden el capacitor-53- conectado en serie e inductor -54- pueden ser conectados entre los puntos de unión -32- y -33-. Durante el tiempo en que los componentes de conmutación originales producen una semisinusoidal de corriente, los componentes adicionales de conmutación -53- y -54- que están sintonizados sobre dos veces la frecuencia de conexión f producen dos componentes semisinusoidales de corriente de conmutación, la primera de las cuales se añade a la corriente total de los tiristores, mientras que la segunda tiene la polaridad opuesta, se resta de la corriente total del tiristor y pasa a través de los diodos de realimentación durante el tiempo de desconexión t_0 del tiristor. Con ligeras cargas, esta acción produce una conmutación más segura e impide que el capacitor de salida -35'- cargue un más alto voltaje, que sería proporcional al voltaje transitorio de punta aplicado al transformador.

Una de las dificultades de un circuito inversor conmutado con capacitor en serie es la de que, cuando la carga varía en un amplio cam-



po y la resistencia R llega a ser pequeña en el circuito R-L-C sub-
amortiguado, las oscilaciones del circuito aumentan progresivamente
el voltaje del capacitor hasta un elevado valor, pudiéndose exceder
la capacidad de voltaje de punta de los tiristores. Este problema
5 es resuelto en el circuito conversor de corriente continua de la Fi-
gura 5 por la adición de los diodos de realimentación 42-45, conecta-
dos cada uno, en relación inverso-paralela, a través de los termina-
les de carga de uno de los tiristores. Cuando las condiciones del cir-
cuito son tales que los diodos de realimentación son ionizados hacia
10 delante, se resta carga del capacitor de conmutación -34- y se devuel-
ve al suministro. Se alcanza esta condición y el circuito entra en
el modo-límite de funcionamiento cuando el voltaje en el capacitor de
conmutación E_c es superior a la suma del voltaje de entrada E_1 y
del voltaje de salida E_2 (suponiendo una relación unitaria de vueltas
15 del transformador). Después de este punto natural de límite de co-
rriente o punto natural de interrupción, cada impulso de corriente
que pasa por un par de tiristores, tiristores P o tiristores N, va se-
guido inmediatamente por un impulso a través de los diodos de reali-
mentación a través de dichos tiristores y del par opuesto de diodos
20 rectificadores de carga. Esto devuelve una parte de la energía almace-
nada en el capacitor de conmutación al suministro de corriente conti-
nua y una parte a la carga. Las características del circuito, después
de este cambio en su modo de funcionamiento, dependen de las caracte-
rísticas deseadas del modo de funcionamiento limitador de corriente,
25 y más particularmente de si la secuencia normal de ionización de los
tiristores es conservada o bien si es modificada para permitir que el
impulso de realimentación concluya antes de la reanudación de la se-
cuencia de ionización.

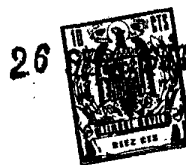
La Figura 7a muestra las corrientes en el circuito, trazado a
30 mayor escala, cuando se presenta una condición de sobrecorriente, co-



mo por ejemplo la debida a un cortocircuito, y el circuito entra en el modo de funcionamiento limitador de corriente pero se mantiene la secuencia normal de ionización. Los impulsos de corriente de tiristor de onda semisinusoidal normal están representados en líneas continuas, mientras que la corriente producida cuando el circuito acaba de pasar el punto natural de interrupción está representada en líneas discontinuas. Supongamos que los tiristores P1 y P3 hayan sido ionizados (también los diodos -47- y -50- rectificadores de carga conducen) y que por ellos pase un impulso excesivo de corriente y que al final de este impulso el capacitor de conmutación -34- esté cargado a un voltaje de punta superior a la suma de los voltajes de entrada y de salida, a consecuencia de lo cual los diodos de realimentación -42- y -43- estén polarizados hacia delante. El comienzo de una onda semisinusoidal de corriente de polaridad opuesta y de menor amplitud de punta es producida durante el tiempo t_0 por el circuito resonante en serie. La polaridad de los arrollamientos primario y secundario -14p- y -14s- del transformador de acoplamiento se ha invertido también, de modo que los diodos -48- y -49- de rectificación de carga son ahora conductores. Los cuatro diodos -42-, -43-, -48- y -49- conducen durante el periodo de desconexión t_0 al final del cual los tiristores N1 y N3 son conectados en su secuencia normal de ionización. Los diodos de realimentación -42- y -43- son ahora efectivamente desconectados, ya que la corriente que pasa por ellos empieza a bajar cuando los tiristores N1 y N3 son conectados, y llega a ser cero después de un corto intervalo de transición. Durante el intervalo de impulso normal siguiente, los tiristores N1 y N3 conducen corriente, lo mismo que los diodos -48- y -49- de rectificación de corriente. Al final de la onda semisinusoidal modificada de corriente, los diodos de realimentación -44- y -45- se hacen conductores y conducen corriente en la otra dirección de polaridad positiva para devolver corriente al suministro de corriente continua, mientras que el par opuesto de rectificadores de carga -47-



y -50- suministra corriente a la carga -39-. El ciclo completo vuelve a empezar con la ionización de los tiristores P1 y P3, después del periodo de desconexión t_0 . Puede verse que la cantidad de limitación de corriente que es producida depende de la longitud del periodo de desconexión t_0 . Si el periodo de desconexión t_0 es relativamente corto, los diodos de realimentación -42-45 conducen sólo durante cortos intervalos de tiempo y eliminan sólo una pequeña cantidad de carga del capacitor de conmutación -34-. Si, por el contrario, el periodo de desconexión t_0 es tan grande como un cuarto del ciclo de alta frecuencia, entonces puede pasar por el circuito una onda semisinusoidal completa de corriente de realimentación y la acción de limitación de corriente es completamente brusca. Esto está ilustrado en la Figura 8, que muestra las características de corriente del voltaje de salida durante el periodo inmediatamente anterior y siguiente al punto de interrupción natural, donde empieza la limitación de corriente. La curva -55- muestra la característica seguida antes de alcanzarse el punto natural de interrupción -56- en el cual el voltaje de punta del capacitor es superior a la suma de los voltajes de entrada y de salida, de modo que los diodos de realimentación llegan a ser ionizados hacia delante. La curva -57- representa una característica de limitación de corriente cuando el periodo de desconexión t_0 es relativamente corto; la curva más inclinada -58- es producida cuando el periodo de desconexión t_0 es más largo; y la curva -59- relativamente inclinada indica la rápida acción limitadora de corriente que resulta cuando se permite una onda semisinusoidal total de corriente de realimentación. Sin embargo, como se ha dicho, el circuito es más eficiente cuando el periodo de desconexión t_0 es lo más corto posible, es decir exactamente igual al periodo mínimo de desconexión de los tiristores que se usan. Un circuito conversor relativamente eficiente con una rápida acción limitadora de corriente puede ser ob



tenido modificando la secuencia de ionización de los tiristores para permitir un completo impulso de realimentación de la corriente antes de reanudar la secuencia normal de ionización. Dos modos de hacerlo así están representados en las Figuras 7b y 7c, en las que se muestran los impulsos de corriente efectiva del circuito. En la Figura 5
7b, la secuencia de ionización normal es interrumpida cuando los diodos de realimentación -42-, -43- y los diodos de rectificación de carga -48-, -49- se hacen conductores para devolver corriente respectivamente al suministro de corriente continua y a la carga. Los impulsos de desbloqueo normalmente suministrados a los tiristores N1 y N3 son desbloqueados o demorados durante el intervalo de realimentación, para que pueda pasar una onda semisinusoidal completa de corriente de realimentación. Los impulsos de desbloqueo normales siguientes a los tiristores N1 y N3 son demorados además por el periodo de desconexión t_0 .

En la Figura 7c, la secuencia normal de ionización es continuada en cuanto los diodos de realimentación -42- y -43- han conducido una onda semisinusoidal completa de corriente de realimentación, es decir que es eliminado el periodo adicional de desconexión t_0 . Esto puede hacerse ya que los diodos de realimentación -42- y -43- no requieren periodo alguno de desconexión, ya que son desconectados naturalmente cuando son ionizados los tiristores N1 y N3. La corriente media del circuito es algo superior en la Figura 7c que en la Figura 7b. Para modificar la secuencia de ionización normal de los tiristores (véase la Figura 5), el circuito de control que incluye el circuito de desbloqueo -40'- tiene que comprender adicionalmente un circuito -60- de desbloqueo de límite de corriente que inhiba transitoriamente el circuito de desbloqueo -40'-, cuando se detecta una sobrecorriente y, después de ese momento y hasta que el impulso de corriente de realimentación está completado, cuando hay corriente en



el circuito. Esto puede hacerse, por ejemplo, mediante un circuito -61- que detecta la corriente del transformador y acciona el circuito -62- de bloqueo de límite de corriente para demorar los impulsos de ionización del circuito de desbloqueo -40'- hasta el final de una
5 onda semisinusoidal completa de corriente de realimentación. De este modo, siguiendo la secuencia de ionización de tiristores modificada indicada en las Figuras 7b y 7c, puede producirse una rápida acción limitadora de corriente como la representada por la curva -59- en la
10 Figura 8, manteniendo sin embargo un circuito relativamente eficiente en el cual el periodo de desconexión t_0 se encuentra en el mínimo requerido o cerca del mismo. Otro factor que influye en la inclinación de las características 57-59 de la Figura 8 para el modo de funcionamiento limitador de corriente es la cantidad de inductancia mutua entre los inductores de conmutación -28- y -29- y entre -30- y
15 -31- del circuito de conmutación de los tiristores. Las curvas características son menos inclinadas para una inductancia mutua negativa y más inclinadas para una inductancia mutua positiva.

El circuito conversor de doble puente de la Figura 1 tiene también un modo de funcionamiento limitador de corriente y las modificaciones de este circuito requeridas para el modo limitador de corriente están ilustradas en la Figura 9. La Figura 9 muestra también a título de ilustración un medio para realizar la regulación del voltaje cuando el circuito conversor de energía es usado como transformador electrónico. En el modo de funcionamiento limitador de corriente, los tiristores en inverso-paralelo de cada par que no conducen
20 durante un semiciclo al modo normal están disponibles para ser usados como rectificadores de realimentación para limitar la corriente. Por ejemplo, si los tiristores P1 y P3 (P5 y P7 en el otro lado) son conductores durante el semiciclo de alta frecuencia en el cual existe una condición de sobrecorriente, entonces los otros tiristores de
25
30



5 estos pares, y precisamente los tiristores P2 y P4, (N5 y N7 en el otro lado) están disponibles para crear un recorrido para el impulso de realimentación limitador de corriente. A diferencia del caso para el convertor de corriente continua en corriente continua de la

10 Figura 5, la acción de realimentación no se verifica automáticamente y es necesario hacer conductores los tiristores de realimentación P2 y P4 y los correspondientes tiristores N5 y N7 del lado secundario del circuito. No es necesario esperar hasta el final del periodo normal de desconexión t_0 antes de desbloquear los tiristores de realimentación, aunque ello pueda hacerse, de desearse así. Como es necesario interponer alguna clase de secuencia modificada de ionización de los tiristores, por cuanto tienen que proveerse los impulsos de desbloqueo de los tiristores de realimentación, se interrumpe corrientemente la secuencia de ionización normal de los tiristores. El cambio deseado entre el modo de funcionamiento normal y el modo limitador de corriente es similar al obtenido naturalmente con el convertor de corriente continua en corriente continua de la Figura 5 excepto en que el cambio debería efectuarse a un nivel de corriente independiente del voltaje de suministro. De otro modo, limitaría el paso de

15 la corriente alterna de baja frecuencia reactiva, que es alta cuando el voltaje de suministro es bajo.

Para el funcionamiento a modo de limitador de corriente, está previsto un medio adecuado para descubrir la sobrecorriente. La sobrecorriente es descubierta preferiblemente mediante un pequeño

25 transformador de corriente que tiene un arrollamiento primario -62p- en serie con el capacitor de conmutación -34-, de modo que el transformador de corriente puede ser uno de pequeño tamaño y de alta frecuencia y de elevada velocidad de respuesta. También sería posible prever un transformador de potencial a través del capacitor de conmutación -34- (siendo proporcional a la corriente el voltaje) o un

30



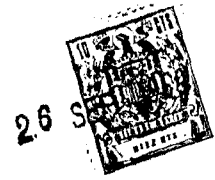
transformador de corriente en la línea de suministro de corriente alterna de baja frecuencia o línea de carga. El arrollamiento secundario -62s- del transformador de corriente acciona un adecuado circuito -63- modificador de desbloqueo de límite de corriente conectado con los circuitos sincronizados -40- de desbloqueo. Como el paso de la energía en el circuito de la Figura 9 puede ser en cualquier dirección, es también necesario tener una entrada de señal de voltaje que permita determinar la dirección instantánea del paso de la energía. Una manera de conseguirlo es conectar el arrollamiento primario -64p- de un transformador de potencial a través del arrollamiento primario -14p- del transformador de acoplamiento de alta frecuencia, acoplándose análogamente de manera conveniente el arrollamiento secundario -64s- del transformador de potencial a los circuitos lógicos que constituyen una parte del circuito -63- modificador de desbloqueo del límite de corriente. Se advertirá que, para el modo limitador de corriente de funcionamiento, es deseable tener un circuito conversor de energía completamente simétrico en el cual el circuito -36- de conexión de salida sea idéntico a la imagen especular del circuito -27- de conexión de entrada y en el cual los capacitores de conmutación y los inductores estén divididos uniformemente entre los dos circuitos y dispuestos simétricamente en cada circuito tomado individualmente. El circuito simétrico de doble puente representado en la Figura 9 es el sistema preferido.

