

19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 412 829**

51 Int. Cl.:

B23H 1/02 (2006.01)

B23H 7/04 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **01.08.2005 E 05016701 (4)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **13.03.2013 EP 1749606**

54 Título: **Método y generador para mecanizado por descarga eléctrica**

45 Fecha de publicación y mención en BOPI de la traducción de la patente:
12.07.2013

73 Titular/es:

**AGIE CHARMILLES SA (100.0%)
VIA DEI PIOPI 2
6616 LOSONE, CH**

72 Inventor/es:

**BÜHLER, ERNST;
BESSON, FRANCK;
D'AMARIO, RINO;
GIANDOMENICO, NICOLA y
KNAAK, RETO**

74 Agente/Representante:

SUGRAÑES MOLINÉ, Pedro

ES 2 412 829 T3

Aviso: En el plazo de nueve meses a contar desde la fecha de publicación en el Boletín europeo de patentes, de la mención de concesión de la patente europea, cualquier persona podrá oponerse ante la Oficina Europea de Patentes a la patente concedida. La oposición deberá formularse por escrito y estar motivada; sólo se considerará como formulada una vez que se haya realizado el pago de la tasa de oposición (art. 99.1 del Convenio sobre concesión de Patentes Europeas).

DESCRIPCIÓN

Método y generador para mecanizado por descarga eléctrica

5 Campo de la invención

La invención se refiere generalmente al campo de herramientas para máquina, y más específicamente la invención se refiere a un método para hacer funcionar una herramienta para máquina y a una herramienta para máquina, en particular a un método y un generador para mecanizado por descarga eléctrica (EDM), particularmente para corte con alambre y grabado de matrices en hueco.

Antecedentes de la invención

En la figura 2 se muestra la configuración general de un tipo conocido de máquina de grabado de matrices en hueco para EDM. En realidad, una máquina de corte con alambre difiere de una máquina de grabado de matrices en hueco sólo en detalles, pero sin embargo la mayoría de los fabricantes emplean conceptos totalmente diferentes para los dos tipos de máquinas. Esto se aplica particularmente al generador de pulsos implicado, en el que se necesitan pulsos de descarga muy cortos pero muy altos para cortar con alambre, mientras que para el grabado de matrices en hueco se utilizan pulsos de descarga más largos de amplitudes menores correspondientes. Hasta la fecha, aún no existen soluciones satisfactorias para un concepto global consecuente.

La configuración de un sistema de EDM generalmente implica los subsistemas: entrada de alimentación de CA 1, armario de potencia 2, sistema de cable 3 y máquina 4. El armario de potencia 2 aloja un módulo de tensión de CA (CA), un módulo de tensión de CC (CC), un control numérico (CNC), uno o más módulos de accionamiento (Accionamiento), un módulo generador (Gen.) además de un módulo de control de máquina universal (Control). Puesto que el contenido total del armario de potencia 2 es considerablemente voluminoso y pesado y la pérdida de potencia total es del orden de un sólo dígito de KW, el armario de potencia está situado normalmente a cierta distancia lejos de la máquina 4.

El sistema de cable 3 es habitualmente de 2 m a 5 m de largo. Un primer cable conecta los módulos de accionamiento (Accionamiento) a los motores de accionamiento de eje de la máquina 4 y suministra la corriente de motor, la corriente para cualquier freno que pueda haber así como diversas señales digitales sensibles de los transductores de posición. Estos cables constituyen un factor de coste significativo y si no se diseñan con el debido cuidado pueden dar fácilmente como resultado un costoso tiempo de inactividad.

Un segundo cable conecta el módulo generador (Gen.) a la pieza de trabajo y al electrodo de la máquina 4. Este segundo cable tiene la desventaja de que las pérdidas de potencia, particularmente en el corte con alambre, debido al alto valor de RMS de la corriente de pulso pueden ser de hasta 100 W/m. Además de este desperdicio de energía no deseado, esto también puede dar como resultado que la estructura de máquina se retuerza por el calor y produzca por tanto inexactitudes de la pieza de trabajo. Actualmente, la única solución a este problema es un complicado medio de refrigeración por agua.

Otra desventaja está también relacionada con la alta rigidez de los cables utilizados, necesitando incluir normalmente ocho cables coaxiales en paralelo, cada uno de una sección de cobre de aproximadamente 5 mm². Puesto que los cables se conectan a partes de estructura móviles de la máquina, su rigidez da como resultado la flexión de estas partes de estructura en el intervalo micrométrico y por tanto, por supuesto, a errores correspondientes en el maquinado de la pieza de trabajo.

Un tercer cable sirve para conectar el módulo de control de máquina universal (Control) a un gran número de unidades de función en la máquina 4, tal como electroválvulas, bombas, accionamientos auxiliares, conmutadores de extremo, sensores de temperatura, dispositivos de seguridad, etc. Este tercer cable asimismo da como resultado costes considerables porque se necesitan muchos conductores diferentes, pero también porque cada variante de máquina necesita en último término un cable especial. Una desventaja adicional se materializa cuando la máquina 4 y el armario de potencia 2 se envían por separado al cliente, constituyendo las muchas conexiones del sistema de cable 3 requerido en la instalación un riesgo de fallo añadido.

En los procedimientos del 13º ISEM Vol. 1, Bilbao 2001, páginas 3 a 19, todos los procesos y ecuaciones fundamentales para la generación de pulsos a través de condensadores de pulsos se explican en cuanto a su aplicación en micro EDM. Estos comentarios se aplican en general y por tanto también a la presente invención.

En los procedimientos del 13º ISEM Vol. 1, Bilbao 2001, páginas 153 a 160, se explica un generador no resistivo de tipo semipunte dual. Este generador se diseña de modo que cada semipunte pueda generar corrientes delta simétricas. Si se controla adecuadamente, la suma de las corrientes de los dos semipuentes es un pulso trapezoidal de armónico de orden superior cero. Mediante la modulación de la anchura de pulso con una señal que representa la forma de corriente dentro del intervalo de los tiempos de incremento y caída de las corrientes delta puede sintetizarse una gran variedad de formas de corriente deseadas. Puesto que sólo se proporcionan semipuentes, la

forma de pulso en la salida sólo puede ser correspondientemente monopolar. Aunque eliminar las resistencias de carga mejora la eficiencia, esta se reduce casi instantáneamente debido a las conmutaciones durante los picos de corriente. Esta desventaja se agrava cuanto más altas se seleccionen la corriente de pulso y la frecuencia. Cuando un generador de este tipo se utiliza para generar pulsos pronunciados, como es habitual, se requieren necesariamente frecuencias altas. Un problema adicional reside en una desventaja del propio circuito en puente, concretamente en la existencia de elementos de conmutación entre la pieza de trabajo y el suministro de potencia, siendo entre estos puntos donde los flancos de conmutación pronunciados dan como resultado altas corrientes de desplazamiento en el lado de alimentación de CA, dando como resultado en último término una escasa compatibilidad electromagnética. Por el mismo motivo, las dos fuentes necesitan estar desacopladas en CC entre sí lo que aumenta innecesariamente los costes de la configuración.

El documento US 4.710.603 da a conocer un generador, que funciona según el principio de descargar de condensador de pulsos, cuyo circuito básico se muestra en la figura 3. Desde una fuente E de tensión CC se carga un condensador C1 a través de un elemento de conmutación Q1 y una inductancia L3. Un elemento de conmutación Q2 adicional descarga el condensador de pulsos C1 a través de una inductancia L2 adicional en la distancia entre electrodos PW. Este circuito no requiere ni resistencias de carga ni elementos de conmutación en funcionamiento lineal.

El documento US 4.766.281 da a conocer un generador con un regulador de tensión de carga pasivo según se muestra en la figura 4. El regulador de tensión de carga comprende un transformador convertidor de retorno y dos diodos. La eficiencia de este generador es alta puesto que se eliminan las pérdidas de conmutación que se producen con el generador según se lee en el documento US 4.710.603 a través del elemento de conmutación Q1.

Sin embargo, ambos generadores todavía tienen desventajas. En primer lugar, la frecuencia de pulso está restringida a valores modestos de aproximadamente 70 kHz debido a la carga monopolar. El incremento adicional de la frecuencia permitiría a la corriente de carga aumentar hasta valores que afectan negativamente a la eficiencia. En segundo lugar, los generadores son todavía demasiado grandes para permitir su ubicación por ejemplo en la proximidad inmediata del electrodo. Para una explicación más detallada de esto, se hace referencia a la figura 5 que representa para estos generadores las curvas de la tensión de condensador U_c y corriente de pulso I_{gap} en la distancia entre electrodos en función del tiempo t . Es evidente que para una corriente de pulso senoidal I_{gap} la tensión de carga negativa U_{chrg} cambia de manera cosenoidal a una tensión de carga residual positiva U_{end} . Esta tensión de carga residual U_{end} corresponde precisamente a la energía que no se convierte en la distancia entre electrodos y se refleja de vuelta hacia el condensador de pulsos. Ignorando las pérdidas de línea, la tensión de carga residual es como se lee de los Procedimientos anteriormente mencionados del 13º ISEM Vol. 1, Bilbao 2001, páginas 3 a 19:

$$U_{end} = -U_{chrg} + 2*U_{gap} \quad (1)$$

en la que U_{gap} corresponde a la tensión a través de la distancia entre electrodos. La tensión residual U_{end} no es por consiguiente una función ni de la corriente de pulso ni de la capacitancia del condensador de pulsos, ni de la inductancia del circuito de descarga. Después de una descarga, el regulador de tensión de carga comienza inmediatamente a recargar de nuevo el condensador de pulsos a la tensión de carga negativa deseada U_{chrg} . En esta disposición, la energía eléctrica completa de la tensión de carga residual U_{end} se convierte dentro de una inductancia (por ejemplo dentro de la bobina L3 en la figura 3 o dentro del transformador convertidor de retorno en la figura 4) en primer lugar en energía magnética, antes de que se almacene de nuevo en forma de energía eléctrica en el condensador de pulsos en polaridad inversa.

El documento US 6.525.287 B2 da a conocer un generador adicional que incluye una pluralidad de condensadores para generar pulsos. Los condensadores se insertan en el ramal cruzado de un puente completo en funcionamiento de CA. La idea principal de esta invención es reemplazar las resistencias de carga mediante la impedancia de CA sin pérdidas de los condensadores. En este caso, sin embargo, los elementos de conmutación del puente completo necesitan conmutar prácticamente la corriente de carga total con pérdidas altas ya que de otro modo el armónico de orden superior en la corriente sería del 100% y una cantidad considerable de energía se almacena de manera inductiva en el sistema de cable. Para manejar de forma segura tales cantidades de energía se necesitan circuitos de seguridad disipativos adicionales.

El documento US 5.380.975 muestra en combinación las características de los preámbulos de las reivindicaciones 1 y 17 y da a conocer un generador que incluye una pluralidad de condensadores de pulsos que se descargan simultáneamente mediante elementos de conmutación en la distancia entre electrodos. Esto da como resultado un aumento en la capacitancia en comparación con la de un único condensador de pulsos y la energía de descarga puede mantenerse en un nivel prescrito.

Las patentes US 4.072.842 y 6.281.463 muestran generadores en los que las fuentes de tensión de ignición están conectadas a través de diodos a un generador de tipo modo de conmutación para poner a disposición una alta tensión de ignición selectiva en la distancia entre electrodos a la vez que se conserva una frecuencia de conmutación minimizada del regulador de corriente de pulso. Todas las fuentes de ignición de estos generadores

comprenden resistencias de carga y no pueden, por ejemplo, regular la corriente de pulso o influir de otro modo en su forma. Aunque los generadores de este tipo fueron un avance siempre que la fuente de tensión de ignición se utilizó sólo para generar una tensión (es decir esencialmente sin corriente) cuando se intentó utilizar también la fuente de tensión de ignición para generar las corrientes de descarga menores (problemático para los reguladores de CC debido a que la frecuencia de conmutación es demasiado alta), sin embargo, el principio produjo un descenso indeseado de la eficiencia.

El documento EP 1 116 41 A1 da a conocer un generador que comprende una fuente de alimentación de CC que se conmuta selectivamente a la distancia de trabajo para producir un pulso de descarga. Para aumentar la velocidad de mecanizado se pronuncia el flanco ascendente del pulso de descarga mediante un circuito de corrección que comprende una pluralidad de condensadores de pulsos que se descargan en la distancia de trabajo en combinación con la corriente de descarga entregada por la fuente de alimentación de CC.

El resumen de patente del documento JP 59059319 da a conocer un generador que tiene una pluralidad de condensadores de pulsos que se descargan secuencialmente en la distancia de trabajo para conseguir una frecuencia de pulso superior.

El documento US 2.895.080 da a conocer un generador de pulsos que tiene una pluralidad de condensadores de pulsos que se descargan en la distancia de trabajo para formar un pulso de descarga compuesto. La configuración del pulso de descarga compuesto puede modificarse tal como se desea seleccionando pulsos individuales de los condensadores de pulsos de magnitud y duraciones apropiadas y descargándolos de una manera predeterminada.

El objeto de la invención es proporcionar un método y un generador para generar una variedad de formas de onda diferentes para los pulsos de descarga y para poder reducir un tiempo de carga de una pluralidad correspondiente de condensadores de pulso usados para este fin.

La invención consigue este objeto con el contenido de las reivindicaciones independientes 1 y 17, respectivamente. Se dan a conocer realizaciones preferidas en las reivindicaciones dependientes.

30 Breve descripción de los dibujos

Las realizaciones de la invención se describirán a continuación, a modo de ejemplo, y con referencia a los dibujos adjuntos, en los que:

35 La figura 1 es un diagrama esquemático de una máquina de grabado de matrices en hueco de una realización de la invención.

La figura 2 es un diagrama esquemático de una máquina de grabado de matrices en hueco de la técnica anterior.

40 La figura 3 es un diagrama de circuito de un generador de tipo descarga de condensador de pulsos de la técnica anterior.

45 La figura 4 es un diagrama de circuito de otro generador de tipo descarga de condensador de pulsos de la técnica anterior.

La figura 5 son diagramas de forma de onda de la tensión de carga y la corriente de descarga en el generador de tipo descarga de condensador de pulsos de la técnica anterior.

50 La figura 6 son diagramas de forma de onda de la tensión de carga y la corriente de descarga en el generador de tipo descarga de condensador de pulsos de una realización de la invención.

La figura 7 es un diagrama de circuito de una fuente de corriente bipolar de una realización de la invención.

55 La figura 8 es un diagrama de circuito de un circuito de carga/descarga de una realización de la invención.

La figura 9 es un diagrama de circuito de un circuito inversor que incluye un transformador de aislamiento de una realización de la invención.

60 La figura 10 es un diagrama de circuito de un módulo generador que incluye una pluralidad de circuitos de carga/descarga y una pluralidad de circuitos inversores de una realización de la invención.

La figura 11 es un diagrama de circuito de un sensor que detecta indirectamente la corriente de descarga.

65 La figura 12 es un diagrama de circuito de un sensor para detectar la tensión de carga.

La figura 13 es un diagrama de circuito de un circuito de carga/descarga para generar una tensión de ignición según

una primera realización.

La figura 14 es un diagrama de circuito de un circuito inversor para generar una tensión de ignición según una primera realización.

5 La figura 15 es un diagrama de circuito de un circuito de carga/descarga para generar una tensión de ignición y pequeñas corrientes de descarga según una segunda realización.

10 La figura 16 es un diagrama de circuito de un circuito inversor para generar una tensión de ignición y pequeñas corrientes de descarga según una segunda realización.

La figura 17 es un diagrama de circuito de medios de carga/descarga para generar una tensión de ignición y pequeñas corrientes de descarga según una tercera realización.

15 La figura 18 es un diagrama de circuito de un circuito inversor para generar una tensión de ignición y pequeñas corrientes de descarga según una tercera realización.

Las figuras 19a-d muestran la composición de un pulso senoidal basado en tres pulsos parciales.

20 Las figuras 20a-c muestran la composición de un pulso que tiene flancos pronunciados basado en dos pulsos parciales.

Las figuras 21a-d muestran la composición de un pulso que tiene flancos pronunciados y una gran amplitud basado en cuatro pulsos parciales.

25 Las figuras 22a-d muestran la composición de un pulso casi rectangular basado en tres pulsos parciales.

Las figuras 23a-d muestran la composición de un pulso armónico de orden superior bajo casi rectangular para EDM para grabado de matrices en hueco basado en seis pulsos parciales.

30 Las figuras 24a-e muestran la composición de un pulso armónico de orden superior alto casi rectangular para EDM para grabado de matrices en hueco basado en ocho pulsos parciales.

35 Las figuras 25a-e muestran la composición de un pulso de lento ON/rápido OFF de armónico de orden superior bajo para EDM para grabado de matrices en hueco basado en cuatro pulsos parciales.

Las figuras 26a-e muestran la composición de un pulso de sobremodulación OFF de armónico de orden superior bajo para EDM para grabado de matrices en hueco basado en siete pulsos parciales.

40 Las figuras 27a-e muestran la composición de un pulso de submodulación OFF de armónico de orden superior bajo para EDM para grabado de matrices en hueco basado en siete pulsos parciales.

Las figuras 28a-e muestran la composición de un pulso OFF en rampa para EDM para grabado de matrices en hueco EDM basado en cuatro pulsos parciales.

45 Descripción de las realizaciones preferidas

La figura 1 ilustra los módulos principales de una máquina de grabado de matrices en hueco que en esta disposición también, puede subdividirse en módulos conocidos, una entrada de alimentación de CA 1 con el subsiguiente módulo de CA y un módulo de CC. El armario de potencia 2 es ahora considerablemente menor, sin embargo, y puede alojarse en una consola de operario puesto que los módulos de accionamiento (Accionamiento), el módulo generador (Gen.) y el módulo de control de máquina universal (Control) están todos ahora reubicados en la máquina 4.

55 El sistema de cable 3 de la figura 2 se ha eliminado, habiéndose reemplazado por enlaces de datos normalizados 6 (ENLACES) que se unen en una configuración de estrella en un nodo 5. Toda la información y las órdenes desde y hacia los distintos módulos están también disponibles con fines de diagnóstico en el nodo 5. El nodo 5 se instala en una ubicación de fácil acceso, pero preferiblemente en la máquina 4.

60 El suministro de potencia de los distintos módulos puede hacerse directamente a través del enlace de datos 6 hasta un vatiaje de aproximadamente 50 W, estando previsto asimismo el cable de tensión de CC normalizado 7 para mayores requisitos de potencia, que conduce en forma de estrella desde el módulo de tensión de CC (CC) a los módulos que requieren mayores valores de potencia. Un cable de tensión de CC 7 que tiene una sección de sólo 1,5 mm² y una tensión de CC de, por ejemplo, +/- 280 V puede suministrar un vatiaje de hasta 5,6 kW sin problemas, convirtiéndose sólo 2,3 W/m en calor. Los generadores de corte con alambre modernos requieren normalmente un vatiaje medio de chispa de 2,2 kW para cortar acero a 500 mm²/min. transformándose unos 37 W/m en calor por el

sistema de cable 3 cuando comprende ocho cables coaxiales en paralelo de 5 mm^2 cada uno. En estas condiciones, un cable de tensión de CC 7 transformaría sólo una cantidad insignificante de $0,37 \text{ W/m}$ en calor, es decir 100 veces menos.

5 Extrapolando los valores de corriente para una potencia media de chispa de $5,6 \text{ kW}$ se obtendría una tasa de eliminación de material de $1250 \text{ mm}^2/\text{min.}$ en acero, y se generaría una pérdida de potencia considerable de 94 W/m en todo el sistema de cable 3 conocido. Una alternativa viene dada por la reubicación adicional de la entrada de alimentación de CA 1, el módulo de CA (CA) y el módulo de CC (CC) en la máquina 4. En esta disposición, la consola de operario (armario de potencia 2) aloja sólo el control numérico (CNC) y puede conectarse a través de un solo enlace de datos normalizado 6 (ENLACE) y suministrarse con la energía eléctrica necesaria. Los cables de tensión de CC normalizados 7 (CC) son por tanto también más cortos, y existen tan sólo en el interior de la máquina 4.

15 Esto simplifica enormemente la instalación de un sistema de este tipo en la ubicación del cliente, tan sólo requiere conectar la entrada de alimentación de CA 1 a la alimentación de CA y, en caso necesario, enchufar el enlace de datos 6 (ENLACE) a una consola de operario.

20 La figura 6 ilustra la variación de la tensión de condensador U_c y corriente de pulso I_{gap} en el tiempo (denominada también en el presente documento formas de onda de la tensión y la corriente) para un generador como el descrito a continuación en comparación con las formas de onda para un generador conocido según se muestra en la figura 5. Para una corriente de carga comparable, el tiempo de carga t_{chrg} de la figura 6 es varios factores más corto que el que se representa en la figura 5, y la tensión de carga residual U_{end} se complementa meramente mediante un pulso de corriente corto de polaridad correcta a la tensión de carga deseada U_{chrg} . La tensión de carga residual U_{end} no experimenta ninguna transformación a través de la energía magnética, siendo ésta la razón por la que se conserva con casi el 100% de eficiencia, permitiendo que la frecuencia máxima de los pulsos de descarga se aumente significativamente.

25 La figura 7 ilustra un regulador de carga en forma de una fuente de corriente bipolar 8-17 de una realización de la invención. Las entradas V_{dc+} , V_{dc-} y el neutro 0 V se alimentan con una tensión de CC de, por ejemplo, $\pm 280 \text{ V}$ desde un módulo de tensión de CC (CC figura 1) a través de un cable de tensión de CC normalizado 7. El neutro 0 V corresponde aproximadamente al potencial de tierra con carga simétrica, lo que se ventajoso para una EMC alta del sistema.

30 En el caso más sencillo, la tensión de CC se obtiene directamente desde el módulo de CC (CC) a través de un puente rectificador trifásico y condensadores de filtro desde la alimentación de 400 V de CA generalizada y como tal no requiere aislamiento de línea. Como alternativa puede preverse un puente inversor activo trifásico que comprende diodos y elementos de conmutación electrónicos. Esta alternativa permite lograr gran cantidad de funciones adicionales tales como el control de CC de circuito cerrado para compensar las fluctuaciones de alimentación de CA, aumentando la tensión de CC sobre la alimentación de CA pico, una función de inicio suave, corrección de factor de potencia (PFC), estabilización de neutro 0 V en carga de CC asimétrica, y retorno de energía de alimentación de CC a 400 V de CA. Todos estos circuitos son conocidos para los expertos en la técnica y no precisan comentarse adicionalmente en el presente documento.

35 Los condensadores 8 y 9 proporcionan los pulsos de corriente para la fuente de corriente bipolar 8-17, proporcionándose para mantener el cable de tensión de CC 7 (CC) libre de corrientes pulsantes. Una fuente de corriente positiva sirve para generar una corriente de carga positiva I_+ . Los elementos de conmutación 10 y 16 se activan simultáneamente, dando como resultado una corriente que crece de manera lineal, comenzando desde la entrada V_{dc+} a través de la inductancia 14 de vuelta al terminal de 0 V . Después de un cierto tiempo, y no antes de que la salida I_+ se haya conmutado al condensador de pulsos 22 para la carga (figura 8) se desactivan el elemento de conmutación 16 y, cuando sea necesario, el elemento de conmutación 10. A partir de este momento, la corriente de carga I_+ fluye en el condensador de pulsos 22 complementando su tensión de carga. Un sensor (SENS en la figura 8) compara la tensión de carga con un valor establecido y envía una señal de datos al controlador (FPGA en la figura 10) en cuanto la tensión de carga ha alcanzado el valor establecido. El elemento de conmutación 16 se activa entonces, dando como resultado un colapso repentino de la corriente de carga I_+ en el condensador de pulsos. Si el elemento de conmutación 10 se activó todavía en este momento, se desactivó de la misma manera y la corriente residual restante I_+ se hace circular entonces a través del diodo 12, la inductancia 14 y el elemento de conmutación 16. Para proporcionar una corriente de pulso de carga posterior de la misma polaridad, el elemento de conmutación 10 se activa de nuevo en el momento adecuado y se repite el procedimiento tal como se ha descrito anteriormente.

40 Puesto que la inductancia 14 actúa como una fuente de corriente, la tensión de carga en el condensador de pulsos 22 puede ser considerablemente más alta que la tensión en la salida V_{dc+} . Esto podría, sin embargo, tener consecuencias perjudiciales para el elemento de conmutación 16 si éste concretamente fuera a abrirse en vivo debido a un mal funcionamiento antes de que la salida de corriente de carga I_+ se conecte al condensador de pulsos 22. Es por esto que o bien se proporcionan diodos de protección transitorios (no mostrados) en paralelo con los elementos de conmutación 16 y 17 o bien los diodos de recuperación 45 y 46 pueden insertarse adicionalmente

entre los terminales I+ y V_dc+ y I- y V_dc-respectivamente para restringir la tensión de carga a las tensiones de entrada V_dc+ y V_dc-. Si es necesario, las tensiones de entrada V_dc+ y V_dc- pueden aumentarse. Para generar pulsos de descarga de alta amplitud y baja duración, se prefiere trabajar con una tensión de carga tan alta como sea posible conjuntamente con una capacitancia mínima del condensador de pulsos 22.

5 La configuración invertida especular que consiste en los elementos de conmutación 11 y 17, los diodos 13 y la inductancia 15 sirve para generar la corriente de carga negativa I- y funciones de una manera análoga a la fuente de corriente positiva tal como se ha descrito anteriormente.

10 La fuente de corriente bipolar 8-17 según se muestra en la figura 7 puede hacerse funcionar de formas muy diversas. Cuando se pretende tener pérdidas mínimas a la vez que se maximiza la frecuencia de funcionamiento pueden necesitarse enfoques diferentes dependiendo en parte de la aplicación particular referida.