Las Figuras 10a y 10b muestran las formas de onda de corriente cuando el circuito conversor de energía de la Figura 9 es hecho funcionar de dos distintas maneras, en el modo sencillo limitador de corriente en el cual un impulso completo de realimentación se produce antes de que el impulso normal siguiente, o impulso de energía, esté permitido. En la Figura 10a, el periodo de desconexión normal t_0 entre cada uno de los impulsos de energía y de realimentación es man



tenido. Los tiristores que son conductores para producir los distintos impulsos de energía y de realimentación son algo similares a los descritos para el circuito de la Figura 5. Suponiendo que los tiristores del grupo P impares estén conectados para producir un impulso de energía normal de semiciclo positivo, al final de esta onda de corriente semisinusoidal, la condición de sobrecorriente es descubierta y, después del periodo de desconexión t_0 , los tiristores adecuados son conectados para producir el impulso de realimentación. El impulso de realimentación negativo es obtenido haciendo conductores los tiristores P2, P4, N5 y N7. El impulso de energía negativo normal siguiente en el ciclo de alta frecuencia es producido conectando los tiristores impares del grupo N y el impulso de realimentación positivo sucesivo es obtenido haciendo conductores los tiristores N2, N4, P5 y P7. En la Figura 10b, el periodo de desconexión normal t_0 no es mantenido entre cada uno de los impulsos de energía y de realimentación, sino más bien solo entre un impulso de energía normal y su correspondiente impulso de realimentación. Como, en el ejemplo, la conexión de los tiristores N1 y N3 aplica una ionización inversa a través de los tiristores P2 y P4 que habían conducido el impulso de realimentación, no es necesario mantener entre ellos el periodo de desconexión t_0 . La Figura 10b produce una corriente media más elevada que la Figura 10a. Mediante una conveniente modificación de los circuitos de desbloqueo, es también posible hacer funcionar el circuito de la Figura 9 de la manera representada en las Figuras 7b y 7c.

La acción de limitación de corriente obtenida cuando el circuito conversor de la Figura 9 es accionado del modo sencillo limitador de corriente en el cual se produce una onda de corriente semisinusoidal completa de realimentación está ilustrada por las características de la corriente de voltaje y del voltaje de salida de la Figu-



ra 12. Cuando trabaja de la manera normal, en la cual se mantiene la
secuencia normal de ionización de los tiristores, el circuito traba-
ja a lo largo de la curva -65-. Cuando la corriente aumenta y se al-
canza el punto natural -66- de interrupción (que es el mismo punto
5 de interrupción natural descrito con referencia al conversor de co-
rriente continua en corriente continua de la Figura 5) puede empe-
zar el funcionamiento a modo de limitador de corriente. Sin embargo,
no empieza automáticamente, ya que en ausencia del comienzo del modo
limitador de corriente del funcionamiento, el circuito trabaja a lo
10 largo de la curva en línea recta -65'-, que es una continuación de
la curva -65-, y el modo de funcionamiento limitador de corriente
puede empezar en cualquier punto previamente elegido de la curva
-65'-. La acción del circuito después del comienzo del modo de fun-
cionamiento como sencillo limitador de corriente está representada
15 por la curva -68- indicada con $U_0 = 1$. Esta característica es obte-
nida cuando hay un impulso de realimentación que sigue cada impulso
normal, pero puede haber otros modos en los cuales haya dos o más
impulsos entre cada impulso de realimentación, debido al modo cómo
es detectada la sobrecorriente. Suponiendo que el modo de funciona-
20 miento limitador de corriente empiece en el punto de interrupción
natural -66-, se advierte que, al pasar de la curva -65- del modo
normal a la curva -68- de limitación de corriente y nuevamente atrás,
hay una parte -68'- de lazo biestable que trabaja en las direcciones
indicadas por las flechas en las partes a modo de lazo. Así, puede
25 haber un indeseable periodo de transición biestable entre el modo
de funcionamiento normal y el modo limitador de corriente cuando el
entero impulso de realimentación es producido antes de reanudar la
secuencia normal de ionización de tiristor.

Para facilitar este problema, el circuito conversor puede ser
30 accionado a modo de limitador de corriente perfeccionado en el cual



el impulso de realimentación termina en un punto previamente elegido poco antes de la conclusión de la onda semisinusoidal completa. Esto es similar al modo cómo la secuencia de ionización normal de los tiristores, representada en la Figura 7a para el circuito conversor de corriente continua de la Figura 5, es continuada para cortocircuitar el impulso de realimentación a través de los diodos de realimentación. En la Figura 5, el circuito conversor de corriente continua en corriente continua produce una sola característica de voltaje y corriente considerada (véase la Figura 8) cuando no se emplea bloqueo eléctrico alguno para demorar la ionización de los impulsos de ionización de tiristor normales siguientes, es decir, cuando no hay periodo bies-
table alguno de transición.

Con referencia a las formas de onda de corriente del circuito hecho funcionar a modo perfeccionado limitador de corriente representadas en la Figura 11, hay tres intervalos en cada semiciclo completo identificados como el impulso de realimentación, el intervalo de transición y el impulso normal. La longitud o periodo del impulso de realimentación está identificado con U_0 , mientras que $U_0 = 1$ indica una onda semisinusoidal completa. El intervalo de transición se produce cuando dos tiristores conectados en relación de circuito en serie a través de los terminales -25- y -26- de suministro de energía de entrada son hechos conductores al propio tiempo para cortocircuitar los terminales de suministro a través de los inductores de conmutación. Así, si los tiristores P1 y P3 son hechos conductores durante un impulso de energía normal y los tiristores P2 y P4 son conectados para el impulso de realimentación que sigue al tiempo de desconexión t_0 , la conexión de los tiristores N1 y N3 para el impulso de energía negativo siguiente significa que los tiristores P2 y N3 cortocircuitan el suministro conmutando los inductores -28- y -29-, mientras que los tiristores N1 y P4 cortocircuitan el suministro a través de



Los inductores de conmutación -30- y -31-. Esto se verifica durante los intervalos de conmutación para los tiristores P2 y P4, ya que los tiristores que conducen el impulso de realimentación son desconectados naturalmente cuando los tiristores de impulso normal siguientes son ionizados, ya que los dispositivos de realimentación están sometidos a un voltaje inverso en cuanto la corriente es reducida a cero. Los inductores de conmutación impiden la conmutación instantánea de la corriente desde los dispositivos de realimentación a los tiristores recién ionizados. De aquí que haya un intervalo de transición en el cual ambos pares de tiristores del lado de entrada son conductores. En el circuito de salida, el mismo par de tiristores que es conectado para conducir un impulso de realimentación queda en conducción durante el entero intervalo de transición y el impulso de energía normal siguiente y ningún otro dispositivo del circuito de salida está conectado durante este tiempo. Durante el intervalo de transición, el voltaje del capacitor de conmutación pasa por cero en dirección positiva o en dirección negativa. El tiempo de demora t_0 de la Figura 11 entre los impulsos normales y los impulsos de realimentación que suceden puede ser omitido a elección del proyectista.

En la Figura 12, las curvas -68a- a -68d- son respectivamente las características de corriente de voltaje de salida producidas por un convertidor que funciona desde una fuente de corriente continua del modo perfeccionado de limitación de corriente cuando $U_0 = 0,8$, $U_0 = 0,6$, $U_0 = 0,4$ y $U_0 = 0,2$. Como era de prever, cuanto más corta es la duración del impulso de realimentación antes de su interrupción por la ionización del par siguiente de tiristores en la secuencia de ionización normal, menos eficaz es la acción limitadora de corriente y menos inclinadas llegan a ser las curvas limitadoras de corriente. Además, un acoplamiento positivo de las inductancias origina una curva de límite de corriente más inclinada, pero aumenta el voltaje de

26 SEP.



punta aplicado a los tiristores. Cada una de las curvas característi-
cas -68a- a -68d- está sujeta a la deficiencia de la curva -68- del
modo sencillo de limitación de corriente de que se ha hablado anterior
mente, por cuanto la transición entre el modo normal y el modo de
5 limitación perfeccionado de corriente tiene una naturaleza biestable.
La biestabilidad puede ser eliminada omitiendo el tiempo de demora
 t_0 indicado en la Figura 11 y eligiendo $U_0 = t_0 / (\pi \sqrt{LC})$, es decir
que los tiristores que producen realimentación son desbloqueados in-
mediatamente después de la conclusión de cada impulso normal y que
10 se mantiene el programa de ionización normal, de modo que el circui-
to produce la misma forma de onda de corriente indicada en la Figura
7a. Para obtener una transición suave entre el modo normal y el modo
perfeccionado de limitación de corriente y para controlar la inclina-
ción de la característica, indicada por la curva -69-, la acción li-
mitadora de la corriente puede ser iniciada en el punto de interrup-
15 ción natural -66- y el valor de U_0 es elevado suavemente desde dicho
valor $t_0 / (\pi \sqrt{LC})$ dado por los parámetros del circuito en el punto
-66- hasta el valor de U_0 para la parte recta de la curva -69- al
aproximarse la condición de cortocircuito. Para hacerlo así, es nece-
20 sario medir la corriente de carga y alimentar una conveniente señal
de sobrecorriente a un circuito de demora controlado para los genera-
dores de impulso de desbloqueo. Esto se representa en forma diagramá-
tica en la Figura 9, en la cual la corriente de carga es una entrada
al circuito -63- modificador de desbloqueo del límite de corriente.

25 La regulación del voltaje del circuito conversor de energía de
la Figura 9 puede obtenerse empleando un mecanismo automático clási-
co variador de derivación en combinación con el transformador de
acoplamiento -14- de alta frecuencia. El mecanismo -70- cambiador de
derivación está representado aquí asociado con el arrollamiento pri-
30 mario -14p- y es eficazmente una derivación móvil que cambia la rela-



ción de vueltas de acuerdo con las variaciones del voltaje de entrada, para producir un voltaje de salida esencialmente constante. Como se ilustrará en un circuito posterior, puede también usarse un cambiador estático de derivación que emplee SCR. Algún grado de regulación de voltaje puede obtenerse también variando la velocidad de conexión de alta frecuencia o frecuencia de interrupción f de los circuitos de inversor, ya que esto cambia los valores de impedancia efectiva de los elementos en serie del circuito resonante en serie. Sin embargo, un inconveniente de este método de regulación del voltaje es que reduce la eficiencia del circuito conversor insertando una resistencia equivalente adicional en serie con la carga.

Aún cuando el circuito conversor de doble puente representado en las Figuras 1 y 9 es la forma preferida de la invención, se ha indicado que los circuitos de aumento de frecuencia y los circuitos de reducción de conexión de ambos lados del transformador de acoplamiento de alta frecuencia son esencialmente configuraciones de inversor, pudiéndose emplear configuraciones de inversor distintas de la de puente completo. No es necesario que la misma configuración de circuito sea usada tanto en el lado primario como en el lado secundario y, como se ha dicho, las inductancias y capacitancias de conmutación pueden ser distribuidas asimétricamente entre los dos circuitos. La Figura 13 muestra un circuito conversor de energía en el cual el circuito de conexión de entrada -75- tiene configuración de circuito de semipuente o duplicador de voltaje, mientras que el circuito -76- de conexión de salida tiene configuración de circuito de derivación central. La construcción y el funcionamiento de estos circuitos serán descritos sólo sucintamente, ya que son configuraciones de circuito inversor bien conocidas, descritas, por ejemplo, en el Capítulo 5 del libro titulado "Principles of Inverter Circuits", de Bedford y Hoft, John Wiley Sons, Inc., derechos de autor 1964, ficha nº 64-20078 del Catálogo



de la Biblioteca del Congreso. Como en el caso de los circuitos conversores de que se ha hablado anteriormente, estos circuitos conversores trabajan con un amplio campo de cargas resistivas o reactivas y pueden ser accionados de modo que tengan una completa reversibilidad de flujo
5 de energía según las condiciones del circuito.

En la Figura 13, los elementos que funcionan esencialmente como en el circuito de la Figura 1 llevan las mismas referencias. La configuración de semipunte requiere sólo cuatro tiristores de conducción unidireccional o dos tiristores de conducción bidireccional y está representada
10 construída con rectificadores controlados de silicio de conducción unidireccional. El primer par P1 y P2 de tiristores en inverso-paralelo está conectado en serie con inductores de conmutación -77- y -78- y el segundo par de tiristores N1 y N2 en inverso-paralelo lo está a través de los terminales -25- y -26- de suministro de energía de entrada. La
15 unión -79- entre los inductores de conmutación está conectada con un extremo del arrollamiento primario -14p- del transformador de acoplamiento de alta frecuencia y el otro extremo del transformador de acoplamiento está conectado con el punto de unión -80- entre dos capacitores -81- y -82- de conmutación conectados en serie, que, a su vez, están
20 conectados a través de los terminales de suministro -25- y -26-. El desbloqueo del par de tiristores P1 y P2 hace que el capacitor de conmutación -82- cargue hacia el voltaje de suministro, mientras que el otro capacitor de conmutación -81- descarga a través del tiristor de conducción P1. El circuito de conmutación resonante en serie desarrolla un impulso de corriente de onda semisinusoidal y el tiristor P1 es
25 desconectado cuando la corriente cae a cero y el voltaje en el punto de unión -79- entre los dos inductores de conmutación sube a un valor superior al voltaje de suministro. Cuando los tiristores N1 y N2 son hechos alternativamente conductores, el circuito trabaja a modo de
30 imagen especular para originar un impulso de corriente de onda semisi-



nusoidal de polaridad opuesta.