15 Por tanto, para una buena eficiencia, se prefiere prohibir la circulación de corrientes innecesariamente altas en las inductancias 14, 15 y los diodos 12, 13 durante un periodo de tiempo prolongado. Una alternativa que evita esto es útil cuando se emplean los diodos de recuperación 45, 46 adicionales, desactivando los elementos de conmutación 10 y 16 ó 11 y 17 una vez que han cargado el condensador de pulsos 22. La energía residual magnética almacenada en las inductancias 14 ó 15 se recupera entonces a través de los diodos 12 y 45 ó 13 y 46 en los condensadores 8 y 9. Este modo de funcionamiento es ventajoso cuando existe una pausa mínima entre dos pulsos de carga, de otro modo es más ventajoso utilizar la energía residual directamente para el siguiente pulso de carga.

20 Otra alternativa se materializa para sincronizar la desactivación de los elementos de conmutación 16, 17 al comenzar la carga de condensador. Seleccionar concretamente este momento ya durante el pulso de descarga, preferiblemente cuando el cruce del condensador de pulsos 22 sea justo 0 V de tensión, logra una conmutación absolutamente sin pérdidas. Como un efecto secundario positivo, el tiempo de carga también se acorta por esta disposición. De hecho, en una situación extrema, el condensador de pulsos 22 puede haber alcanzado ya de nuevo el valor establecido de la tensión de carga en el extremo de su descarga, estando así directamente disponible para una descarga posterior.

25 Para maximizar la frecuencia de funcionamiento, los valores para las inductancias 14, 15 se minimizan y la acción de carga de estas inductancias 14, 15 se inicia directamente al comenzar la descarga del condensador de pulsos 22. Para tensiones de carga más altas es además ventajoso dejar los elementos de conmutación 10, 11 activados también durante la carga de condensador, acortándose adicionalmente la acción de carga debido a la energía adicional procedente de los condensadores 8, 9.

30 El circuito de carga/descarga 18-26 según se muestra en la figura 8 para el condensador de pulsos 22 se conecta a través de entradas correspondientes I+, I- a la fuente de corriente bipolar 8-17 según se muestra en la figura 7. El segundo terminal se conecta a la entrada de 0 V que a su vez se conecta al neutro 0 V de la fuente de corriente bipolar 8-17. Los elementos de conmutación 18, 19 junto con los diodos 20, 21 son los encargados de aplicar la polaridad deseada durante la carga. En el condensador de pulsos 22, un sensor (SENS) detecta continuamente el estado de carga y deduce a partir de la misma diversas señales de datos. Los elementos de conmutación 24 y 26 con los diodos 23 y 25 sirven para descargar el condensador de pulsos 22 con la polaridad correcta a la salida T_pr.

35 En algunas realizaciones, los diodos adicionales 63 y 64 se proporcionan preferiblemente para aplicaciones específicas. En una aplicación de corte con alambre, puede darse la situación de que una descarga ya encendida se apaga inmediatamente debido a una escasa resistencia de transición del contacto de alambre o a una ionización demasiado débil de la distancia entre electrodos. Si la descarga del condensador de pulsos 22 se continuara, su alta tensión de carga conduciría a un nuevo encendido forzado en la distancia entre electrodos que a su vez daría inmediatamente como resultado roturas en el alambre. Para evitar daños de este tipo, los elementos de conmutación 40 24 ó 26 se desactivan de manera forzada y surge la cuestión de qué hacer con la energía almacenada en las diversas inductancias del circuito de descarga. Métodos conocidos para generadores de tipo descarga de condensador proporcionan diodos de protección transitorios en paralelo a los elementos de conmutación y transforman adversamente la energía en calor. La alta incidencia de malas descargas de este tipo disminuye la eficiencia y puede incluso destruir los diodos de protección transitorios dando como resultado una avería total del generador. En una realización preferida, la energía se recupera ventajosamente a través de los diodos 63, 64 y los terminales V_dc+, V_dc- en los condensadores 8, 9. Puesto que todo el proceso se inicia mediante la unidad de control central (FPGA en la figura 10), el número de estas interrupciones de pulso prematuras por unidad de tiempo se cuenta y se utiliza o se emite como valor de control de proceso, información de diagnóstico o alerta temprana.

50 La entrada primaria T_pr de un transformador de aislamiento 27 del circuito inversor 28-32 según se muestra en la figura 9 se conecta a la salida correspondiente T_pr del circuito de carga/descarga 18-26 según se muestra en la figura 8. La segunda entrada primaria 0 V del transformador de aislamiento 27 se conecta al neutro correspondiente 0 V según se muestra en la figura 7. El transformador de aislamiento 27 comprende dos bobinados secundarios conectados en serie de modo que siempre esté disponible polaridad de pulso positiva y negativa. El neutro de estos bobinados secundarios se conecta a la salida WS que a su vez se conecta a la pieza de trabajo. Configurar el circuito de generador de manera estrictamente simétrica alrededor del neutro 0 V es ventajoso para la compatibilidad

electromagnética. Puesto que la pieza de trabajo está normalmente al potencial de tierra, no se materializa ninguna corriente de desplazamiento capacitiva, o sólo una insignificante, a través del circuito para la conexión de alimentación de CA 1. La ventaja es una reducción en costes, pérdidas y cobertura para grandes elementos de supresión magnética. Los otros dos terminales de estos bobinados secundarios del transformador de aislamiento 27 se conectan a la salida EL a través de elementos de conmutación 29, 30, 34 y 36 además de sus diodos asignados 28, 31, 33 y 35 y a través de una inductancia 32. La salida EL se conecta a su vez al electrodo. Los elementos de conmutación 30 y 36 en esta disposición se activan para pulsos de descarga positivos mientras que los elementos de conmutación 34 y 29 se utilizan correspondientemente para los pulsos de descarga negativos. Esto permite que cualquier polaridad momentánea de la tensión de carga del condensador de pulsos 22 se convierta en una polaridad arbitraria para el pulso de descarga en la distancia entre electrodos.

El circuito inversor puede simplificarse también, sin embargo, cuando por ejemplo para una máquina de grabado de matrices en hueco, sólo se necesitan pulsos de descarga positivos del módulo generador eliminando los elementos de conmutación 29, 34 y sus diodos 31, 35. Lo mismo se aplica para una máquina de corte con alambre de la cual los elementos de conmutación 30, 36 y sus diodos 28, 33 pueden eliminarse cuando se requieren sólo pulsos negativos. Lo mismo se mantiene para todos los demás circuitos que van a describirse en relación con las figuras 13-18.

El transformador de aislamiento 27 ofrece asimismo múltiples grados de libertad de dimensionamiento. Ventajosamente, se garantiza una capacidad de resistencia de tensión de corriente transitoria adecuada para aislar la alimentación de CA manteniendo los requisitos de normalización. Además, se idealiza el acoplamiento entre el lado primario y lado secundario y se mantiene la inductancia principal suficientemente alta de modo que no se producen corrientes de magnetización excesivamente altas. Ambas medidas evitan ventajosamente las pérdidas de la corriente de pulso.

Para un acoplamiento óptimo, es ideal una razón de bobinado de 1:1, aunque desviarse de este requisito puede ser ventajoso para la eficiencia global para hacer funcionar por ejemplo el circuito de carga/descarga 18-26 según se muestra en la figura 8 con menos corriente y correspondientemente más tensión, lo que puede estar bastante bien puesto que los componentes correspondientes que tienen una capacidad de resistencia de tensión de corriente transitoria alta están disponibles y, como se explica más adelante, no hay que enfrentarse a pérdidas de conmutación. Reducir la corriente disminuye las pérdidas directas de todos los elementos de conmutación y los diodos, mejorando así la eficiencia global.

Los requisitos citados en el transformador de aislamiento 27 se satisfacen preferiblemente con transformadores planos que tienen núcleos planos y bobinados planos. Los transformadores de este tipo, con especial atención al rendimiento de aislamiento normalizado, se dan a conocer en el documento US 5.010.314 y los fabrica la firma de PAYTON PLANAR MAGNETICS Ltd. Boca Raton South Florida USA. Puesto que el área de tensión/tiempo de los pulsos transmitidos es muy pequeña, estos transformadores son tan pequeños y ligeros que pueden integrarse en el circuito impreso de un módulo generador sin problemas. Esta tecnología también es ventajosa para las inductancias 14, 15 y 32.

La inductancia 32 puede elegirse menor, o incluso eliminarse por completo siempre que el conductor para el electrodo y la inductancia parásita del transformador de aislamiento 27 ya comprenda una inductancia adecuada. La inductancia es necesaria para la separación de canal cuando múltiples canales generadores se solapan al pulsar un electrodo.

En las figuras 7, 8 y 9 se mencionan MOSFET e IGBT como los elementos de conmutación 10 a 36. Esto no es una elección obligatoria y puede modificarse por el experto en la técnica según los requisitos específicos. Para la disposición de los elementos de conmutación 29, 30, 34, 36 y los diodos 28, 31, 33, 35 del inversor 28-32 según se muestra en la figura 9 hay asimismo alternativas. Por tanto, por ejemplo, el elemento de conmutación 29 puede conectarse en serie con el elemento de conmutación 30 en el sentido opuesto, con los diodos 28 y 31 en paralelo al mismo en el correspondiente sentido opuesto. En este caso también, el experto en la técnica elegirá la variante más favorable en general para el requisito en cada caso.

Los elementos de conmutación 18, 19, 24, 26, 29, 30, 34, 36 se someten sólo a pérdidas directas, es decir cada uno de ellos se activa con corriente cero ya que cada semionda senoidal comienza con corriente cero y por tanto el producto de tensión y corriente (dicho de otro modo, la pérdida de potencia durante la conmutación) es asimismo cero. Para desactivar, la situación es incluso más favorable, puesto que para este momento tanto la corriente como la tensión son cero, ya que la tensión está bloqueada por un correspondiente diodo en serie 23, 25, 28, 31, 33, 35.

Las señales necesarias para controlar todos los elementos de conmutación 10, 11, 16, 17, 18, 19, 24, 26, 29, 30, 34, 36 se proporcionan mediante un controlador (FPGA en la figura 10) a través de circuitos de excitación desacoplados de CC (no mostrados).

Como resulta evidente de la figura 6, una fuente de corriente bipolar 6-17 que necesita simplemente cargar un único condensador de pulsos 22 se infracargaría debido al breve tiempo de carga t_{chrg} . Por tanto, la figura 10 ilustra un

módulo generador en una configuración de múltiples canales, cuya totalidad de canales se descargan a la misma distancia entre electrodos (como alternativa, algunos o todos los canales podrían descargarse también en una pluralidad de diferentes distancias entre electrodos). Este módulo generador consiste en solo una fuente de corriente bipolar BCS (tal como se muestra en la figura 7) con las entradas V_{dc+} , 0 V y V_{dc-} además de un controlador FPGA conectado por un enlace de datos (ENLACE) al nodo (nodo 5 según se muestra en la figura 1). El controlador (FPGA) es preferiblemente una disposición de puertas programables en campo, es decir un circuito lógico configurable digital que también puede configurarse mediante el enlace de datos (ENLACE) y suministrarse con configuraciones variables, pudiendo incluso cargar una nueva configuración durante el funcionamiento del sistema. Es por esto que estos circuitos logran la máxima flexibilidad funcional y gracias al procesamiento de datos en paralelo son significativamente más rápidos que incluso el más rápido de los microprocesadores disponibles. Sin embargo, si se necesitara un procesamiento de datos secuencial, no hay problema en implementarlo también en el FPGA, es decir sin influir negativamente en la velocidad del procesamiento paralelo.

Conectados a la fuente de corriente bipolar BCS hay múltiples circuitos de carga/descarga CAP1 a CAP4 (tal como se muestra en las figuras 8, 13, 15 y 17) para condensadores de pulsos 22 a través de los conductores I+ y I-. Cada circuito de carga/descarga CAP1 a CAP4 se conecta a un circuito inversor INV1 a INV4 (tal como se muestra en las figuras 9, 14, 16 y 18). Los circuitos inversores INV1 a INV4 tienen salidas separadas hacia la pieza de trabajo WS además de salidas separadas EL1 a EL4 conectadas en común a un electrodo (como alternativa, múltiples salidas pueden conectarse también de manera individual o combinada a una pluralidad de electrodos individuales).

El controlador FPGA comprende enlaces mostrados con líneas de puntos hacia todos los elementos de conmutación y sensores de los diversos grupos de circuito CAP1-CAP4 e INV1-INV4. Éstos simbolizan circuitos de excitación para accionar los elementos de conmutación pero que también monitorizan los elementos de conmutación y realizan conexiones con los sensores (tal como SENS de la figura 8, +SENS y -SENS de las figuras 13, 15 y 18, DSC SENS de la figura 14, 16 y 18). Debido a la función central del controlador FPGA, es posible una monitorización y coordinación ideales del módulo generador completo sin el inconveniente de las demoras temporales. Todos los estados, los malos funcionamientos y los valores detectados se señalizan a través del enlace de datos ENLACE con el nodo 5 en la figura 1 según se producen, cíclicamente o a petición. Un módulo de este tipo puede producirse ahora de manera automática con los componentes SMD inalámbricos como se explica más adelante y con los métodos de producción SMT.