El circuito -76- de reducción de frecuencia de salida comprende un autotransformador -83- de derivación central con su derivación central conectada con el terminal de salida -37- y un capacitor de conmutación -84- conectado a través de sus dos extremos. El arrollamiento secundario del transformador -14- de acoplamiento de alta frecuencia está dividido en dos partes y un primer circuito en serie, que comprende un arrollamiento secundario -14s-, un inductor de conmutación -85- y los tiristores P5 y P6 conectados en inverso-paralelo, está conectado entre un extremo del autotransformador -83- de derivación central y el terminal de salida -38-. Un segundo circuito en serie que comprende el otro arrollamiento secundario -14s'-, el inductor de conmutación -85'- y el par de tiristores N5 y N6 en inverso-paralelo está conectado entre el otro extremo del autotransformador -83- y el terminal de salida -38-. En este sistema de circuito, el capacitor de conmutación -84- se encuentra alternativa y efectivamente en relación de circuito en serie con el primer circuito en serie que comprende los tiristores del grupo P y el segundo circuito en serie que comprende los tiristores del grupo N. El circuito conversor de energía de la Figura 13 es accionado exactamente de la misma manera que se ha descrito para la configuración de circuito de doble puente. Los tiristores del grupo P y los tiristores del grupo N de ambos lados del circuito son hechos alternativamente conductores en el modo normal de funcionamiento del circuito y el circuito puede ser hecho funcionar del modo sencillo o perfeccionado de limitación de corriente, como se ha descrito anteriormente. Las modificaciones requeridas para la limitación de la corriente y la regulación del voltaje no están aquí representadas.

La Figura 14 muestra un circuito conversor de energía útil como transformador de distribución electrónica. El circuito -86- de con-



xi3n de entrada tiene configuraci3n de circuito de semipunte y es susceptible de ser conectado con una fuente de alto voltaje. El par de tiristores P1 y P2 est3 sustituido por los cuatro tiristores P1a a P1d, conectados en serie y que se dividen el voltaje, y el grupo conectado en inverso-paralelo de tiristores P2a a P2d conectados en serie. A los efectos de la regulaci3n del voltaje, los tiristores P1d y P2d pueden ser cortocircuitados por el par de tiristores en inverso-paralelo P1d' y P2d' conectados con el punto de derivaci3n -87- del arrollamiento primario -14p- del transformador de alta frecuencia. En esta forma de cambiador est3tico de derivaci3n, se ver3 que no es necesaria una duplicaci3n total de todos los tiristores que se dividen el voltaje. Los tiristores N est3n conectados de manera similar y comprenden los tiristores conectados en serie N1a a N1d y N2a a N2d y un par adicional de tiristores N1d' y N2d' conectados en inverso-paralelo, tambi3n conectados con el punto de derivaci3n -87- con fines de cambio de derivaci3n.

El circuito de conexi3n de salida -88- de la Figura 14 es similar al circuito de la Figura 1 en la configuraci3n de circuito de puente completo, excepto que el capacitor de conmutaci3n es eliminado y toda la capacitancia de conmutaci3n aparece en el circuito -86- en el lado primario del transformador de conexi3n de alta frecuencia. El transformador -14s- del secundario tiene derivaci3n central y est3 conectado con un terminal -89- de salida de derivaci3n central. La capacitancia de filtro de salida est3 dividida, adem3s, entre dos capacitores filtrantes -90- y -91- y su punto de uni3n -92- est3 conectado con el terminal -89- de derivaci3n central. Con este sistema de circuito de salida, que es un tipo usado en los transformadores de distribuci3n, cargas desiguales pueden ser conectadas entre un juego de terminales -37- y -89- y el segundo juego -38- y -89-. El funcionamiento del circuito conversor de energ3a de la Figura 14 es similar al de los ante-



riores circuitos de conversión, por lo que no se describirá.

La Figura 15 muestra un circuito conversor de energía que trabaja con una fuente de voltaje de corriente continua o de corriente alterna monofásica, pero tiene una conexión polifásica de alta frecuencia. Esto reduce las dimensiones de los capacitores filtrantes -35- y -35'- de entrada y salida comunes o reduce las ondulaciones a través de las líneas de entrada. Los correspondientes terminales de entrada de tres circuitos conversores de energía independientes -95-, -96- y -97- representados en forma de diagramas están conectados en paralelo entre sí a través de los terminales de suministro de entrada -25- y -26-. Los terminales de salida de cada uno de estos circuitos conversores individuales están análogamente conectados a través de los terminales comunes de salida -37- y -38-. Los circuitos conversores -95-, -96- y -97- trabajan de manera trifásica, como indican las formas de onda de corriente de tiristor dentro de cada uno de los bloques que representan estos circuitos conversores. Los circuitos conversores pueden tener cualquiera de las configuraciones de circuito previamente descritas.

En los circuitos descritos hasta aquí, al voltaje de salida sigue el voltaje de entrada después de experimentar la transformación de voltaje deseada en la conexión de transformador de alta frecuencia, es decir que hay un desplazamiento de fase de 0° entre los voltajes de entrada y de salida. Los circuitos conversores de energía, excepto el conversor de corriente continua en corriente continua representado en la Figura 5, pueden trabajar según otro sistema, para producir selectivamente un desplazamiento de fase de 180° entre los voltajes de entrada y de salida. Cuando la fuente de voltaje de suministro es una fuente de corriente continua, el circuito puede trabajar como un inversor y es posible obtener conversión de energía de corriente continua en corriente alterna de frecuencia relativamente baja con una forma de onda aproximadamente cuadrada. Cuando la fuente de voltaje de sumi-



nistro es una fuente de corriente alterna, el circuito puede trabajar a modo de cicloconvertor para producir un voltaje de salida de corriente alterna de una frecuencia distinta de la del voltaje de entrada. También es posible variar la frecuencia del voltaje de salida, y la salida de energía de frecuencia variable y de voltaje variable es adecuada, por ejemplo, para accionar un motor de inducción de corriente alterna.

En el modo de funcionamiento normal del circuito convertor de energía preferido representado en la Figura 1, suponiendo que el voltaje e_1 sea una fuente de voltaje de corriente continua, los tiristores del grupo P y los tiristores del grupo N son ionizados en semiciclos de interrupción alternos y el voltaje de salida e_2 será también corriente continua de igual polaridad. En el modo de funcionamiento de inversor, el modo de ionización normal es interrumpido transitoriamente y la polaridad del voltaje de salida e_2 es invertida bloqueando los tiristores del lado de salida para invertir la polaridad de la carga de los capacitores filtrantes de salida -35'-, reanudándose luego una secuencia de ionización en la cual grupos opuestos de tiristores de los circuitos de entrada y de salida son ionizados sincrónicamente. Formas de ondas típicas están representadas en la Figura 16. En la Figura 16a, el voltaje de entrada tiene una polaridad positiva tal que el terminal de suministro de entrada -25- es positivo con respecto al terminal -26-. Durante el semiciclo positivo del voltaje de salida (véase la Figura 16b), el circuito convertor es hecho trabajar de acuerdo con el modo normal de funcionamiento en el cual los tiristores del grupo P de ambos lados del circuito y los tiristores del grupo N de ambos lados son hechos alternativamente conductores. El terminal de salida -37- es positivo con respecto al terminal -38-. (En la figura, los tiristores ionizados durante cada semiciclo de alta frecuencia están separados por una línea horizontal). Para invertir la p



laridad del voltaje de salida en el punto deseado, se interrumpe transitoriamente el modo normal de ionización. Los impulsos de desbloqueo periódico son eliminados de todos los tiristores del lado de entrada -27- y, al propio tiempo, todos los tiristores del lado de salida
5 -36- son desbloqueados simultáneamente.

. El capacitor -35- de filtro de salida descarga y vuelve a cargar a la polaridad opuesta a través de los tiristores N6 y P8, y también P6 y N8, en el circuito de salida -36-. Otro método de desbloquear esta inversión es el de ionizar estos cuatro tiristores solamente; los
10 otros cuatro tiristores complementarios son ionizados nuevamente para invertir otra vez la polaridad de salida a su estado original al empezar el ciclo de salida siguiente. Si todos los ocho dispositivos de tiristor del lado de salida son ionizados al final de cada semiciclo, sólo la mitad de ellos conducirá en cualquier momento, pero el circui-
15 to de control puede ser más sencillo. Durante el semiciclo de salida negativo siguiente, cuando el voltaje de salida e_2 es negativo en el terminal de salida -37- y positivo en el terminal -38-, el modo normal de desbloqueo es reanudado excepto en que los tiristores N5 a N8 del lado de salida son ionizados al propio tiempo que los tiristores P1 a P4 del
20 lado de entrada y en los semiciclos de alta frecuencia de interrupción alterna los dispositivos P5 a P8 del lado de salida son ionizados al propio tiempo que los dispositivos N1 a N4 del lado de entrada.

Para reducir al minimum los impulsos de corriente a través de los tiristores del lado de salida cuando es invertida la carga en el capaci-
25 tor de filtro/^{de salida}-35'-, es deseable tener un capacitor -35'- de una capacitancia menor posible y tener inductancia en serie con la carga -39-. En muchos casos, la carga misma tendrá una inductancia suficiente. Un conveniente acoplamiento de las inductancias de conmutación del lado de salida contribuirá también a reducir la magnitud y a prolongar el tiem-
30 po del impulso de corriente de inversión de polaridad. Para reducir las

26



dimensiones del capacitor -35'- de filtro de salida, es deseable una
conexión polifásica de alta frecuencia como la representada en la
Figura 15. Cuando trabaja de este modo como inversor, el transforma-
dor de alta frecuencia proporciona una transformación de voltaje y
5 aislamiento en un pequeño volumen, lo cual es particularmente ventajo
so cuando la frecuencia de salida de corriente alterna deseada es
muy baja, cuando por ejemplo, está comprendida entre 1 Hz y 60 Hz.
En este modo de funcionamiento, los semiciclos positivo y negativo de
la salida de baja frecuencia pueden ser de duración igual o distinta
10 y, si son de duración distinta, hay una componente media de corrien-
te continua de largo tiempo en la salida, cuya magnitud puede ser
controlada mediante técnicas de control de relación de tiempo. Ade-
más, la magnitud de la salida de baja frecuencia puede ser controla-
da incluyendo una pluralidad de inversiones de polaridad dentro de
15 cada semiciclo de baja frecuencia, como se indica en -98-. Dentro
de cada una de las secciones -98-, la magnitud del voltaje de salida
es determinada por principios de control de relación de tiempo por
cuanto la relación del tiempo durante el cual se obtiene un voltaje
de salida de polaridad positiva y el tiempo durante el cual se obtie-
20 ne un voltaje de polaridad de salida negativa determina el voltaje me-
dio de cada sección.

Cuando el voltaje de suministro es un suministro de corriente
continua unipolar, un grupo de tiristores del lado de entrada puede
ser sustituido por diodos de rectificador. Por ejemplo, si la polari-
25 dad del suministro de corriente continua es tal que el terminal -25-
es siempre positivo con respecto al terminal -26-, los tiristores
P2, P4, N2 y N4 pueden ser sustituidos por diodos de rectificador.
Con una serie completa de tiristores, es decir ocho en cada lado, el
suministro puede ser de corriente alterna y el circuito puede ser he-
30 cho trabajar a modo de ciclo conversor para producir una frecuencia



de salida de corriente alterna inferior a la frecuencia de la corriente alterna de entrada. A título de ilustración, se muestran en la Figura 17 unas formas de onda donde el voltaje de entrada de corriente alterna de la Figura 17a es, por ejemplo, una onda de 60 Hz. El tipo de voltaje de salida de onda cuadrada producido típicamente está representado en la Figura 17b. Durante el primer semiciclo positivo del voltaje de entrada, el voltaje de salida es también positivo y se obtiene bloqueando alternativamente en el modo normal de trabajo los tiristores del grupo P y del grupo N. Durante el primer semiciclo negativo del voltaje de entrada, el voltaje de salida es también de polaridad positiva y es obtenido bloqueando los tiristores N1 a N4 del lado de entrada y los tiristores P5 a P8 del lado de salida (los tiristores N2, N4, P5 y P7 conducen efectivamente corriente cuando el paso de energía va de la entrada a la salida). En el otro semiciclo de alta frecuencia, se ionizan los tiristores P1 a P4 y N5 a N8 (P4, P2, N5 y N7 conducen efectivamente cuando es suministrada energía a la carga). Este modo de funcionamiento es continuado hasta que se desea cambiar la polaridad del voltaje de salida. Esto puede hacerse al final de un semiciclo del voltaje de entrada como se muestra en la Figura 17c, o puede verificarse en el centro de un semiciclo, como se muestra en la Figura 17b. En este caso, es necesario invertir la polaridad de la carga en el capacitor de filtro de salida -35- conectado todos los tiristores del lado de salida -36- del circuito, y precisamente los tiristores P5 a P8 y N5 a N8. Cuando la polaridad del voltaje de entrada es negativa y también es negativa la polaridad del voltaje de salida, los tiristores del grupo N y los tiristores del grupo P son ionizados alternativamente de la manera normal. Para obtener un voltaje de salida negativo cuando es positivo el voltaje de entrada, los tiristores P1 a P4 y N5 a N8 son ionizados alternativamente con los tiristores N1 a N4 y P5 a P8. La secuencia de ionización para seguir



está resumida en la Tabla siguiente:

		<u>Voltaje de polaridad de salida</u>	
		<u>Positiva</u>	<u>Negativa</u>
<u>Polaridad de voltaje de entrada</u>			
5	Positiva	$\frac{P1 - P8}{N1 - N8}$	$\frac{P1 - P4, N5 - N8}{N1 - N4, P5 - P8}$
	Negativa	$\frac{N1 - N4, P5 - P8}{P1 - P4, N5 - N8}$	$\frac{N1 - N8}{P1 - P8}$

La duración de cada semiciclo de voltaje de salida puede ser la misma o distinta de la representada en la Figura 17c. En este ejemplo, el semiciclo de voltaje de salida positivo comprende tres de los semiciclos de voltaje de entrada, mientras que el semiciclo de voltaje de salida negativo comprende cuatro de los semiciclos de voltaje de entrada. También es posible controlar la magnitud de la salida de baja frecuencia incluyendo una pluralidad de inversiones de polaridad dentro de cada semiciclo de baja frecuencia, como se indica en forma de contorno en la Figura 17b en -99-, efectuándose exactamente del mismo modo que se ha descrito cuando se usa una corriente de corriente continua de voltaje de suministro, (secciones -98- en la Figura 16b). Cuando trabaja con suministro de corriente alterna, se verá que el sistema de circuito conversor puede ser considerado como un doble ciclo conversor con una conexión de alta frecuencia. Cuando trabaja con suministro de corriente continua, el lado de entrada puede ser considerado como un inversor de alta frecuencia y el lado de salida como un tipo de cicloconversor.

Ulteriores variantes son posibles empleando el circuito conversor de energía como elemento de construcción. Por ejemplo, el transformador de alta frecuencia puede tener más de un arrollamiento secundario, conectado cada uno en un circuito conversor del lado secundario independiente que le suministre su propia carga. En otra variante, tres conversores similares, cada uno de los cuales trabaja con un suministro de corriente continua o de corriente alterna monofásica, pueden ser con



trolados de modo que proporcionen una salida trifásica. Cada convertor, a su vez, puede estar constituido por una conexión polifásica (véase la Figura 15). Un sistema más grande, adecuado para aplicaciones de elevada energía, que se presta para una construcción modular y que
5 trabaja con un suministro trifásico de entrada, comprende tres convertidores, uno de cada una de las fases de entrada, para accionar cada fase de una salida trifásica para un total de 9 convertidores. Cada uno de estos convertidores, a su vez, puede contener un enlace trifásico de alta frecuencia, para un total de 27 circuitos convertidores sepa-
10 rados.

El sistema de circuito representado en la Figura 18 usa tres circuitos convertidores de energía, trabaja con un suministro de entrada trifásico y tiene una frecuencia de salida monofásica que puede ser más alta o más baja que la frecuencia de entrada. Los lados primarios
15 -100p-, -101p- y -102p- de los tres circuitos convertidores están conectados a través de las líneas de suministro trifásicas de entrada A, B y C de la manera polifásica corriente. Los lados secundarios -100s-, -102s- y -101s- están conectados en relación de circuito en serie a través de los terminales de salida monofásica -103- y -104-. Las lí-
20 neas discontinuas representan las conexiones de transformador de alta frecuencia entre los correspondiente circuitos primario y secundario. Los capacitores de filtro de salida -105- están conectados en serie a través de los terminales -103- y -104-, para filtrar la energía de salida de los impulsos.

25 La Figura 19a muestra la forma de onda del voltaje trifásico donde los voltajes monofásicos de corriente alterna están indicados con e_a , e_b y e_c . Como se muestra en la Figura 19b, están disponibles en todo momento siete distintos niveles de voltaje de salida que pueden ser elegidos mediante un adecuado control de las secuencias de ioniza-
30 ción de tiristor. Los siete distintos niveles de voltaje de salida



son obtenidos porque el voltaje de salida $e_o = \pm e_a \pm e_b \pm e_c$, sponien
do una relación unitaria de vueltas para cada uno de los transformado-
res de conexión de alta frecuencia. Están ilustradas posibles secuen-
cias de conexión para producir los voltajes de salida deseados a fre-
5 cuencias superiores o inferiores a la frecuencia de entrada. La curva
-106- indica el voltaje de salida de onda sinusoidal esencialmente
filtrado obtenido cuando los tiristores de los distintos conversores
son ionizados para obtener la forma de onda dentada del voltaje de sa-
lida representada en líneas gruesas. En la primera mitad de la Figura
10 19b, la frecuencia de salida es más alta que la frecuencia de entrada
y en la segunda mitad se elige una distinta secuencia de ionización y
la frecuencia de salida es inferior a la frecuencia de entrada.

Para circuitos conversores que trabajan como un inversor o un ci-
cloconversor, los modos normales de trabajo que han sido descritos
15 pueden ser interrumpidos cuando se presenta un estado de sobrecarga o
de pérdida y la secuencia de ionización de los tiristores puede ser
cambiada para producir un funcionamiento limitador de corriente al modo
de simple limitación de corriente o al modo perfeccionado de limita-
ción de corriente anteriormente descrito para un conversor que trabaje
20 como un transformador electrónico. Para realizar esta función, son ne-
cesarios adecuados medios de medición de las corrientes y de los volta-
jes en el circuito de energía y el circuito de control es adaptado pa-
ra que pueda responder de la manera deseada a las cantidades medidas.
Asímismo, la conexión entre la fuente y la carga puede ser interrumpi-
25 da en todo momento deseado simplemente eliminando las señales de des-
bloqueo en todos o en un número suficiente de los tiristores del cir-
cuito conversor, que trabaja así a modo de interruptor de circuito
estático. Esta es una función deseable cuando se presentan sobrecar-
gas sostenidas o pérdidas persistentes, o para el control normal de
30 conexión y desconexión de la carga.

26 SEP. 

En resumen, los nuevos circuitos conversores de energía emplean una conexión de transformación lineal de alta frecuencia y usan medios de tiristor de conducción bidireccional en varias configuraciones de inversor para convertir un voltaje de corriente continua o un voltaje de corriente alterna de frecuencia relativamente baja en una onda de alta frecuencia, que es transformada y reconstruida con un desplazamiento de fase de 0° o 180° en el otro lado del transformador por configuraciones de inversor iguales o equivalentes. Algunas simplificación es posible sustituyendo los tiristores con diodos cuando la fuente es un voltaje de corriente continua de una sola polaridad. Los tiristores son conmutados por conmutación de capacitores en serie y todas las corrientes internas son esencialmente impulsos de ondas semisinusoidales. Con la serie completa de tiristores en cada lado del transformador, es posible un paso reversible de energía y se obtiene una conmutación segura para un amplio campo de cargas resistivas y reactivas. Los circuitos conversores pueden ser accionados usando distintos métodos para controlar el desbloqueo de los tiristores de modo que el circuito actúe en forma de transformador electrónico, como un inversor o como un cicloconversor, Además, hay un simple modo de funcionamiento como limitador de corriente en el cual se permite un impulso de realimentación completo antes de reanudar la secuencia normal de ionización, así como un modo perfeccionado de limitación de corriente en el cual el impulso de realimentación es interrumpido en un punto deseado. También pueden incorporarse al circuito, de desearse así, medios de regulación de voltaje.

Aún cuando la invención ha sido representada y descrita particularmente con referencia a varias formas de realización preferidas, las personas expertas en la materia comprenderán que en ella pueden introducirse varios otros cambios de forma y de detalle sin por ello apartarse de su espíritu y alcance.



EN RESUMEN: La Patente de Invención que por veinte años se solicita registrar en España, debera recaer sobre las siguientes reivindicaciones:

5 1ª.-Mejoras en los circuitos conversores de energía caracterizadas por comprender la combinación de un transformador lineal de alta frecuencia con un par de arrollamientos acoplados inductivamente, un primer circuito de conexión inversor que incluye cuando menos un par de dispositivos de conexión en estado sólido alternativamente conductores, cada uno de los cuales está efectivamente conectado en relación de circuito en serie con cuando menos una parte de uno de dicho arrollamientos de transformación a través de un primer par de terminales en los cuales aparece un potencial eléctrico, un segundo circuito de conexión que incluye cuando menos un par de dispositivos de conexión en estado sólido alternativamente conductores, cada uno de los cuales está efectivamente conectado en relación de circuito en serie con cuando menos una parte del otro arrollamiento de transformación a través de un segundo par de terminales, dispositivo conectado para hacer sincrónicamente conductor cuando menos uno de los dispositivos de en cada uno de los circuitos de conexión y para hacer alternativa y sincrónicamente conductor cuando menos uno de los otros dispositivos de conexión en cada uno de los circuitos de conexión a una velocidad de conexión de alta frecuencia que es relativamente elevada en comparación con la frecuencia del potencial eléctrico que aparece en dicho primer par de terminales, incluyendo además dichos primero y segundo circuito de conexión medios de conexión en serie que comprenden medios inductores de conexión acoplados efectivamente en relación de circuito en serie con medios capacitores de conexión y sincronizados sobre resonancia en serie a una frecuencia superior a dicha velocidad de conexión de alta frecuencia para crear impulsos de corriente de onda

10

15

20

25

30



semisinusoidal de polaridad opuesta y para desconectar alternativamente por conmutación dichos dispositivos, por lo cual el potencial eléctrico que aparece en el primer par de terminales es convertido en una onda de alta frecuencia y vuelto a formar de la manera deseada en el segundo par de terminales.

2ª.- Mejoras en los circuitos conversores de energía según la reivindicación 1ª, caracterizadas por incluir además un capacitor filtrante conectado a través de cuando menos uno de los pares de terminales, y una carga conectada a través de uno de los pares de terminales.

3ª.- Mejoras en los circuitos conversores de energía según las reivindicaciones 1ª o 2ª, caracterizadas por el hecho de tener una conexión polifásica de alta frecuencia y de incluir una pluralidad de circuitos conversores como los mencionados en la reivindicación 1ª, conectados de manera polifásica entre un único par de dichos terminales de entrada y de salida.

4ª.- Mejoras en los circuitos conversores de energía según la reivindicación 3ª, que incluye además, un capacitor filtrante conectado a través de cada uno de los pares de terminales, caracterizadas por el hecho de que la capacitancia efectiva de cada capacitor filtrante es una magnitud superior a la capacitancia del medio capacitor de conmutación.

5ª.- Mejoras en los circuitos conversores de energía según la reivindicación 4ª, caracterizadas por el hecho de que los dispositivos de conexión en estado sólido del primero y segundo circuitos de conexión son dispositivos de tiristor de cierre sin entrada y de que el segundo circuito de conexión tiene configuración de circuito inversor.

6ª.- Mejoras en los circuitos conversores de energía según la reivindicación 4ª, caracterizadas por el hecho de que los dispositi-



tivos de conexión en estado sólido del segundo circuito de conexión comprenden una pluralidad de diodos de polos similares dispuestos a modo de rectificador monofásico, para producir un potencial unidireccional entre el segundo par de terminales, y de que los dispositivos de conexión en estado sólido del primer circuito de conexión de inversión son rectificadores controlados de silicio.

7ª.-Mejoras en los circuitos conversores de energía según la reivindicación 4ª o 6ª, caracterizadas por el hecho de que el primer par de terminales son terminales de entrada y de que el potencial que aparece en ellos es un potencial unidireccional, y de que el segundo par de terminales son terminales de salida, siendo los dispositivos de conexión en estado sólido del primer circuito de conexión de inversión rectificadores controlados de silicio, cada uno de los cuales posee adicionalmente un diodo de realimentación en estado sólido de polos opuestos, conectados a través de los terminales de carga, para devolver energía de un medio de conmutación de capacitor en serie a los terminales de entrada cuando se verifica un sobrevoltaje en dichos medios de conmutación de capacitor en serie y los diodos de realimentación resultan orientados hacia delante, para limitar así la corriente del circuito.

8ª.- Mejoras en los circuitos conversores de energía según la reivindicación 7ª, caracterizadas por el hecho de que dicho medio de conmutación en serie está completamente incluido en el primer circuito de conmutación de inversión e incluye además otro circuito en serie que comprende un inductor adicional de conmutación y capacitor sintonizado sobre resonancia en serie a una frecuencia aproximadamente doble de la frecuencia de la velocidad de conexión de alta frecuencia, para proporcionar así una conmutación segura en condiciones de carga de alta impedancia.

9ª.- Mejoras en los circuitos conversores de energía según cual



quiera de las reivindicaciones 1ª a 4ª, caracterizadas por el hecho de que dichos dispositivos de conexión comprenden cuando menos un par de medios de tiristor conductores bidireccionalmente, siéndo
5 conectado el medio de pares de tiristor sincrónicamente conductores de un modo normal de funcionamiento a una velocidad de conexión de alta frecuencia relativamente elevada en comparación con la frecuencia del potencial eléctrico que aparece en dicho primer par de terminales.

10 10ª.-Mejoras en los circuitos conversores de energía según la reivindicación 9ª, caracterizadas por el hecho de que cada medio de tiristor conductor bidireccionalmente comprende un par de rectificadores controlados de silicio conectados en inverso-paralelo.