Puesto que estos módulos están previstos para instalarse en cualquier lugar de la máquina, no deben emitir calor a su entorno.

Puesto que la refrigeración por aire normal podría ser insuficiente para este fin, se prefiere un sistema de refrigeración por fluido para eliminar el calor disipado. Los módulos también pueden protegerse frente a efectos medioambientales severos en la máquina tales como suciedad, salpicaduras de agua e interferencia electromagnética mediante una densa carcasa de plástico metalizado o, aún mejor, de metal para cumplir estos requisitos.

El controlador FPGA almacena conjuntos de datos para controlar los circuitos de descarga CAP1-CAP4 y los circuitos inversores INV1-INV4. Estos conjuntos de datos correspondientes a cada una de las formas de onda predefinidas de los diversos pulsos de descarga o bien se almacenan calculadas previamente en el control numérico (CNC en la figura 1) o bien se calculan en el mismo por medio de operaciones matemáticas y trigonométricas y se comunican al controlador FPGA. Como alternativa, conjuntos de datos calculados previamente pueden almacenarse, por supuesto, también en el controlador FPGA para la selección en el mismo.

En esta disposición, una forma de onda (en el presente documento también denominada forma de pulso) una vez que se ha definido en un conjunto de datos puede aumentarse o reducirse proporcionalmente en amplitud. Con este fin, el conjunto de datos recibe sólo un factor de proporcionalidad adicional que se utiliza en el control numérico CNC o controlador FPGA para aumentar o reducir proporcionalmente, por ejemplo, todos los valores establecidos de tensión de carga. La amplitud de pulso puede modificarse de este modo con cualquier resolución según se requiera.

Por tanto, esto hace posible comenzar con un pulso de mecanizado aproximado, reduciendo continuamente el factor de proporcionalidad, para realizar un cambio suave hasta un pulso de mecanizado más fino, pero proporcional en la amplitud. La aplicación de este método da como resultado una calidad de pieza de trabajo más consistente con un tiempo de mecanizado mínimo.

El usuario tiene la opción de o bien seleccionar directamente una forma de pulso específica según sus requisitos de mecanizado particulares, o bien el control numérico CNC o controlador FPGA deciden por sí mismos según se requiera, qué forma de pulso es la más adecuada para los requisitos de mecanizado momentáneos. Esta selección puede hacerse, por ejemplo, en función de la exactitud de mecanizado deseada, el desgaste de electrodo especificado, la tasa de máquina prescrita y similares. Dependiendo de los requisitos de máquina particulares, el experto medio en la técnica conoce una variedad de formas de pulso además de las descritas en detalle en el presente documento. Más adelante se describen algunas formas de pulso conocidas y novedosas y sus síntesis comenzando con los pulsos parciales de los condensadores de pulsos 22.

Además, se comprende que la siguiente exposición debe basarse en pulsos parciales en forma de una semionda senoidal como se materializan aproximadamente en la descarga de un condensador (en este caso un condensador de pulsos 22) a través de una inductancia (en este caso particularmente un transformador de aislamiento 27, inductancia 32 y el conductor que conecta el electrodo). Cuando se insertan otros elementos en el circuito de descarga que conecta el electrodo, los pulsos parciales pueden desviarse de la forma de semionda senoidal.

La curva de tensión en el condensador de pulsos 22 contiene una variedad de información útil directa e indirecta como estado de carga, pulsos de descarga y estado de la distancia entre electrodos.

La figura 11 ilustra una primera realización para el sensor (tal como SENS de la figura 8, +SENS y -SENS de las figuras 13, 15 y 18, DSC SENS de las figuras 13, 14, 16 y 18) para obtener indirectamente la corriente de descarga. Un circuito de diferenciación conocido que comprende al condensador de diferenciación 37, amplificador operacional 38 y resistencia de realimentación 39 puede simular proporcionalmente la forma de corriente de descarga en su salida en forma de la variación en el tiempo de una señal de tensión Ud_{diff}.

La curva de corriente de descarga I en función del tiempo viene dada por la ecuación:

$$I = C * dU/dt \quad (2)$$

en la que C es la capacitancia del condensador de pulsos 22, y dU/dt corresponde a la tensión de carga U_c en el condensador de pulsos 22 derivada en función del tiempo. El sensor reconoce entonces la corriente según la ecuación del amplificador diferencial:

$$U_{diff} = - R_{39} * C_{27} * dU/dt \quad (3)$$

en la que R₃₉ es la resistencia de realimentación 39, C₃₇ es el condensador diferencial 37 y dU/dt corresponde a su vez a la tensión de carga U_c en el condensador de pulsos 22 derivada en función del tiempo. Puesto que tanto C como R₃₉ y C₃₇ son constantes, la salida Ud_{diff} es una imagen proporcional verdadera de la corriente de descarga I.

Los siguientes circuitos (no mostrados), por ejemplo amplificadores de muestreo y retención, integradores, comparadores y convertidores analógico/digital conocidos por el experto en la técnica pueden extraer de la señal Ud_{diff} una variedad de información útil tal como duración de pulso, corriente pico, valor de RMS de la corriente, etc., todo lo cual se envía en forma digital al controlador FPGA. Obtener información de esta manera es más directo, más rápido, más compacto, más rentable y tiene menos pérdidas que las soluciones conocidas que incluyen medir resistencias y sensores de corriente, siendo particularmente sencillo integrarla en el concepto general del módulo de generador. El solicitante se reserva reivindicar protección para la construcción del sensor según se ha descrito anteriormente o más adelante independientemente de otras características dadas a conocer en el presente documento.

La figura 12 ilustra una realización del sensor SENS para medir U_{out} de la tensión de carga U_c del condensador de pulsos 22. Un divisor de tensión que comprende las resistencias 40 y 42 divide la tensión de carga U_c en un valor tal que se reproduce entonces como una señal de impedancia baja U_{out} mediante un amplificador operacional 44 en la configuración de seguidor de tensión.

Para no descargar innecesariamente el condensador de pulsos 22, el valor de las resistencias 40 se selecciona normalmente en el intervalo de un solo dígito de MΩ. Una reproducción sin distorsión de los componentes de alta frecuencia de la tensión de carga U_c se garantiza mediante un divisor de tensión capacitivo en paralelo a los mismos, que comprende los condensadores de adaptación 41 y 43. El procesamiento adicional es análogo al del sensor de corriente descrito anteriormente.

Además de las señales de control para la fuente de corriente bipolar 8-17, puede obtenerse también una tensión de producción de chispa (como el descrito en los procedimientos del 13º ISEM Vol. 1, Bilbao 2001, páginas 3 a 19) promediada en la duración de pulso, por ejemplo, a partir de la tensión de carga U_c del condensador de pulsos 22. Debido a la caída inductiva de tensión a través del alambre, esta cantidad apenas puede medirse con métodos de medición de corriente en una máquina de corte con alambre.

Es suficiente con un amplificador de muestreo y retención para memorizar la tensión de carga U_{chrg} (figuras 5,6) antes de la descarga, formar la diferencia con la tensión de carga residual U_{end} después de la descarga y multiplicar el resultado después de una amplificación de 0,5. A partir de la tensión de producción de chispa promediada información tan útil como cortocircuitos, descarga con dos veces la tensión de producción (que significa poco contacto de corriente en el electrodo de alambre), descargas resistivas (que significa poco flujo) etc. así como cómo puede obtenerse el proceso en progresión en tiempo real que puede utilizarse después a su vez en optimización y control de circuito abierto y cerrado.

La figura 13 ilustra una primera realización de un circuito de carga/descarga 18-26 para generar tensión de ignición

que es similar en construcción al circuito de carga/descarga 18-26 para generar el pulso de descarga según se muestra en la figura 8. Puesto que al generar una tensión de ignición el condensador de pulsos 22 no se descarga, o sólo de manera insignificante, se divide en un condensador de pulsos cargado positivamente 47 y un condensador de pulsos cargado negativamente 48. La tensión de polaridad positiva y negativa proporcionada por los dos condensadores de pulsos 47 y 48 se conmuta entonces alternativamente al bobinado primario del transformador de aislamiento 27 que necesita alimentarse con una tensión de AC.

Como alternativa, podría utilizarse sólo un condensador de pulsos 22 y la tensión de CA necesaria generada a través de elementos de conmutación adicionales o a través de un segundo bobinado primario del transformador de aislamiento.

Análogamente a la ramificación de circuito de polaridad positiva según se muestra en la figura 8, en la ramificación de circuito de polaridad negativa el elemento de conmutación 19 y el diodo 21 se conectan correspondientemente al condensador de pulsos negativos 48, lo mismo se aplica para el elemento de conmutación 26 y el diodo 25.

El sensor +SENS y -SENS se proporciona asimismo para ambos condensadores de pulsos 47, 48, estando conectados los diodos 23 y 25 en paralelo a los elementos de conmutación 24, 25. Esto es ventajoso porque cualquier sobretensión debida a oscilaciones procedentes de la distancia entre electrodos puede recuperarse en los condensadores de pulsos 47, 48.

La recuperación de energía puede controlarse dependiendo de si para un pulso se permite sólo un sentido de corriente del circuito inversor (por ejemplo sólo un elemento de conmutación 30 con diodo 28 según se muestra en la figura 14, sin recuperación) o ambos sentidos de corriente (por ejemplo elemento de conmutación 30 con diodo 28, y elemento de conmutación 29 con diodo 31 según se muestra en la figura 14, con recuperación deseada).

El circuito según se muestra en la figura 13 comprende además una resistencia de adaptación 49 para adaptar pasivamente la impedancia de salida del terminal T-pr a la respuesta de alta frecuencia del transformador de aislamiento 27 de manera y forma conocidas. Esta resistencia de adaptación 49 puede utilizarse adicionalmente para detectar el estado de la distancia entre electrodos. Más particularmente, con un sensor de descarga adicional DSC SENS (tal como se muestra en la figura 12) puede detectarse el inicio de una descarga con retraso cero y a bajo coste. Como alternativa, este sensor de descarga DSC SENS puede aplicarse directamente a la salida de la fuente de tensión de ignición según se indica en la figura 14 y la figura 16. La ventaja en este caso es la detección independientemente del estado de los diferentes elementos de conmutación, la desventaja es que el ruido es mayor.

La figura 14 ilustra un circuito inversor 28-36 correspondiente al que se muestra en la figura 9 excepto que la inductancia 32 se reemplaza por una resistencia de adaptación 50 adicional. Esta resistencia de adaptación 50 también sirve principalmente para adaptar pasivamente la impedancia de salida del circuito inversor 28-36 a la respuesta de alta frecuencia de la distancia entre electrodos. Sin embargo, la resistencia de adaptación 50 también puede servir para descargar la distancia entre electrodos durante las pausas de pulso mediante los elementos de conmutación 29, 30, 34 y 36 que están activándose durante las pausas de pulso.

Asimismo es posible conmutar una contratensión a la distancia entre electrodos durante las pausas de pulso con el objeto de minimizar la tensión media de la tensión de EDM. Este método es ventajoso si se utilizan componentes dieléctricos acuosos.

Suponiendo ahora que para un módulo generador según se muestra en la figura 10 el primer canal CAP1, INV1 está configurado como el canal generador de tensión de ignición según las figuras 13 y 14, los canales restantes CAP2-4, INV 2-4 se configuran como canales de corriente de descarga según las figuras 8 y 9.

Cuando comienza el mecanizado, todos los condensadores de pulsos 22 se cargan en primer lugar a través de la fuente de corriente bipolar 8-17 (figura 7) a una tensión de carga suficiente para alcanzar una amplitud de corriente deseada. El condensador de pulsos positivos 47 y el condensador de pulsos negativos 48 se cargan a las mismas tensiones de carga positiva y negativa para generar una tensión de ignición deseada en función no sólo de las mencionadas tensiones de carga sino también, entre otras cosas, de la razón numérica de bobinado del transformador de aislamiento 27.

Durante la duración de pulso, y solamente siempre que no se produzca la descarga en la distancia entre electrodos, los elementos de conmutación 24, 25 del canal generador de tensión de ignición CAP1, INV1 se activan de manera alterna. El ciclo de trabajo es preferiblemente de forma aproximada el 50%, para no cargar el transformador de aislamiento 27 con una componente de tensión de CC cuando sea posible. La frecuencia de conmutación se adapta preferiblemente al transformador de aislamiento 27 para no exceder la integral tensión-tiempo tolerable y para mantener la corriente de magnetización pequeña de modo que no se produzca una reducción significativa en la tensión de ignición. Es por esto que el transformador de aislamiento 27 del canal generador de tensión de ignición CAP1, INV1 se configura ventajosamente con una inductancia principal alta, es decir con un número de bobinado alto del transformador de aislamiento 27.

Durante la duración de pulso, y siempre que no se produzca la descarga, los elementos de conmutación de la polaridad deseada, por ejemplo 30 y 36 del circuito inversor 28-35 están activados según una primera realización. En otra realización, una tensión de CA de frecuencia opcional puede generarse activando correspondientemente los elementos de conmutación 30 y 36 además de 29 y 34 durante un pulso de EDM o desde un pulso de este tipo al siguiente. Por ejemplo, durante un pulso de EDM, la polaridad de dicha tensión de ignición podría invertirse una o varias veces antes de la ignición. Además, durante las pausas de pulso entre dichos pulsos de EDM, podría aplicarse una tensión con una polaridad opuesta a dicha polaridad de dicha tensión de ignición a dicha distancia entre electrodos.