15 11ª.-Mejoras en los circuitos conversores de energía según la reivindicación 9ª, caracterizadas por el hecho de que dichos primero y segundo circuitos de conexión de inversión son idénticos en su configuración y de que dicho medio inductor y capacitor de conmutación incluido en medios de conmutación de capacitor en serie para desconectar por conmutación dicho medio de tiristor comprende una pluralidad de inductores de conmutación y capacitores distribuí
20 dos simétricamente entre dichos primero y segundo circuito de conexión.

25 12ª.-Mejoras en los circuitos conversores de energía según la reivindicación 9ª, caracterizadas por incluir además, medios para detectar una sobrecorriente en dicho circuito conversor de energía y medios para modificar el modo normal de funcionamiento de dicho medio de entrada cuando se detecta un estado de sobrecorriente, para hacer conductor cuando menos un medio de tiristor antes conductor
30 bidireccionalmente en uno de los circuitos de conexión para conducir corriente a través del mismo en sentido contrario y para hacer sincrónicamente conductor cuando menos un medio de tiristor en el



otro circuito de conexión, para eliminar el exceso de carga del medio capacitor de conmutación, y medios para detectar la dirección del paso de la energía en dicho circuito convertidor de energía.

5 13ª.-Mejoras en los circuitos conversores de energía según cualquiera de las reivindicaciones 9ª a 12ª, caracterizadas por incluir, además, medios de regulación de voltaje para regular el voltaje suministrado a dichos terminales de salida, y medios limitadores de corriente para limitar la corriente en dicho circuito convertidor de energía en un punto predeterminado de las características de corriente del voltaje de salida.

10

14ª.-Mejoras en los circuitos conversores de energía según la reivindicación 9ª, caracterizadas por el hecho de comprender tres de los circuitos conversores de la reivindicación 9ª, estando conectado de manera trifásica el primer par de terminales de cada uno de los primeros circuitos de conmutación de los tres circuitos conversores a través de las líneas de un suministro de voltaje de corriente alterna trifásica, mientras que el segundo par de terminales de los segundos circuitos de conexión de configuración de inversor están conectados en relación de circuito en serie a través de un par de líneas de salida de corriente continua y de corriente alterna monofásica, y medios filtrantes de capacitor conectados a través de dichas líneas de salida, por lo cual la frecuencia del voltaje de salida puede ser elegida mayor o menor que la frecuencia del voltaje de suministro de corriente alterna eligiendo convenientemente la secuencia de salida del medio de tiristor en los tres circuitos convertidores.

15

20

25

15ª.-Mejoras en los circuitos conversores de energía según cualquiera de las reivindicaciones 1ª a 5ª, caracterizadas por el hecho de que dicho primer circuito de conexión inversor es un circuito de conexión de inversión de puente completo en el cual dichos dis-

30



positivos de conexión en estado sólido incluyen dos pares de medios
tiristores de conducción bidireccional de cierre sin salida, sién-
do dicho segundo circuito inversor de conexión un circuito de con-
xión de configuración de inversor de puente completo y en el cual
5 dichos dispositivos de conexión en estado sólido incluyen dos pares
de medios de tiristor de conducción bidireccional de cierre sin sa-
lida.

16ª.-Mejoras en los circuitos conversores de energía según la
reivindicación 15ª, caracterizadas por el hecho de que dichos pri-
10 mero y segundo circuitos de conexión son simétricos y de que cada
uno de los circuitos conectados en serie dentro de cada uno de
los circuitos de conexión comprende la combinación en serie de uno
de dichos medios de tiristor de conducción bidireccional, un induc-
tor de conmutación, un capacitor de conmutación, el arrollamiento
15 de transformación, otro inductor de conmutación y otro medio de ti-
ristor de conducción bidireccional.

17ª.-Mejoras en los circuitos conversores de energía según la
reivindicación 15ª y 16ª, caracterizadas por el hecho de que cada
medio de tiristor de conducción bidireccional de cierre sin salida
20 incluye un par de rectificadores controlados de silicio, conecta-
dos en inverso-paralelo, y de que dicho circuito conversor de ener-
gía incluye, además, medios para detectar una sobrecorriente en di-
cho circuito conversor de energía, y medios para modificar el modo
normal de funcionamiento de dicho medio de salida cuando es detec-
25 tado un estado de sobrecorriente para hacer conductor cuando menos
un rectificador controlado de silicio en uno de los circuitos de
conexión conectado respectivamente en relación inverso-paralela
con un rectificador controlado de silicio previamente conductor y
para hacer sincrónicamente conductor cuando menos un rectificador
30 controlado de silicio, antes no conductor, en el otro circuito de



conexión, para devolver energía del medio de conmutación de capacitor a ambos pares de terminales.

18ª.- Mejoras en los circuitos conversores de energía que comprenden de un transformador lineal de alta frecuencia que tiene arrollamientos acoplados inductivamente, un primer circuito de conexión inversor que comprende primeros y segundos medios de tiristor de conducción bidireccional, cada uno efectivamente conectado en relación de circuito en serie con un arrollamiento de transformador a través de un primer par de terminales en el cual aparece un potencial eléctrico, un segundo circuito de conexión de configuración de inversor que comprende un tercero y un cuarto medio de tiristor de conducción bidireccional, cada uno de los cuales está efectivamente conectado en relación de circuito en serie con otro arrollamiento transformador a través de un segundo par de terminales, un capacitor filtrante conectado a través de cada uno de dichos pares de terminales, medios de desbloqueo para hacer conductor dicho medio de tiristor a una elevada velocidad de conexión de alta frecuencia, y medios de conmutación de capacitor en serie incluidos en dichos primero y segundo circuitos de conmutación y que comprenden medios inductores de conmutación conectados en relación de circuito en serie con medios de capacitor de conmutación y sintonizados sobre resonancia en serie a una frecuencia superior a la velocidad de conexión de alta frecuencia de dichos circuitos de conmutación para la creación de impulsos de corriente de onda semisinusoidal de polaridad opuesta y para desconectar alternativamente por conmutación dichos medios de tiristor, comprendiendo dicho procedimiento las operaciones de hacer sincrónicamente conductor uno de los medios de tiristor de conducción bidireccional en cada uno de los circuitos de conmutación para el paso de corriente a través de cada uno de dichos medios de tiristor en una dirección elegida, de hacer alternativa y sincrónica-



mente conductor el otro medio de tiristor de conducción bidireccional en cada uno de los circuitos de conexión para el paso de corriente por cada uno de dichos medios de tiristor en una dirección elegida, y la repetición de esta secuencia de operaciones a la velocidad de conexión de alta frecuencia de los circuitos de conexión para convertir así el potencial eléctrico unidireccional o de baja frecuencia de corriente alterna que aparece en el primer par de terminales en una onda de alta frecuencia transformada y vuelta a formar de la manera deseada en el segundo par de terminales.

10 19ª.- Mejoras en los circuitos conversores de energía según la reivindicación 18ª, caracterizadas por incluir las fases adicionales de detección de una sobrecorriente en dicho circuito convertidor de energía y de interrupción transitoria del modo normal de funcionamiento definido en la reivindicación 18ª cuando se presenta un estado de sobrecorriente y de hacer conductor un medio de tiristor previamente conductor en uno de dichos circuitos de conexión y de hacer sincrónicamente conductor un medio de tiristor previamente no conductor en el otro de dichos circuitos de conexión para conducir un impulso de corriente de onda semisinusoidal completo de polaridad opuesta a través de los arrollamientos de transformador en la dirección opuesta, para devolver energía del medio de conmutación de capacitor en serie a ambos pares de terminales, y reanudar el modo normal de funcionamiento del medio de tiristor.

15 20ª.-Mejoras en los circuitos conversores de energía según la reivindicación 18ª, caracterizadas por el hecho de que el potencial eléctrico de entrada que aparece en dicho primer par de terminales es un potencial unidireccional, de que dichos primero y tercero medios de tiristor son hechos conductores sincrónicamente y de que dichos segundo y cuarto medios de tiristor son hechos alternativa y sincrónicamente conductores a la velocidad de conmutación de alta



frecuencia para reconstruir el potencial eléctrico de entrada en el segundo par de terminales con una polaridad elegida, continuándose esta secuencia de operaciones durante un intervalo deseado de tiempo, haciéndose conductor el medio de tiristor en dicha segunda configuración de invertidor, para descargar y volver a cargar en la polaridad opuesta el capacitor filtrante conectado a través de dichos terminales de salida, y luego, haciéndose sincrónicamente conductor dichos primero y cuarto medios de tiristor y haciéndose alternativa y sincrónicamente conductor dichos segundo y tercero medios de tiristor a la velocidad de conexión de alta frecuencia, para reconstruir el potencial eléctrico de entrada con la polaridad opuesta en el segundo par de terminales.

21ª.-Mejoras en los circuitos conversores de energía según la reivindicación 18ª, caracterizadas por el hecho de que el potencial eléctrico de entrada que aparece en dicho primer par de terminales es un potencial de corriente alterna de baja frecuencia, de que durante un semiciclo del potencial eléctrico de entrada dichos primero y tercer medios de tiristor son hechos sincrónicamente conductores, y de que dichos segundo y cuarto medios de tiristor son hechos conductores alternativa y sincrónicamente a la velocidad de conexión de alta frecuencia para reconstruir el potencial eléctrico de entrada en el segundo par de terminales con un desplazamiento de fase de 0° , y durante el otro semiciclo del potencial eléctrico de entrada dichos primero y cuarto medios de tiristor son hechos sincrónicamente conductores a la velocidad de conmutación de alta frecuencia, y de que dichos segundo y tercer medio de tiristor son hechos conductores alternativa y sincrónicamente para reconstruir el potencial eléctrico de entrada en el segundo par de terminales con un desplazamiento de fase de 180° .

22ª.-Mejoras en los circuitos conversores de energía según la

26



reivindicación 21ª, que comprende, además, la operación de interrumpir transitoriamente la secuencia de operaciones anteriormente mencionada durante un semiciclo de potencial eléctrico de entrada, de hacer conductor el medio de tiristor en el segundo circuito de conmutación de configuración de inversor para descargar y volver a cargar a la polaridad opuesta el capacitor filtrante conectado a través del segundo par de terminales, y de reanudar una secuencia similar de operaciones en la que el voltaje de salida tiene la polaridad opuesta.

23ª.- Por último se reivindica como objeto sobre el que ha de recaer la Patente de Invención que, por veinte años se solicita registrar en España, -----

p o r

" MEJORAS EN LOS CIRCUITOS CONVERSORES DE ENERGIA PARA MULTIPLES APLICACIONES "

Todo conforme queda expresado en la presente Memoria Descriptiva que consta de sesenta y cuatro hojas escritas a máquina por una sola cara y planos que se acompañan.

Madrid, 26 SEP. 1969.

P.A.,

PELO FÉLIX MAÑA
P. P.



Fig. 1.

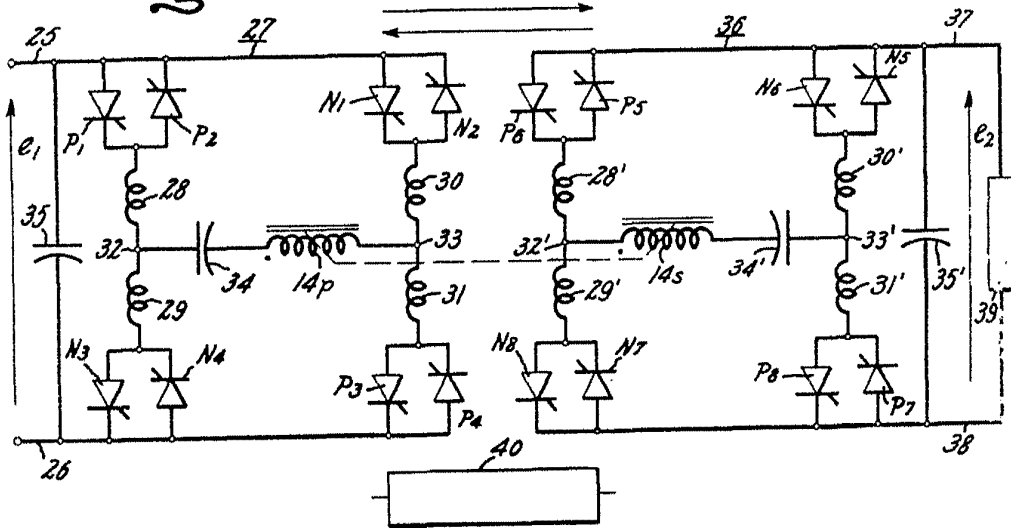
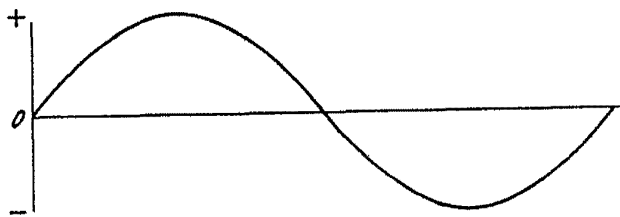
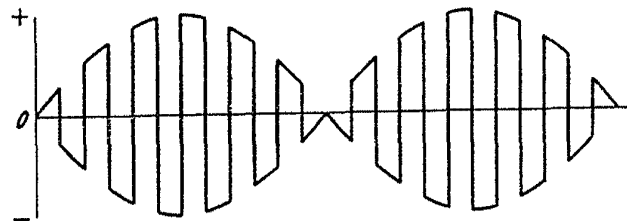


Fig. 2.