Cuando el sensor de descarga DSC SENS detecta una descarga, el canal generador de tensión de ignición CAP1, INV1 se desactiva y los canales generadores de corriente de descarga restantes CAP2-4, INV2-4 generan el pulso de descarga deseado. Puesto que la amplitud de corriente es una función directa de la tensión de carga del condensador de pulsos 22, pequeñas corrientes de pulsos pueden generarse también mediante el canal generador de tensión de ignición CAP1, INV1 del orden de 2 A y menores.

La tensión de ignición puede establecerse de manera muy ajustada a través de la fuente de corriente bipolar 8-17 (figura 7) y la tensión de carga y puede cambiarse incluso durante un pulso. La tensión de carga medida en los sensores +SENS, -SENS se compara de manera continua con un valor establecido y, cuando es necesario, se corrige a través de la fuente de corriente bipolar 8-17. En particular, la carga se interrumpe cuando dicha tensión medida supera un valor establecido máximo y la carga se reanuda cuando dicha tensión de carga medida disminuye por debajo de un valor establecido mínimo. La eficiencia sigue siendo igualmente alta debido al hecho de que el canal generador de tensión de ignición CAP1, INV1 sólo necesita proporcionar una tensión, pero no corriente.

La figura 15 ilustra una realización adicional del circuito de carga/descarga para un canal generador de tensión de ignición que también proporciona corrientes de pulso menores con buena eficiencia. A diferencia del circuito de carga/descarga según se muestra en la figura 13, el número de condensadores de pulsos es de nuevo el doble. Los condensadores de pulsos positivo y negativo 47, 48 se mantienen relativamente pequeños (en el intervalo de desde 100 pF hasta 100 nF) y sirven para establecer la tensión de ignición. A través de diodos 55, 56 se conectan condensadores de pulsos mayores 53, 54 (en el intervalo de desde 1 μ F hasta 1000 μ F) en paralelo a los mismos. Estos sirven para establecer la corriente de descarga y pueden cambiarse a través de elementos de conmutación 59, 60 y diodos 57, 58 adicionales, independientemente de la tensión de ignición. En esta realización, los elementos de conmutación 24, 26 forman junto con las resistencias de medición de corriente 51, 52 fuentes de corriente lineal 24, 51 y 26, 52. Estas fuentes de corriente lineal 24, 51 y 26, 52 tienen la tarea principal de mantener la corriente de descarga en el valor establecido deseado durante el corto tiempo de transición en el que tras el comienzo de la descarga, la corriente de pulso descarga los condensadores de pulsos 47, 48 de baja capacidad.

Las fuentes de corriente lineal 24, 51 y 26, 52 también pueden servir, sin embargo, para modular la corriente de descarga generando así, por ejemplo, pulsos de EDM en rampa, o pulsos de EDM que tienen un armónico de orden superior de frecuencia opcional, o pulsos máximos. Para estos casos, basta con suministrar a las fuentes de corriente lineal 24, 51 y 26, 52 señales de valor establecido conformadas correspondientemente (desde el FPGA, por ejemplo).

Además, las fuentes de corriente lineal 24, 51 y 26, 52 pueden usarse para conformar la tensión del pulso de ignición permitiendo, por ejemplo, una corriente superior al comienzo del pulso de EDM para lograr un incremento más pronunciado en la tensión. Tras un tiempo definido, la corriente puede reducirse entonces para lograr la estabilización asintótica para la tensión de circuito abierto deseada. De hecho, para una eficiencia ideal, pueden seleccionarse los condensadores 47, 48 pequeños de modo que su carga baste para permitir que se establezca la tensión de ignición de la distancia entre electrodos justo en el valor establecido cuando se saturan las fuentes de corriente lineal 24, 51 y 26, 52.

Cuando, según se muestra en la figura 15, la tensión de carga de los condensadores de pulsos 47 y 48 se hace menor que la tensión de carga de los condensadores de pulsos grandes 53, 54, los diodos 55 y 56 se vuelven respectivamente conductores y la corriente se proporciona entonces de estos condensadores de pulsos 53, 54. Los condensadores de pulsos 53, 54 se cargan sólo tanto que (por ejemplo en de 30 V a 50 V, preferiblemente a 30V) las fuentes de corriente 24, 51 y 26, 52 sólo llegan a saturarse en funcionamiento normal, es decir que sólo se produce una disminución muy pequeña en la tensión de algunos voltios (preferiblemente menos del 50%, más preferiblemente menos del 20% con respecto a la tensión de carga) a través de estas fuentes de tensión 24, 51 y 26, 52. Además, durante el pulso de EDM, se controla la tensión de carga de los condensadores de pulsos grandes 53, 54 tras la ignición de tal manera que la diferencia de la tensión aplicada a dicha distancia entre electrodos menos dicha tensión de carga equivale a un valor establecido específico preferible en el intervalo de 5 V a 25 V. Para una tensión de carga de 30 V y una disminución en tensión de 5 V con corriente de pulso de 3 A, la pérdida de potencia es de 15 W, mientras que en la distancia entre electrodos, la potencia disponible es 25 V multiplicado por 3A, en otras palabras 75 W lo que corresponde a una eficiencia (para cada ciclo de trabajo) mejor del 83% para las fuentes de corriente lineal 24, 51 y 26, 52. En comparación, la eficiencia de las fuentes de tipo regulador de CC es inferior al 10% particularmente con pulsos cortos que tienen corrientes de pulso más bien pequeñas y pausas largas. El motivo para esto es el alto requisito estructural para tensiones de alimentación auxiliares y circuitos reguladores, además de

debido a las pérdidas de potencia y conmutación (un diodo sólo que maneja una corriente de reserva de 3A dará ya como resultado pérdidas de aproximadamente 5 W).

La figura 16 ilustra un circuito inversor adaptado al circuito de carga/descarga de la figura 15. En este caso, los diodos 28, 31, 33, 35 forman un circuito en puente que carga condensadores de filtro 61, 62 de manera positiva y negativa, respectivamente. Estos condensadores de filtro 61, 62 se seleccionan con capacitancia pequeña y tiene simplemente la tarea de cerrar las distancias transitorias en tensión y corriente que han resultado de la tensión CA desde el transformador de aislamiento 27 debido a la rectificación. Seleccionando la capacitancia parásita y la inductancia parásita suficientemente altas en el circuito de descarga, pueden eliminarse los condensadores de filtro 61, 62.

Previstos en la salida están los elementos de conmutación 30, 34 que pueden conmutar entre las dos polaridades muy rápidamente, permitiendo por ejemplo la generación de pulsos de ignición de CA de frecuencia opcional o una tensión de ignición positiva que alterna con una corriente de descarga negativa. En general, la polaridad de dicha corriente de descarga podría seleccionarse como una función de la polaridad de dicha tensión de ignición.

Los elementos de conmutación 30, 34 van seguidos a su vez por una impedancia de adaptación 32, 50 para la adaptación de alta frecuencia del generador de tensión de ignición a la distancia entre electrodos. Preferiblemente, se establece una resistencia de CC pequeña y se conecta una pequeña inductancia 32 en paralelo con la resistencia de adaptación 50 para maximizar la eficiencia global del generador de tensión de ignición.

Las figuras 17 y 18 ilustran otra realización de un generador de tensión de ignición que además de la tensión de ignición también proporciona corrientes de descarga más bien pequeñas. El principio básico según se muestra en las figuras 15 y 16 es igual en este caso, excepto que en lugar de los condensadores de pulsos 47, 48, 53, 54 se usan meramente los condensadores de filtro 61, 62 en el lado secundario para la generación de tensión y corriente de pulso y, por tanto, sirven como los condensadores de pulsos (47 y 48 en las figuras 13 y 15). Es necesario que estos condensadores de filtro 61, 62 estén dimensionados algo mayores que aquellos según se muestra en la figura 16 para un mejor rendimiento en el control dinámico de la tensión de carga mediante un compromiso entre la eficiencia maximizada y una frecuencia de conmutación modesta.

En este caso, concretamente, los condensadores de filtro 61, 62 se cargan directamente mediante la fuente de corriente bipolar 8-17 (figura 7) y a través de los elementos de conmutación 18, 19, el transformador de aislamiento 17 y el puente de diodos 28, 31, 33, 35. Los elementos de conmutación 18, 19 en esta disposición se activan alternativamente de modo que el transformador de aislamiento 27 se carga sólo por una tensión de CA. El puente de diodos 28, 31, 33, 35 distribuye uniformemente cada pulso de carga al condensador de filtro positivo 61 y al condensador de filtro negativo 62. Puede inhibirse la distribución automática añadiendo a cada diodo del puente de diodos 28, 31, 33, 35 un elemento de conmutación permitiendo así que los condensadores de filtro 61, 62 se carguen a tensiones diferentes según pueda ser necesario para aplicaciones especiales.

Los sensores de tensión de carga (+SENS, -SENS) en este caso se incluyen en el circuito inversor, aplicándose el mismo a las fuentes de corriente lineal 24, 51 y 26, 52 sustituyendo a los elementos de conmutación 30, 34 en el manejo adicional de la tarea de aplicar los pulsos de EDM a la distancia entre electrodos con polaridad correcta. En este caso, las fuentes de corriente lineal 24, 51 y 26, 52 pueden manejar adicionalmente otras tareas tales como conformar la tensión de ignición y la tensión de descarga, pero también activar la adaptación a la respuesta de alta frecuencia de la distancia entre electrodos (las fuentes de corriente lineal pueden modularse muy rápidamente en su resistencia). De otro modo, la función del circuito es básicamente la misma que la descrita y según se muestra en las figuras 15 y 16.

Aunque esta realización es de coste inferior, debido al compromiso de usar sólo una capacitancia para la regulación de la tensión y la corriente, su eficiencia es menor que en las realizaciones anteriores. Además, el ruido en los sensores (+SENS, -SENS, DSC SENS) es mayor.

Las figuras 19a a 19c ilustran tres pulsos parciales senoidales procedentes de tres condensadores de pulsos 22 con una duración de 180° y una amplitud igual a 1 que se descargan en sincronismo en la distancia entre electrodos. El pulso resultante en la figura 19d tiene asimismo una duración de 180° pero una amplitud de 3.

Los valores eléctricos correspondientes en el intervalo de tiempo y corriente podrían ascender, por ejemplo, a 300 A y 1,8 µs para el pulso de descarga resultante. La proporcionalidad se calcula a partir de los elementos que determinan el tiempo y la amplitud, concretamente la capacitancia, la inductancia y la tensión de carga.

La activación de canales adicionales en sincronismo aumentaría correspondientemente la amplitud mientras que el tiempo permanece aproximadamente igual. De manera más precisa, el tiempo aumentaría ligeramente producido por la componente de inductancia en el espacio de trabajo (por ejemplo, la inductancia del electrodo de alambre) común a todos los canales. Puede establecerse la amplitud de cada pulso parcial para cada canal a través de la tensión de carga con alta resolución y sin influir en la duración de pulso.

La duración de pulso de cada pulso parcial se establece preferiblemente por el valor para la capacidad del condensador de pulsos 22. Podría lograrse un tiempo de pulso, tal como se conoce, con un valor cuatro veces menor para la capacitancia del condensador de pulsos 22. Mantener la amplitud requeriría duplicar la tensión de carga.

5 Además, tener una influencia directa sobre la duración de pulso es la inductancia resultante del circuito de descarga que en este caso está constituido por la inductancia parásita del transformador de aislamiento 27, la inductancia 32 y la inductancia del espacio de trabajo. Estos componentes son a veces menos adecuados para configurarse de manera variable y preferiblemente se mantienen lo más pequeños posibles.

10 Las figuras 20a, b ilustran dos pulsos tanto de una duración más corta de 108°, desfasados en 120° pero presentando una amplitud de 3. La suma de los pulsos según se muestra en la figura 20c tiene una duración de pulso de 180° y una amplitud de 3, pero la integración indica que el contenido de área es un 20% superior. Además, el incremento de pulso desde 0° hasta 30° es un 53% más pronunciado que con la forma de onda según se muestra en la figura 19. Esta forma de onda simula la descarga de una línea de retardo en la que un número infinito de elementos de línea de capacitancia infinitamente pequeña e inductancia infinitamente pequeña se descargan uno tras otro, dando como resultado un pulso de onda cuadrada absolutamente perfecta. En este caso, este enfoque infinitesimal es de menos interés que el principio de un desfase de tiempo constante entre pulsos individuales. Cualquier número de más de tres pulsos individuales produce mejoras aunque mínimas en el contenido de área y la inclinación de flanco del pulso en todos pero aumenta la frecuencia de funcionamiento del generador.

20 Las figuras 21a-d ilustran una composición de pulso en la que se añade un pulso de duración 1/3 y amplitud 1,2 en figura 21c al comienzo y al final de dos pulsos en sincronismo con una amplitud 1,5 (también podría ser un único pulso con una amplitud de 3). En este caso, el contenido de área aumenta en un 26% y el incremento de pulso desde 0° hasta 30° es incluso un 80% mejor que en la forma de onda mostrada en la figura 19.

25 Esta composición de pulso se orienta en el principio de análisis armónico basado en las series de Fourier o teoría de tren de ondas y puede continuarse por otros pulsos adicionales siempre más cortos que tienen una determinada amplitud reducida hasta un pulso de descarga de onda casi cuadrada. En este caso también hay, por supuesto, límites naturales en los que las mejoras llegan a ser insignificantes y las duraciones del pulso parcial se vuelven tan cortas que el gasto adicional ya no merece la pena. La teoría de los trenes de ondas es adecuada para formas de señal discontinuas y se describe en detalle en "An Introduction to Wavelets" de Amara Graps en www.amara.com/IEEEwave/IEEEwavelet.html.

30 Las figuras 22a-d ilustran una composición de pulso adicional para corte con alambre basada en el principio de línea de retardo. Tal como resulta evidente a partir de la figura 22d, tres pulsos desfasados en 120° con una amplitud de 3 dan como resultado un área de pulso mayor en un 29% y un flanco ascendente más pronunciado en un 88% mejor que en la forma de onda según se muestra en la figura 19.

35 Las ventajas de áreas de pulso mayores residen en la tasa de eliminación de material superior por pulso. Además, cuanto más pronunciados son los flancos de pulso, mayor es la temperatura de plasma al comienzo de la descarga y más fuerte es el efecto de cavitación en el extremo de descarga. Ambos fenómenos reducen el daño a la superficie de la pieza de trabajo y aumentan asimismo la tasa de eliminación de material. Se entiende que el efecto de cavitación en EDM es un mecanismo de eliminación de material adicional como resultado de lo cual se producen altas fuerzas de implosión cuando el canal de plasma implosiona en el extremo de descarga que es todo ello más efectivo cuanto más rápido se desactiva el pulso.

40 Las figuras 23a-d ilustran la síntesis de un pulso de descarga para el grabado de matrices en hueco en el que se genera un pulso de descarga a partir de 6 pulsos parciales desfasados cada uno 120° según el principio de línea de retardo, siendo el armónico de orden superior en el pulso de descarga de sólo aproximadamente el 10,6%. Por motivos de simplicidad, el armónico de orden superior en % se expresa como la razón

$$\text{Armónico de orden superior (\%)} = 100 * (I_{\max} - I_{\min})/I_{\max} \quad (4)$$

55 representando I_{\max} e I_{\min} las amplitudes máxima y mínima, respectivamente, de la corriente de descarga. Resulta interesante que se aplica el 10,6% de armónico de orden superior a cada amplitud de pulso. Esto es particularmente una ventaja para corrientes de pulso pequeñas en las que los generadores de grabado de matrices en hueco conocidos se sobrecargarían debido a la frecuencia de conmutación excesivamente alta para la regulación de corriente.

60 Las figuras 24a-e ilustran cómo puede influirse en el armónico de orden superior del pulso de descarga disminuyendo (o aumentando) el cambio de fase de los pulsos parciales. Un cambio de fase de 90° da como resultado un armónico de orden superior del 27,3%. La amplitud necesita ser entonces meramente de 0,7 para lograr una amplitud suma de 1.

65 Los pulsos de grabado de matrices según se muestra en las figuras 23a-d y 24a-e podrían optimizarse para obtener

mejores resultados de mecanizado; siendo el flanco ascendente demasiado pronunciado (desgaste de electrodo) y el flanco descendente demasiado suave (escaso efecto de cavitación).

5 Las figuras 25a-e ilustran cómo optimizar adicionalmente los pulsos de descarga. Mediante una combinación del principio de línea de retardo con un análisis armónico y de pulsos más amplio o el principio de tren de ondas en el extremo de pulso, pueden eliminarse ambas deficiencias mencionadas anteriormente. Para extremos de pulso incluso más pronunciados podrían incluirse adicionalmente en este caso uno o más armónicos.

10 Un principio interesante de potenciación del efecto de cavitación se describe en el documento SU 308 846. Mediante una sobremodulación de pulso en el extremo del pulso, la tasa de eliminación de material se aumenta significativamente mientras que se logra la formación de cráteres de menos profundidad con el resultado de mejor rugosidad y una distancia más estrecha con la ventaja de producir piezas de trabajo de mejor calidad en un tiempo más corto.

15 Las figuras 26a-e ilustran cómo pueden generarse tales pulsos de descarga. En este caso también, modificando el cambio de fase de los pulsos parciales y sus duraciones de pulso, pueden dimensionarse libremente el tiempo de ascenso y armónico de orden superior del pulso de descarga con la ventaja, en comparación con el documento SU 308 846, de mayor libertad de dimensionamiento de la amplitud y la duración de la sobremodulación de pulso.

20 Las figuras 27a-e ilustran una forma de pulso novedosa que permite una potenciación adicional del efecto de cavitación. Esta forma de pulso novedosa logra un flanco descendente casi perpendicular en el extremo del pulso con submodulación posterior con amplitud y duración seleccionables en el sentido opuesto. Sin embargo, como ventaja, la duración de la submodulación no se selecciona para que sea demasiado larga para no producir desgaste de electrodo innecesario. Una duración demasiado corta de la submodulación da como resultado que se extinga la
25 descarga en el cruce de tensión cero de la distancia entre electrodos a partir del agotamiento de energía provocando una tensión inactiva invertida tras la descarga. Una tensión inactiva invertida de este tipo puede ser una ventaja cuando se intenta evitar la electrólisis (corrosión de la pieza de trabajo y formación de oxihidrógeno) cuando se emplean componentes dieléctricos acuosos.

30 Este ejemplo hace uso de la flexibilidad en la polaridad de selección libre también durante un pulso parcial. El pulso parcial en el extremo del pulso (véase la figura 27d) es más alto, más corto que los otros pulsos parciales y opuesto en polaridad. Dependiendo de cómo se relacione con los otros pulsos parciales (figuras 27a-c) el condensador de pulsos 22 de este canal apenas habrá perdido energía en la descarga, de hecho puede incluso ganar energía, puesto que absorbe parte de la energía de estos pulsos. En otras palabras, también es posible volver a ganar
35 energía desde la distancia entre electrodos de vuelta al generador.

Es necesario expandir la ecuación (1) para el caso de recuperación de la siguiente forma:

$$40 \quad U_{\text{end}} = -U_{\text{chrg}} - 2 * U_{\text{gap}} * (2 * t_{\text{R}} / T - 1) \quad (5)$$

en la que t_{R} (tiempo de recuperación) representa la duración de tiempo durante la cual un pulso parcial invertido (figura 27d) reduce la tensión de distancia U_{gap} . En otras palabras, t_{R} corresponde a la duración entre el inicio del pulso parcial invertido (figura 27d) y el momento de cruce cero del pulso de descarga (figura 27a), T define la
45 duración del pulso parcial invertido (figura 27d).

Cuando $t_{\text{R}} = 0$ se tiene de nuevo la ecuación conocida tal como se citó anteriormente. Cuando $t_{\text{R}} = 0,5 T$ en total no se emite energía a la distancia entre electrodos:

$$50 \quad U_{\text{end}} = -U_{\text{chrg}} \quad (6)$$

Y cuando $t_{\text{R}} = T$, la energía máxima de la distancia entre electrodos se refleja de nuevo en el condensador de pulsos 22:

$$55 \quad U_{\text{end}} = -U_{\text{chrg}} - 2 * U_{\text{gap}} \quad (7)$$

En estos tres puntos extremos, la ecuación (5) es precisa. Para otros valores intermedios de t_{R} , todavía podría demostrarse su validez mediante una ecuación diferencial general. Pero para dimensionar el circuito, estos tres valores extremos son completamente suficientes.

60 La tensión de carga en exceso se reduce hasta el valor establecido seleccionando correspondientemente el sentido de corriente para la fuente de corriente bipolar (figura 7) y así puede recuperarse en los condensadores 8, 9. Para el modo de "recuperación", los diodos 12 y 13 podrían sustituirse de manera ventajosa por elementos de conmutación (por ejemplo MOSFET) que como aprovechamiento adicional darían como resultado la eficiencia mejorada en el almacenamiento de la energía en las inductancias 14 y 15. Las pérdidas directas de un elemento de conmutación de tipo MOSFET pueden mantenerse sustancialmente menores concretamente que las de un diodo. Además, el circuito
65 de carga 18 a 21 según se muestra en la figura 8 podría configurarse para ambos sentidos de corriente para permitir

el flujo de energía en ambos sentidos.

Las figuras 28a-e ilustran en general cómo puede modularse arbitrariamente la forma de onda de un pulso de descarga a través de la duración, amplitud y cambio de fase de los pulsos parciales individuales en forma de semiondas senoidales. La figura 28a muestra un primer pulso parcial con una duración de 144° , una amplitud de 0,4 que comienza en 0° . La figura 28b muestra un segundo pulso parcial con duración de 144° , una amplitud de 0,7 que se retarda en 96° y la figura 28c muestra un tercer pulso con duración de 144° , una amplitud de 1 y un retardo de 192° . El cuarto pulso parcial en la figura 28d que tiene una duración de 60° , una amplitud de 0,5 y un retardo de 287° tiene una duración de pulso más corta y se adapta mediante el principio de análisis armónico. Como resultado, la figura 28e muestra un pulso de erosión especial cuya amplitud aumenta linealmente con la duración (desgaste de electrodo bajo) y un flanco de pulso que cae de manera pronunciada (tasa de eliminación de material alta).

Resulta evidente que los diversos conceptos individuales tal como se describen anteriormente para la conformación del pulso pueden usarse en cualquier combinación deseada. Aunque esto aumenta la complejidad de los diagramas de diagramas de sincronismo y los valores establecidos para todos los elementos de conmutación y sensores de un módulo de generador, pueden calcularse mediante el control numérico sin que el operario tenga que intervenir en su programación.

En resumen, una realización de un método y un generador para generar una secuencia temporal de pulsos de descarga para mecanizado por descarga eléctrica, se carga al menos un condensador de pulsos para generar el pulso de descarga con una tensión de carga y luego se descarga en la distancia entre electrodos. Tras su descarga, el condensador de pulsos se recarga con una tensión de carga que tiene la misma polaridad que la de la tensión residual que todavía existe en el condensador de pulsos tras su descarga. El condensador de pulsos se descarga entonces en la distancia entre electrodos mediante un pulso de descarga cuya polaridad es independiente de la polaridad de la tensión de carga en el condensador de pulsos tras su recarga.

En una realización adicional de un método y un generador para generar una secuencia temporal de pulsos de descarga separados entre sí por pausas de pulso para mecanizado por descarga eléctrica, se descargan al menos dos condensadores de pulsos cada uno en forma de un pulso parcial para formar conjuntamente un pulso de descarga en la distancia entre electrodos. Un pulso de descarga que tiene una forma de onda predeterminada se selecciona de una pluralidad de pulsos de descarga que tienen diferentes formas de onda predeterminadas y la descarga de los dos condensadores de pulsos se controla de tal manera que el pulso de descarga seleccionado se genera con la forma de onda predeterminada.

En una realización todavía adicional de un método y un generador para generar una secuencia temporal de pulsos de EDM que tienen una tensión de ignición predefinida para mecanizado por descarga eléctrica, se genera una tensión de CA a partir de una tensión de CC proporcionada por una fuente de corriente bipolar. La tensión de CA se aplica a un transformador de aislamiento dispuesto entre la fuente de corriente bipolar y la distancia entre electrodos. Un condensador de pulsos se carga mediante la fuente de corriente bipolar hasta una tensión de carga correspondiente a la tensión de ignición. La tensión de ignición proporcionada por el transformador de aislamiento se conmuta con una polaridad seleccionada con respecto a la distancia entre electrodos.

Los métodos y generadores de pulso descritos son adecuados para todo el mecanizado EDM. Estos generadores pueden transformarse en una configuración completa mediante una instrucción de configuración de software sencilla en un generador de grabado de matrices en hueco o generador de corte con alambre. La selección de la polaridad de los pulsos de EDM se realiza de manera puramente electrónica y por tanto puede cambiar durante un pulso de descarga, o también diferir de un pulso al siguiente abriéndose así nuevos horizontes tecnológicos para el usuario. Debido a su pérdida de potencia reducida y frecuencia de salida superior, los módulos del generador pueden miniaturizarse de modo que se permita su instalación en la proximidad inmediata del electrodo en la máquina. Las propiedades de pulso ya no son perjudiciales por el sistema de cable y además las pérdidas de potencia son ahora muy inferiores para la transmisión de CC con alta tensión. Este nuevo principio permite la aplicación de métodos de producción automatizados modernos para la producción en masa de los módulos, dando como resultado una considerable reducción en los costes. Este método de producción de tecnología de montaje superficial (SMT) se basa en componentes automatizados de circuitos impresos con dispositivos de montaje superficial (SMD) inalámbricos.