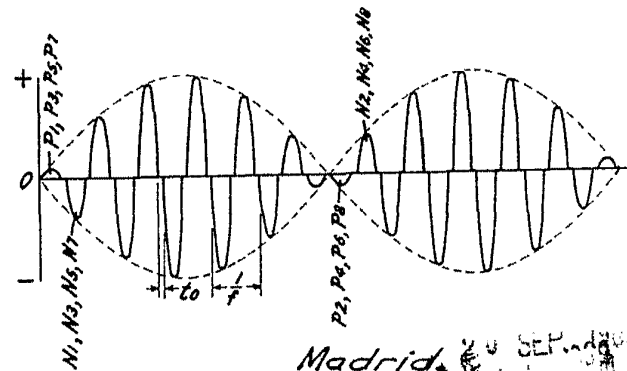
(a)



(b)



(c)



Madrid, 20 SEP 1951
P.A.

[Handwritten signature]



Fig. 3.

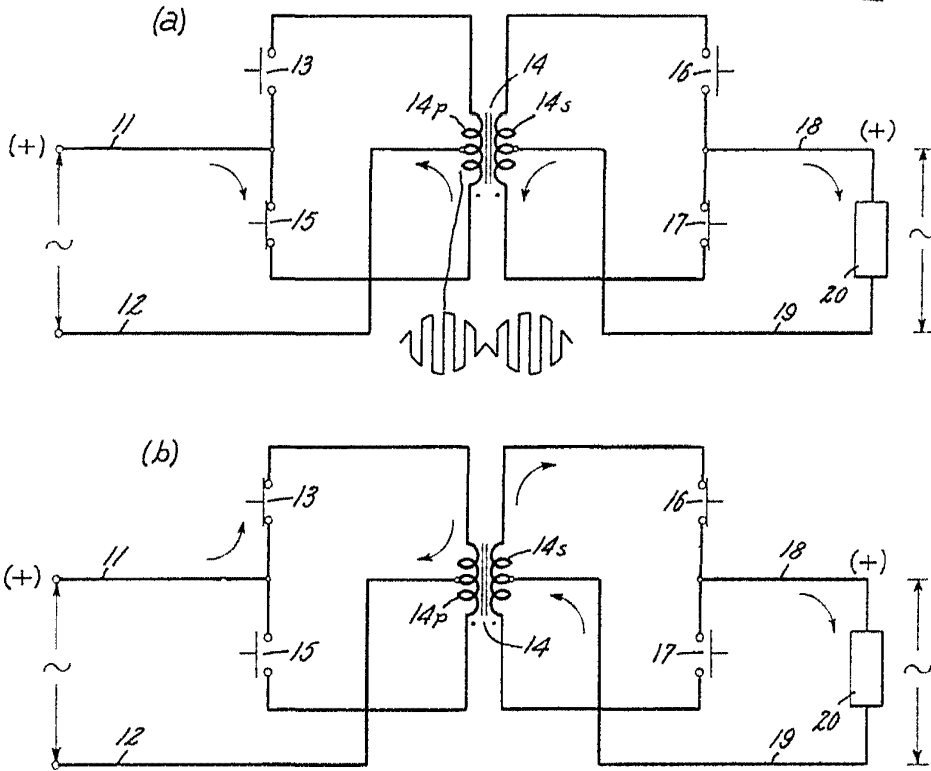
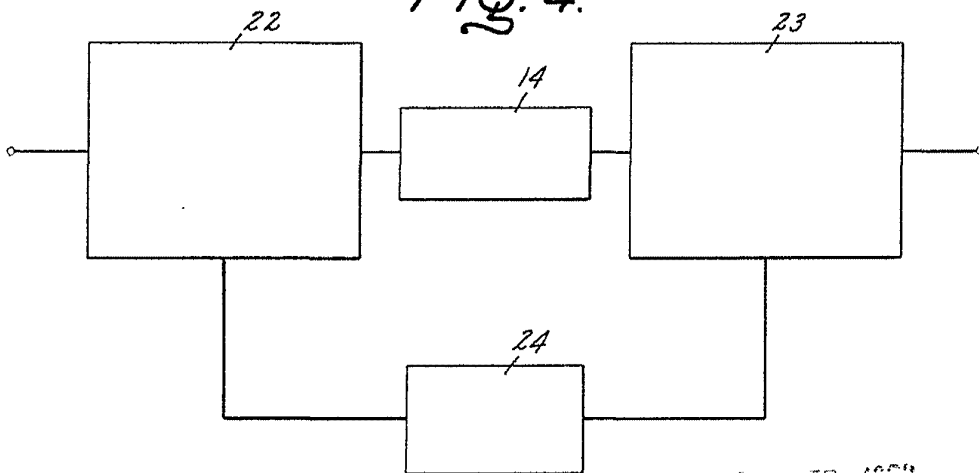


Fig. 4.



Madrid, P.A., 9-200 1957



Fig. 5.

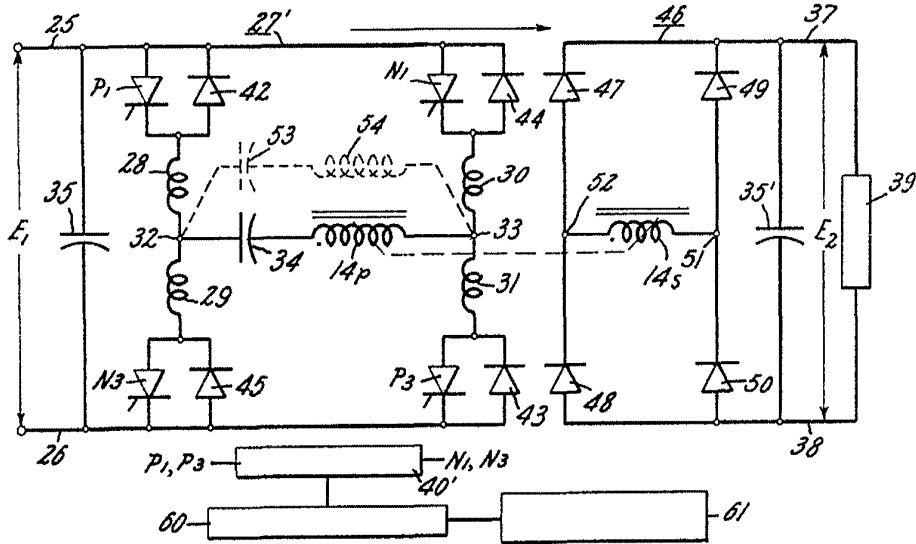
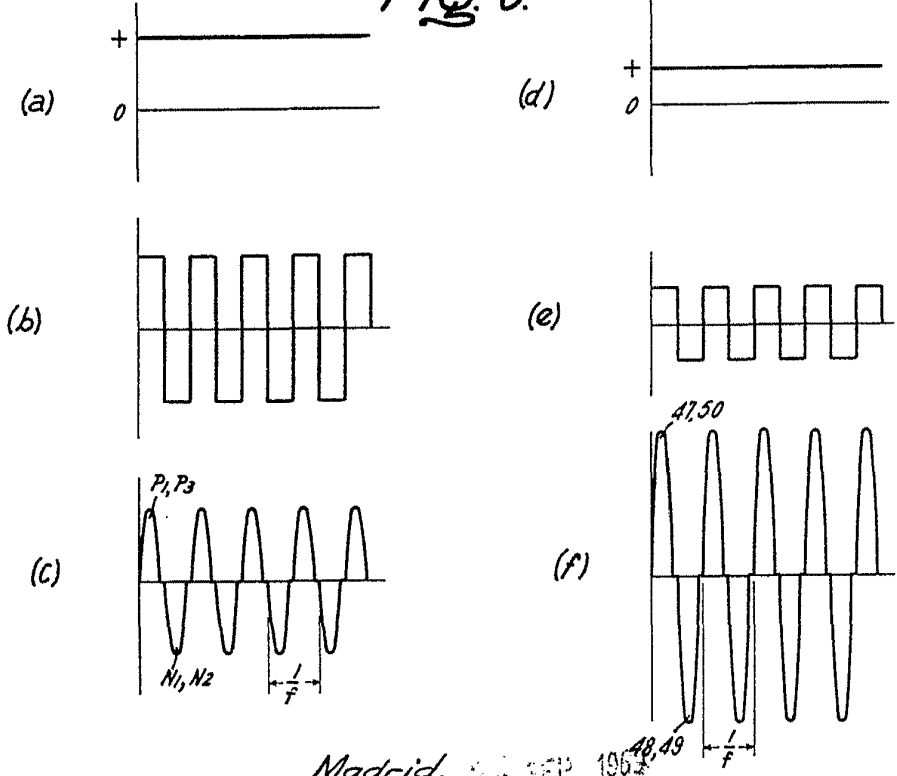


Fig. 6.



Madrid, SEP. 1962
 P.A.
[Handwritten signature]

Fig. 7.

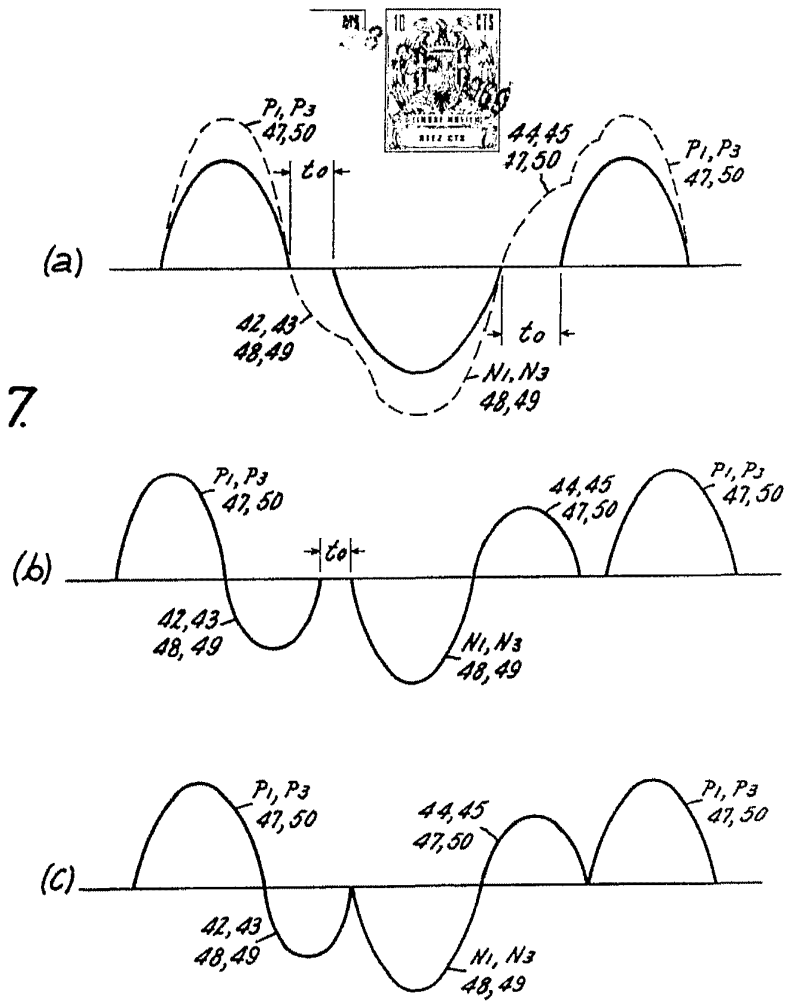
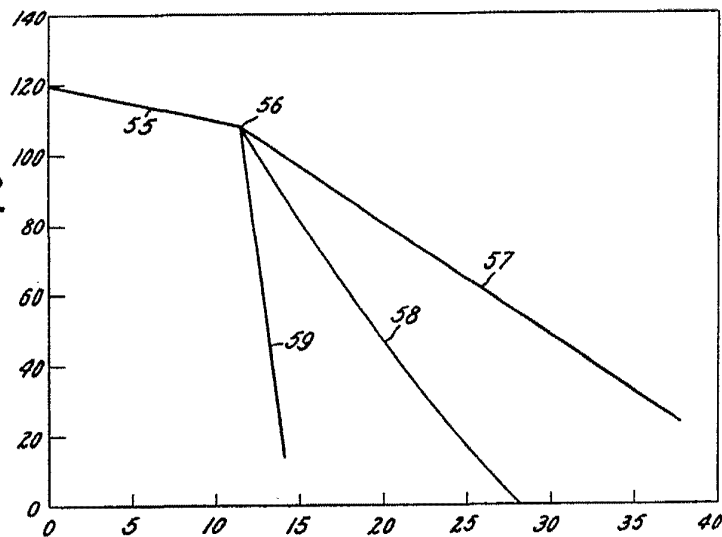


Fig. 8.



Madrid,
P. A.,

[Handwritten signature]

ESCALA VARIABLE.



Fig. 9.