El principal campo de aplicación es por tanto la generación de pulsos bien definidos de todos los tipos para EDM con eficiencia superior a la de con otros conceptos conocidos. En todo el sistema de EDM tal como se ha descrito anteriormente sobresale la flexibilidad superior en cumplir con los requisitos del cliente mejor y más rápidamente mientras que se simplifica la implementación de todas las funciones. La producción, pruebas y mantenimiento de módulos son compatibles con las normas internacionales, requiriendo bajos costes de material y producción maximizando el uso de componentes del sistema tanto para el corte con alambre como para el grabado de matrices en hueco pese a los distintos requisitos. Además, los mismos módulos pueden utilizarse para productos de gama alta y gama baja así como con la aplicación de medios normalizados de diagnóstico para la verificación simplificada de funciones cada vez más complejas.

5 Puesto que se están añadiendo continuamente demandas siempre crecientes de productividad incluso superior de sistemas de EDM al requisito de potencia de los generadores de pulso, el sistema tal como se ha descrito anteriormente puede poner fin a esta tendencia de minimizar las pérdidas en la generación de pulsos, reduciendo incluso adicionalmente las pérdidas en el funcionamiento inactivo en el sentido de una mejor compatibilidad medioambiental. Además, los módulos pueden miniaturizarse hasta tal grado que ahora pueden ubicarse según se adaptan mejor para satisfacer sus funciones, debido a los generadores que presentan alta eficiencia. Ahora pueden reducirse los costes del sistema de cable y pérdidas de cable hasta un mínimo absoluto. El principio de generador puede ajustarse a escala a lo largo de un amplio intervalo de potencia y la configuración puede configurarse ahora de modo que sean posibles variantes y modificaciones para cualquier aplicación sin complicaciones y gastos principales.

10 Debe entenderse que la invención no se limita en esta solicitud a los detalles de construcción y la disposición de los componentes expuestos en la descripción anterior de las realizaciones o ilustrados en los dibujos. La invención puede incluir otras realizaciones o llevarse a cabo para herramientas para máquinas similares que tienen la misma función. Además, debe entenderse que las expresiones y terminología empleadas en el presente documento son para fines de descripción y no deben considerarse como limitativas.

15 Aunque en el presente documento se han descrito determinados dispositivos y productos construidos según las enseñanzas de la invención, el alcance de cobertura de esta patente no se limita a los mismos. Por el contrario, esta patente cubre todas las realizaciones de las enseñanzas de la invención que se encuentran aproximadamente dentro del alcance de las reivindicaciones adjuntas.

20 Por consiguiente, la protección buscada se expone en las reivindicaciones a continuación:

25

REIVINDICACIONES

1. Método para generar una secuencia temporal de pulsos de descarga separados entre sí por pausas de pulso para mecanizado por descarga eléctrica en el que al menos se descargan dos condensadores de pulsos (22) cada uno en forma de un pulso parcial en la distancia entre electrodos para formar conjuntamente un pulso de descarga, **caracterizado porque** los condensadores de pulsos (22) se cargan mediante una fuente de corriente bipolar (6-17) y porque un pulso de descarga que tiene una forma de onda predeterminada se selecciona de una pluralidad de pulsos de descarga que tienen diferentes formas de onda predeterminadas y la descarga de dichos al menos dos condensadores de pulsos (22) se controla de tal manera que dicho pulso de descarga seleccionado se genera con dicha forma de onda predeterminada.
2. Método según la reivindicación 1, en el que el momento de descarga, amplitud de corriente, duración de pulso y/o polaridad de dichos pulsos parciales de dichos condensadores de pulsos (22) se establecen de manera que dicho pulso de descarga seleccionado se genera con dicha forma de onda predeterminada.
3. Método según la reivindicación 2, en el que la amplitud de corriente de dichos pulsos parciales se establece a través de la tensión de carga, la capacitancia de dichos condensadores de pulsos individuales (22) y/o a través del valor de una inductancia (27; 32).
4. Método según la reivindicación 2, en el que la duración de pulso de dichos pulsos parciales individuales se establece a través de la capacitancia de dichos condensadores de pulsos individuales (22) y/o a través del valor de una inductancia (27; 32).
5. Método según la reivindicación 2, en el que dicha polaridad de dichos pulsos parciales individuales se establece mediante un transformador de aislamiento (27) y elementos de conmutación (28-35) en una configuración de inversor.
6. Método según cualquiera de las reivindicaciones anteriores, en el que múltiples condensadores de pulsos (22) se descargan simultáneamente en dicha distancia entre electrodos.
7. Método según cualquiera de las reivindicaciones 1 a 5, en el que múltiples condensadores de pulsos (22) se descargan posteriormente en dicha distancia entre electrodos.
8. Método según cualquiera de las reivindicaciones anteriores, en el que dichos condensadores de pulsos (22) se descargan en forma de semiondas senoidales en dicha distancia entre electrodos y se genera un pulso de descarga seleccionado que tiene una forma de onda predeterminada que difiere de la forma de onda de una semionda senoidal.
9. Método según cualquiera de las reivindicaciones anteriores, en el que dicho momento de descarga y dicha amplitud de corriente de cada pulso parcial se determinan mediante análisis armónico de dicha forma de onda predeterminada de dicho pulso de descarga seleccionado.
10. Método según cualquiera de las reivindicaciones anteriores, en el que dicha amplitud, duración de pulso y momento de descarga de cada pulso parcial se seleccionan de modo que la forma de onda de dicho pulso de descarga seleccionado se aproxima a una onda cuadrada.
11. Método según la reivindicación 10, en el que para generar dicha onda cuadrada aproximada de dicho pulso de descarga seleccionado, dicho momento de descarga y dicha amplitud de corriente de cada pulso parcial que genera dicho pulso de descarga se determinan mediante un modelo matemático de una línea de retardo.
12. Método según cualquiera de las reivindicaciones anteriores, en el que dicha amplitud de corriente, duración de pulso y momento de descarga de cada pulso parcial se seleccionan de modo que dicha forma de onda predeterminada de dicho pulso de descarga seleccionado comprende un tiempo de ascenso predeterminado, un armónico de orden superior predeterminado y un tiempo de caída predeterminado.
13. Método según cualquiera de las reivindicaciones anteriores, en el que dicha amplitud de corriente, duración de pulso y momento de descarga de cada pulso parcial se seleccionan de modo que dicha forma de onda predeterminada de dicho pulso de descarga seleccionado comprende en su extremo un pico de corriente de duración específica y amplitud específica.
14. Método según cualquiera de las reivindicaciones anteriores, en el que dicha amplitud de corriente, duración de pulso, polaridad y momento de descarga de cada pulso parcial se seleccionan de modo que dicha forma de onda predeterminada de dicho pulso de descarga seleccionado comprende en el extremo un pico de corriente de polaridad opuesta a la polaridad remanente de dicho pulso de descarga de duración específica y amplitud específica.

- 5 15. Método según cualquiera de las reivindicaciones anteriores, en el que dicha amplitud de corriente, duración de pulso, polaridad y momento de descarga de cada pulso parcial se seleccionan de modo que cada una de dichas formas de onda predeterminadas de dicha secuencia temporal de pulsos de descarga difiere en forma, duración, amplitud y/o polaridad.
- 10 16. Método según cualquiera de las reivindicaciones anteriores, en el que en el caso de una tensión de carga excesiva en dichos condensadores de pulsos (22) la energía excesiva de los mismos se realimenta a través de una fuente de corriente (10-17) en una fuente de tensión CC (8, 9).
- 15 17. Generador para generar una secuencia temporal de pulsos de descarga separados entre sí por pausas de pulso para mecanizado por descarga eléctrica, que comprende al menos dos condensadores de pulsos (22) para generar cada uno un pulso parcial, y acoplado a dichos condensadores de pulsos (22) un controlador de descarga (FPGA, CAP1-CAP4, INV1-INV4) que controla la descarga de dichos condensadores de pulsos (22) en una distancia entre electrodos para formar conjuntamente un pulso de descarga, **caracterizado por** una fuente de corriente bipolar (6-17) para cargar los condensadores de pulsos (22) y por medios de selección (FPGA; CNC) para seleccionar un pulso de descarga que tiene una forma de onda predeterminada de múltiples pulsos de descarga que tienen formas de onda diferentes, en el que dicho controlador de descarga (FPGA, CAP1-CAP4, INV1-INV4) controla la descarga de dichos al menos dos condensadores de pulsos (22) de tal manera que dicho pulso de descarga seleccionado se genera con dicha forma de onda predeterminada.
- 20 18. Generador según la reivindicación 17, en el que dicho controlador de descarga (FPGA, CAP1-CAP4, INV1-INV4) establece dicho momento de descarga, amplitud de corriente, duración de pulso y/o polaridad de dichos pulsos parciales de dichos condensadores de pulsos (22) de tal manera que dicho pulso de descarga seleccionado se genera con dicha forma de onda predeterminada.
- 25 19. Generador según la reivindicación 17 ó 18, en el que dicho controlador de descarga (FPGA, CAP1-CAP4, INV1-INV4) comprende sensores (SENS) para detectar dicha tensión de condensador en dichos condensadores de pulsos (22), un circuito digital programable (FPGA) que recibe señales de dichos sensores (SENS), una interfaz de sistema (LINK) que puede configurar dicho circuito digital programable (FPGA) en comunicación bidireccional con el mismo y circuitos de excitación que conectan todos los elementos de conmutación (24, 26) previstos para descargar dichos condensadores de pulsos (22) a dicho circuito digital programable (FPGA).
- 30 20. Generador según cualquiera de las reivindicaciones 17 a 19, que se dispone en la proximidad inmediata de dicho electrodo y en el que el conductor que conecta el generador y la pieza de trabajo comprende una inductancia parásita baja y capacitancia parásita alta.
- 35 21. Generador según cualquiera de las reivindicaciones 17 a 20, que comprende un controlador (FPGA) en el que se almacenan los conjuntos de datos para dichas formas de onda predeterminadas de dichos múltiples pulsos de descarga y en el que dichos medios de selección (FPGA; CNC) comprenden un control numérico (CNC), seleccionando dicho control numérico (CNC) uno de dichos conjuntos de datos en dicho controlador (FPGA).
- 40 22. Generador según cualquiera de las reivindicaciones 17 a 20, en el que los medios de selección (FPGA; CNC) comprenden un control numérico (CNC) que calcula dichos conjuntos de datos para dicho controlador de descarga (FPGA, CAP1-CAP4, INV1- INV4) para generar dichas formas de onda predeterminadas de dichos múltiples pulsos de descarga y comunica dicho conjunto de datos seleccionado a dicho controlador de descarga (FPGA, CAP1-CAP4, INV1-INV4).
- 45 23. Generador según cualquiera de las reivindicaciones 17 a 22, en el que los medios de selección (FPGA; CNC) comprenden un control numérico (CNC) que almacena dichos conjuntos de datos para dicho controlador de descarga (FPGA, CAP1-CAP4, INV1-INV4) para generar dichas formas de onda predeterminadas de dichos múltiples pulsos de descarga en forma calculada previamente y comunica dicho conjunto de datos seleccionado a dicho controlador de descarga (CAP1-CAP4, INV1-INV4).
- 50 24. Generador según la reivindicación 20 ó 21, en el que dicho controlador (FPGA) está configurado de tal manera que multiplica todos los valores establecidos para dichas tensiones de carga de dichos condensadores de pulsos (22) por un factor de proporcionalidad para cambiar la amplitud de una forma de onda predeterminada.
- 55 60