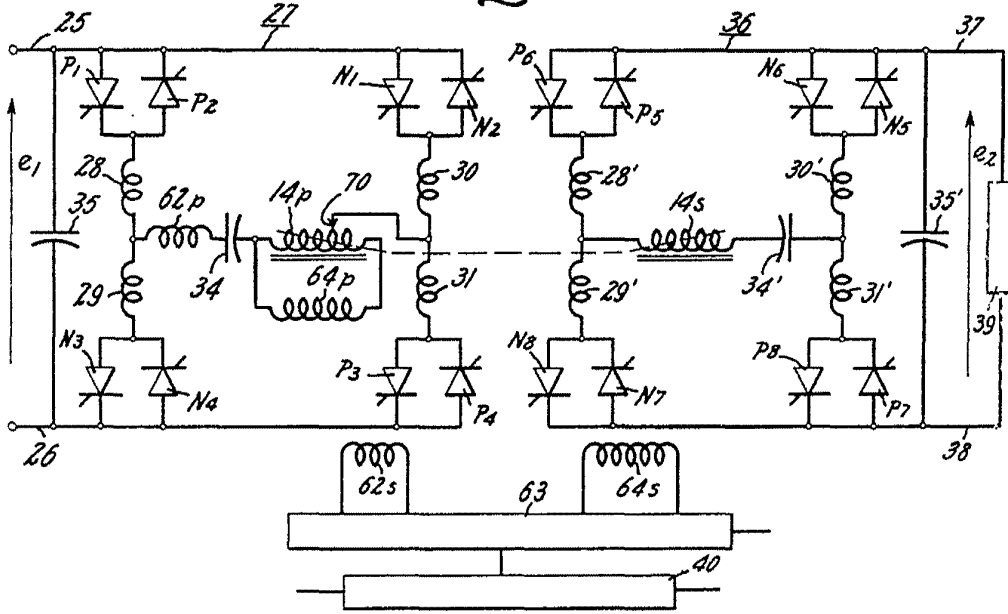
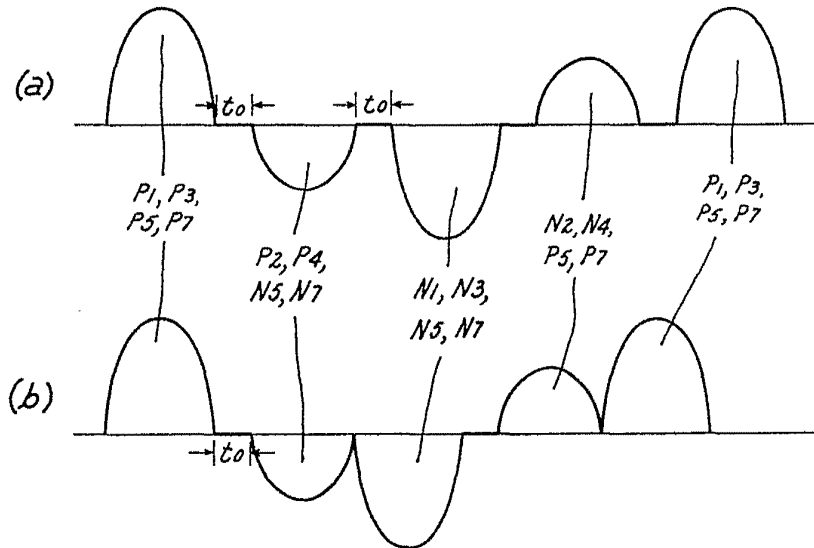


Fig. 10.



Madrid, 26 SEP. 1939
P.A.

[Handwritten signature]

ESCALA VARIABLE.

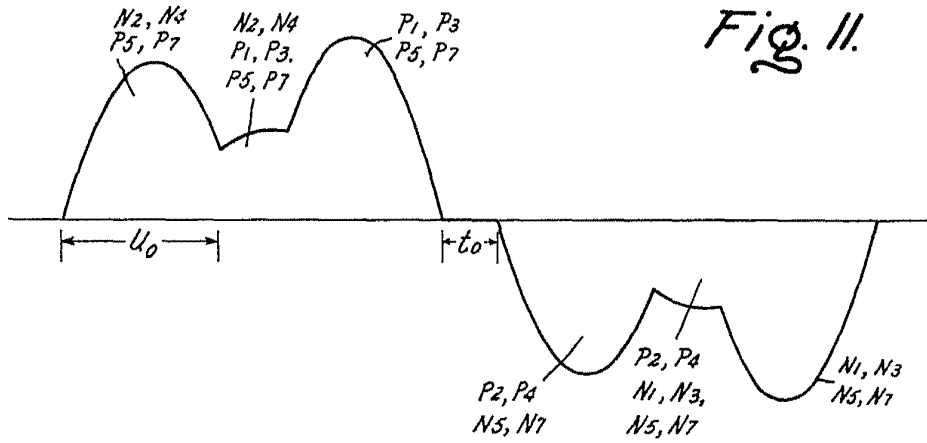
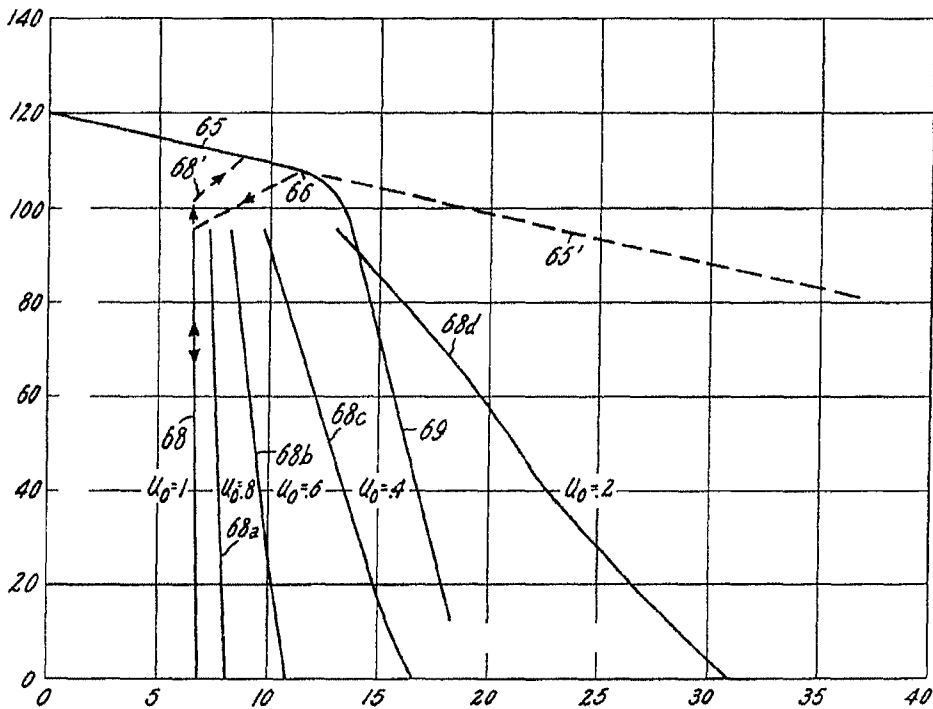


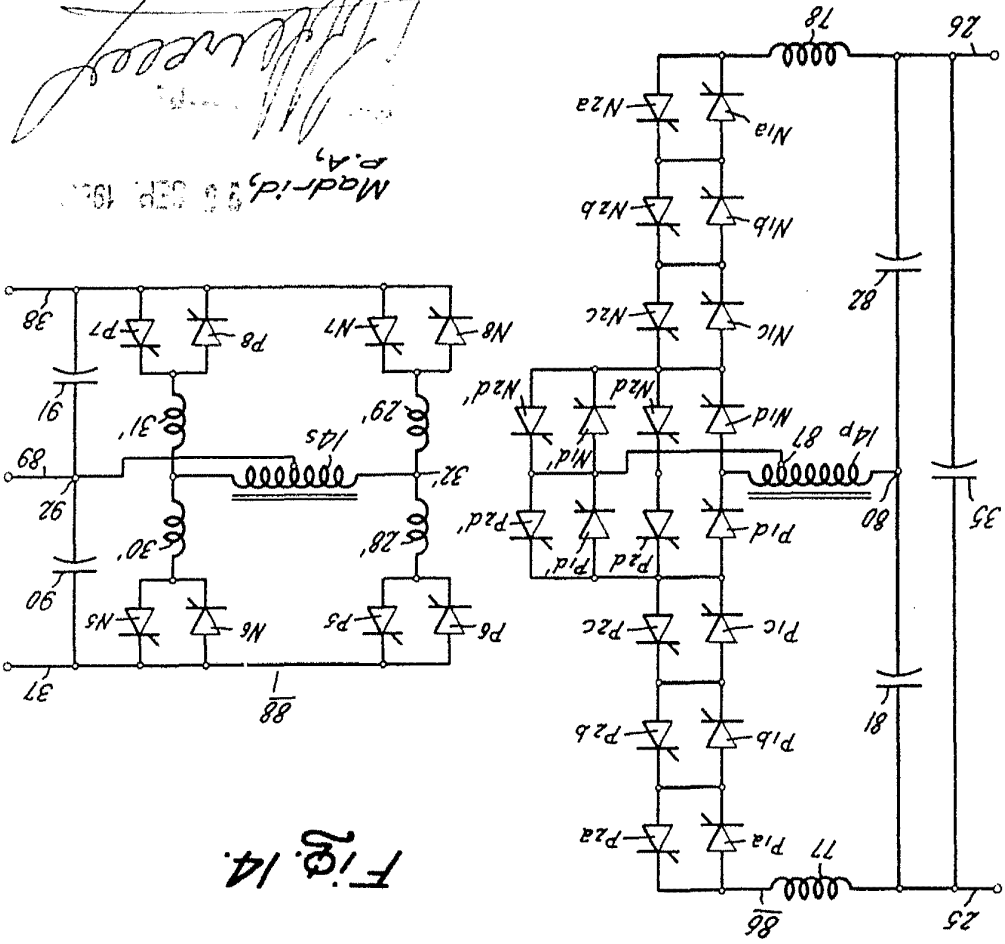
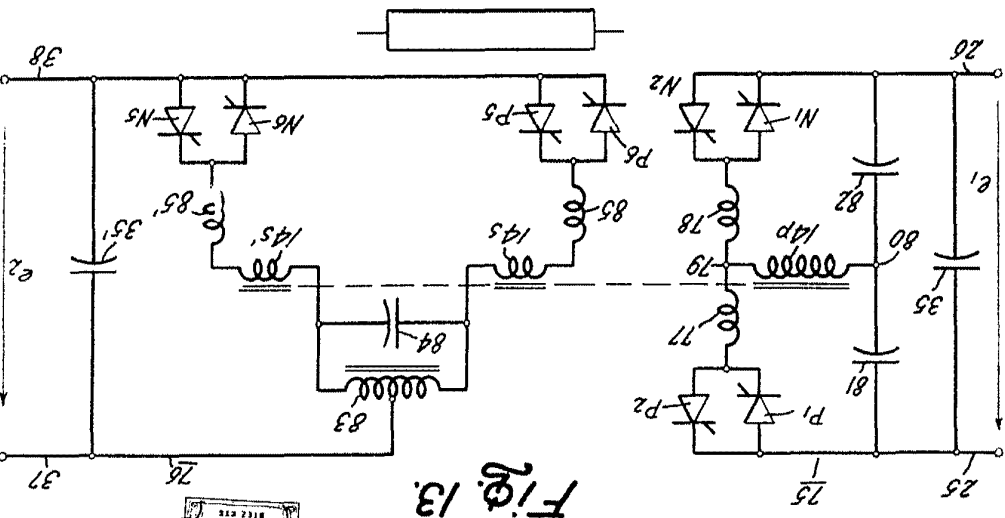
Fig. 11.

Fig. 12.



Madrid,
P.A.

ESCALA VARIABLE.



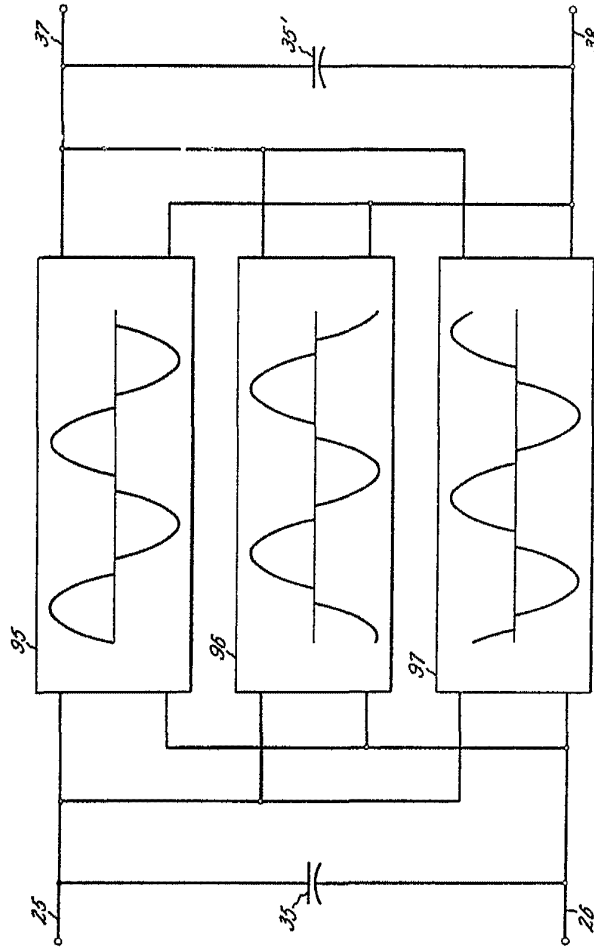
Madr-id, 9 0 SEP. 1927.
P. A.
[Signature]

ESCALA VARIABLE.





Fig. 15.



Madrid,
P.A.

Handwritten signature or name, possibly 'J. A. ...'

Fig. 16.

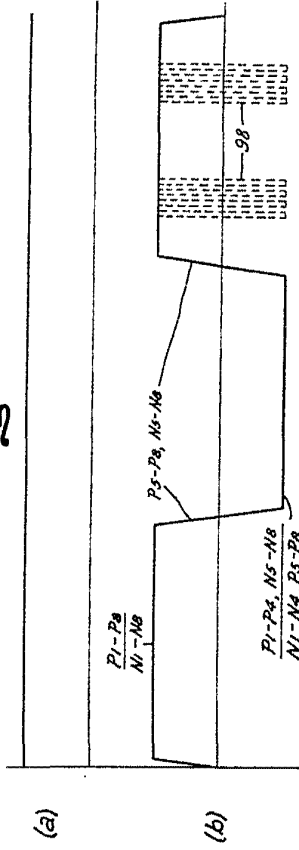


Fig. 17.

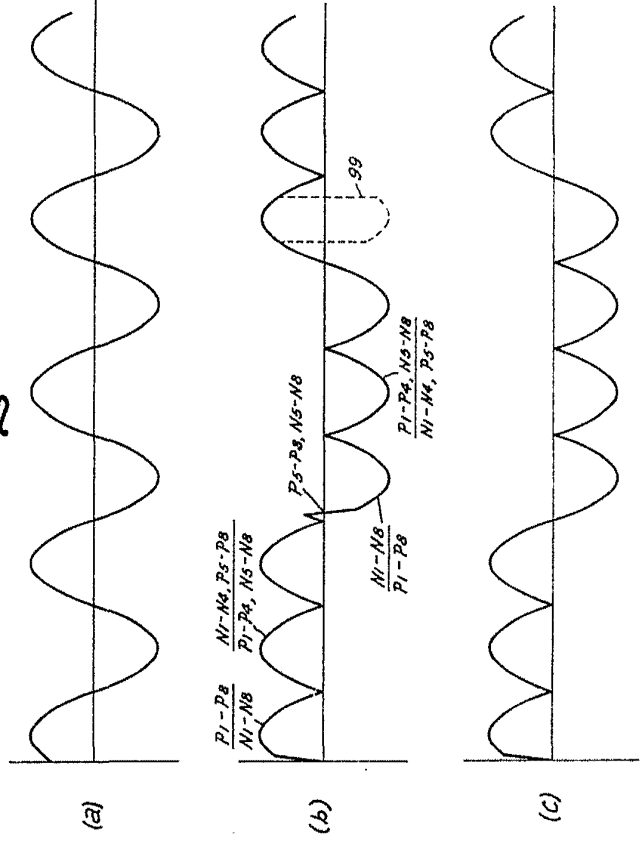
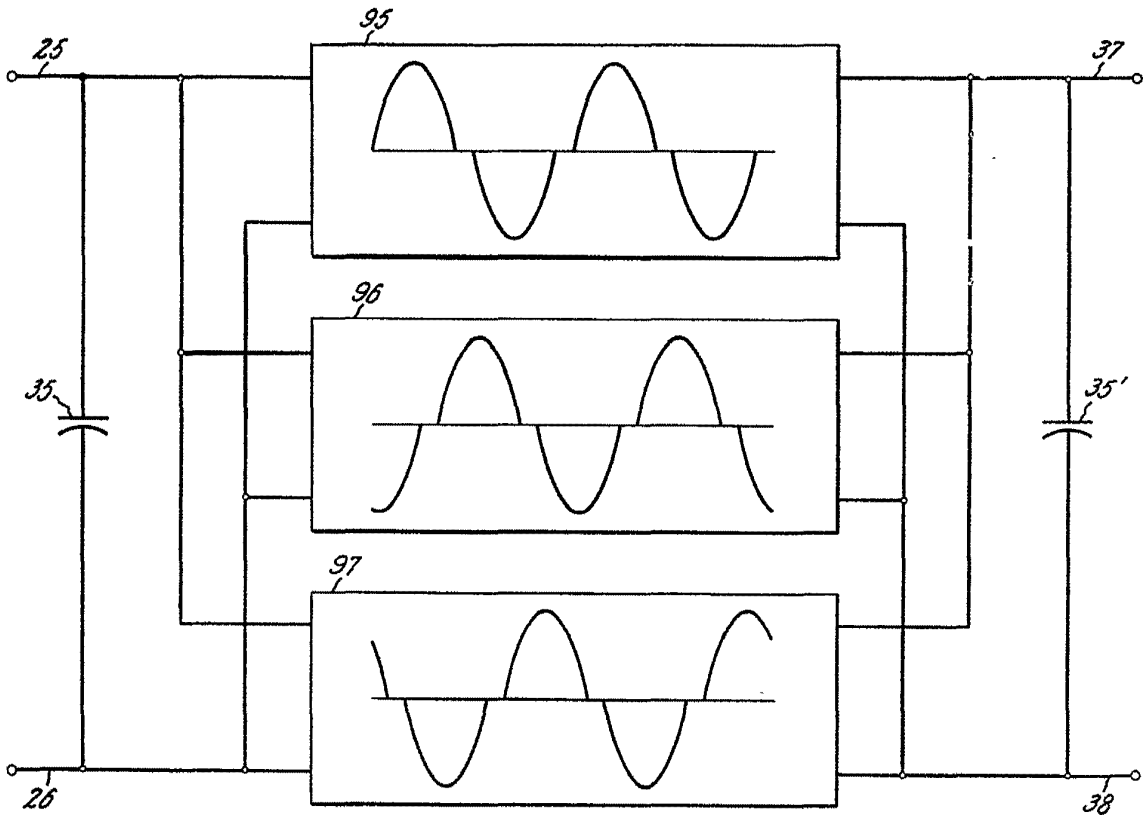




Fig. 15.



Madrid,
P.A.

Fig. 16.

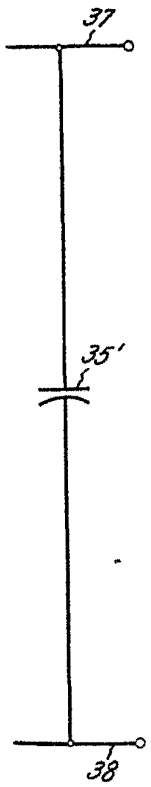
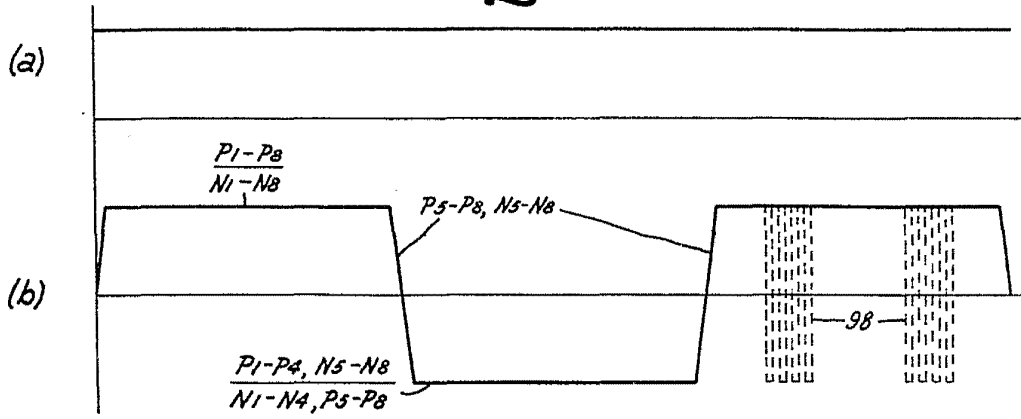


Fig. 17.

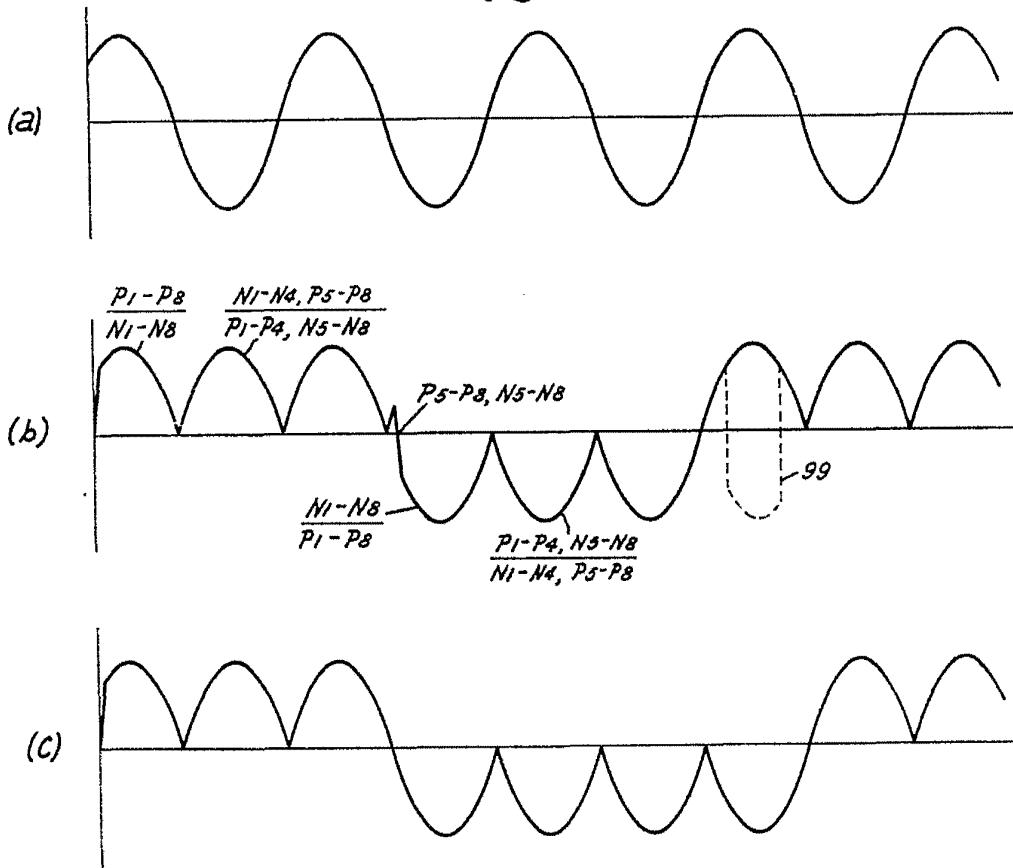




Fig. 18.

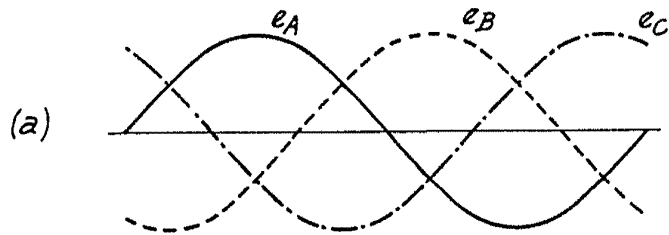
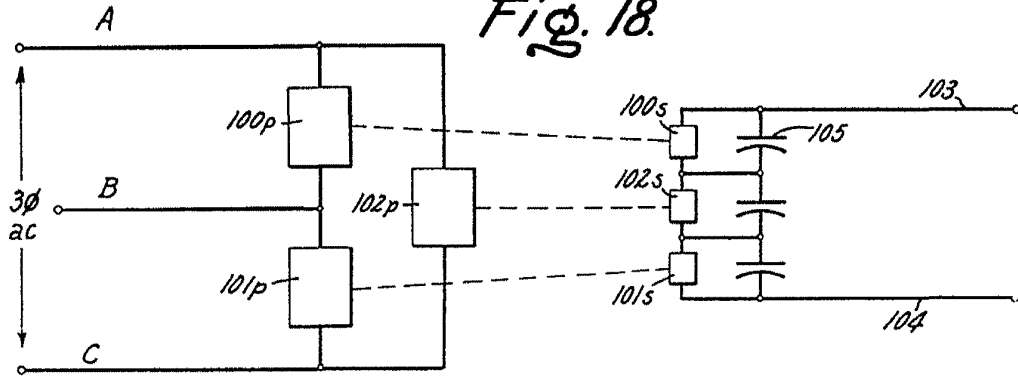
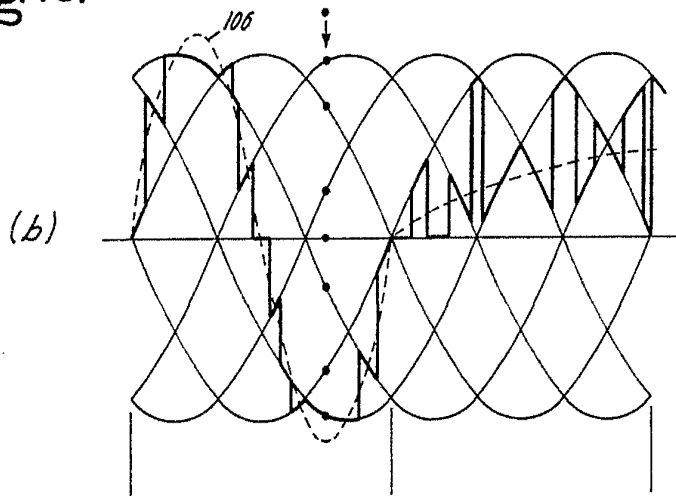


Fig. 19.



Madrid, P.A., 1968

ESCALA VARIABLE.