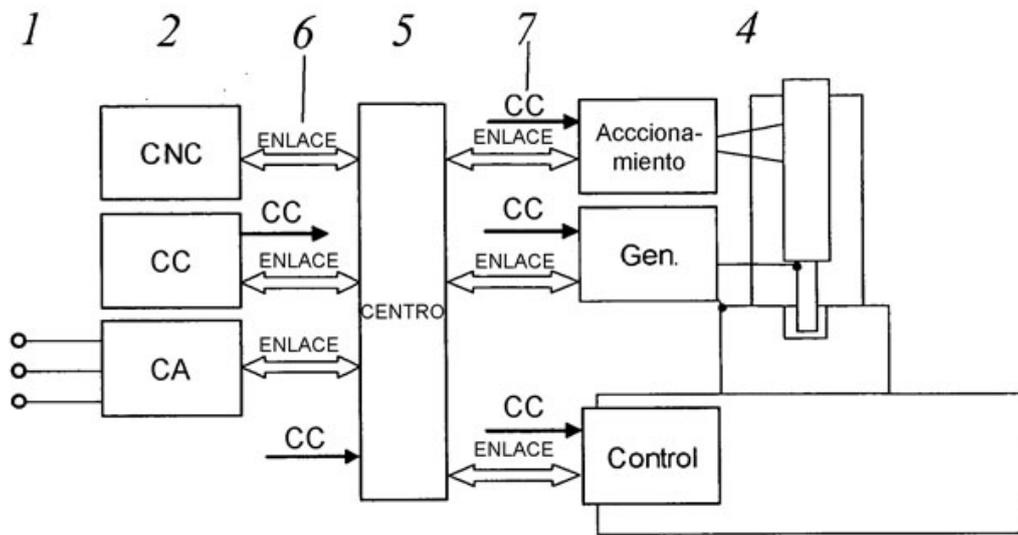


Fig 1

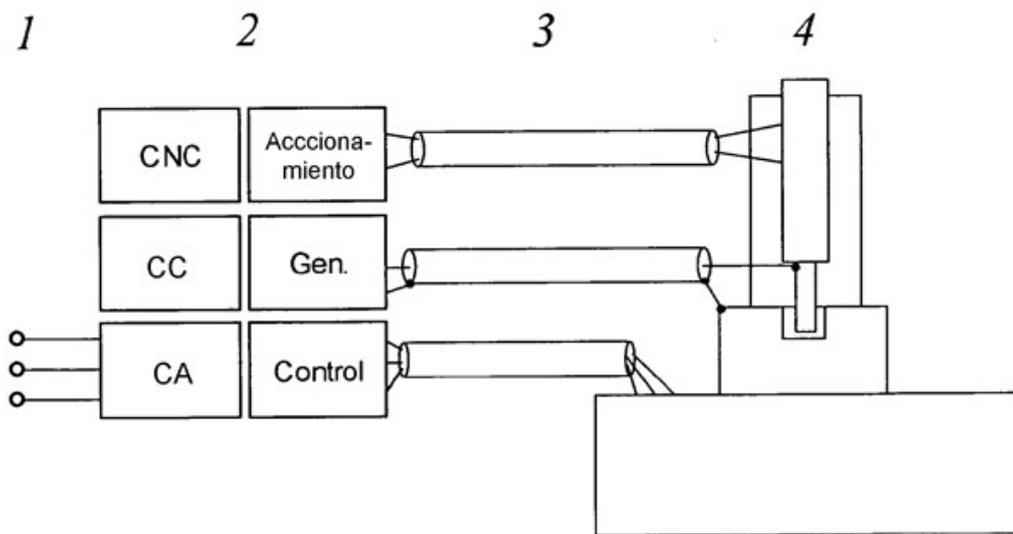


Fig 2 Técnica anterior

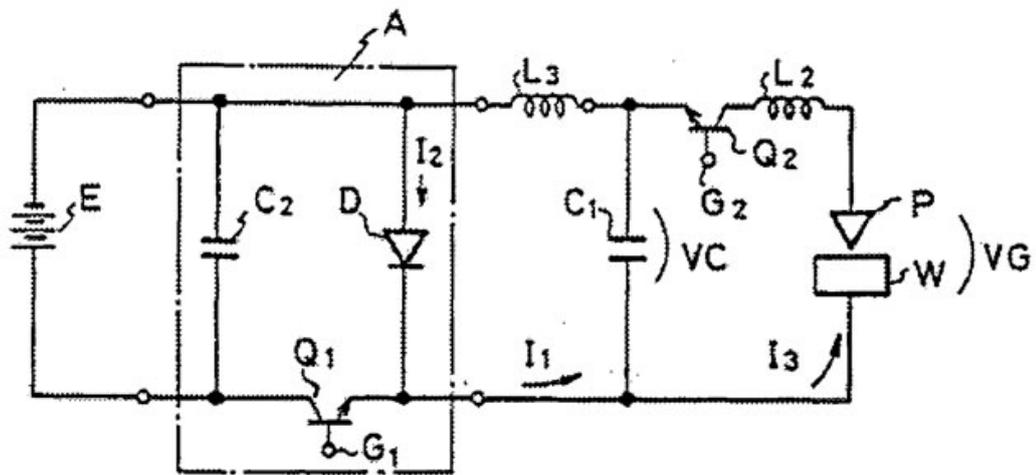


Fig 3 Técnica anterior

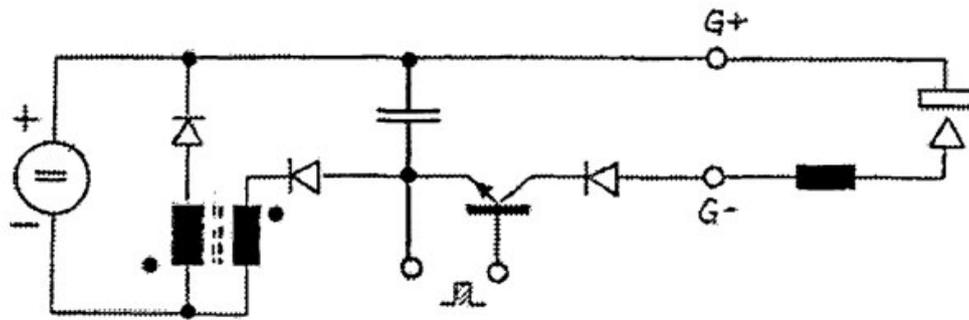


Fig 4 Técnica anterior

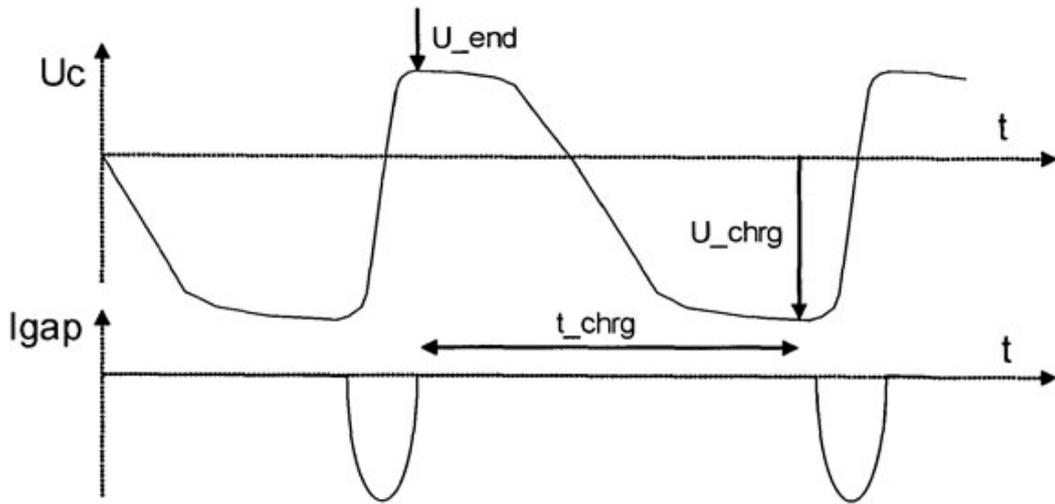


Fig 5 Técnica anterior

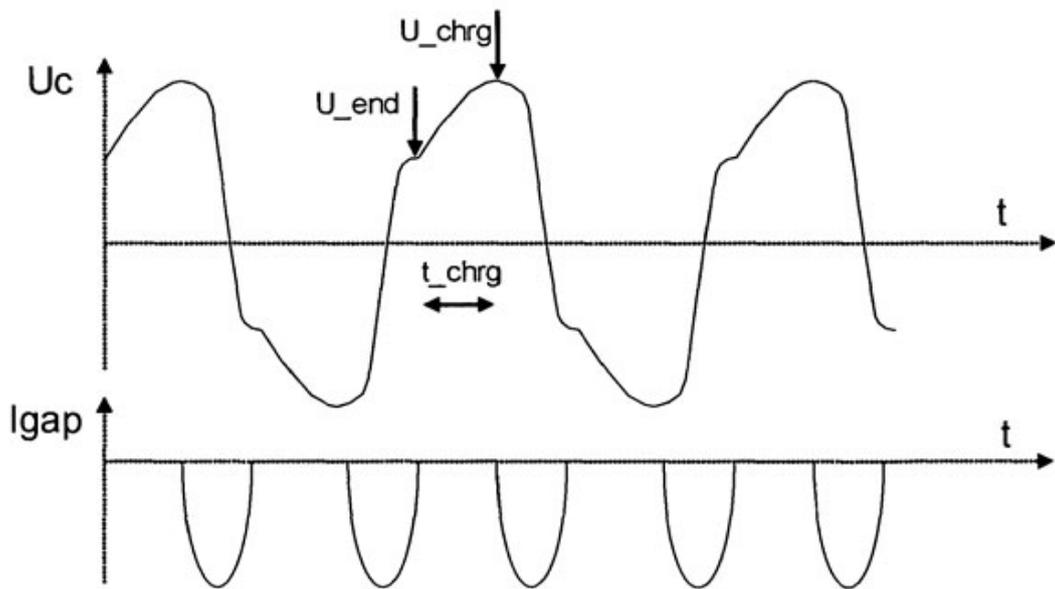


Fig 6

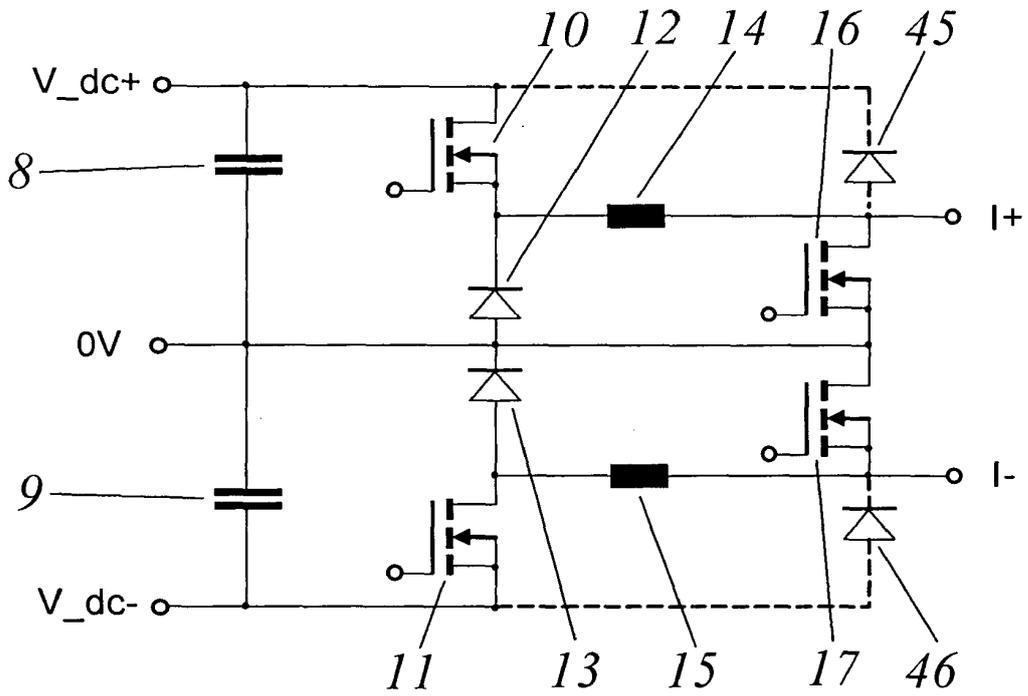


Fig 7

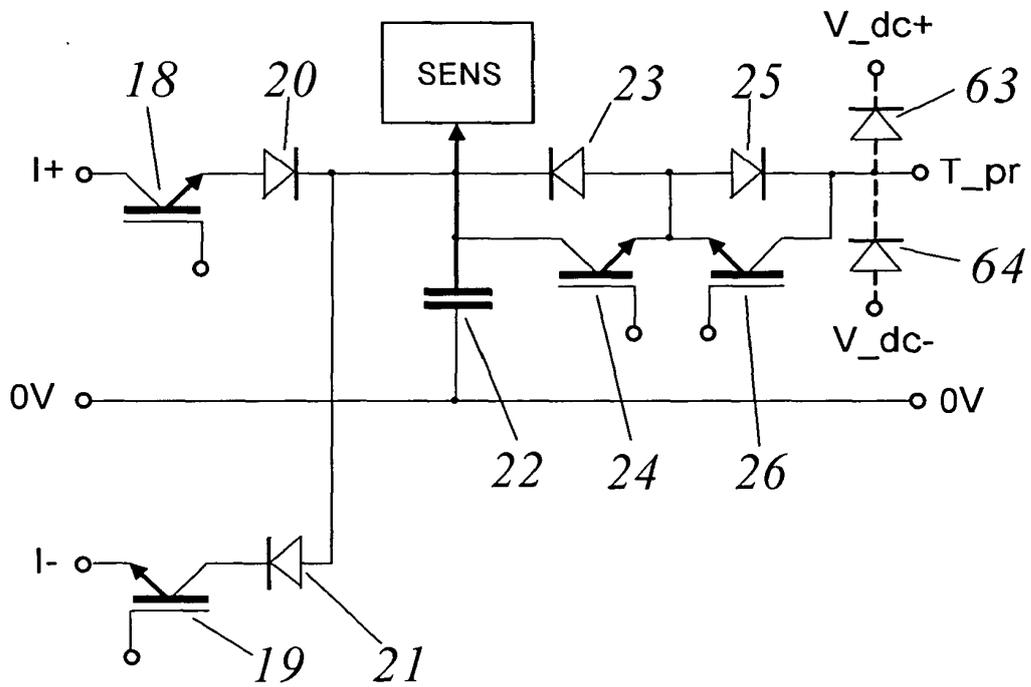


Fig 8

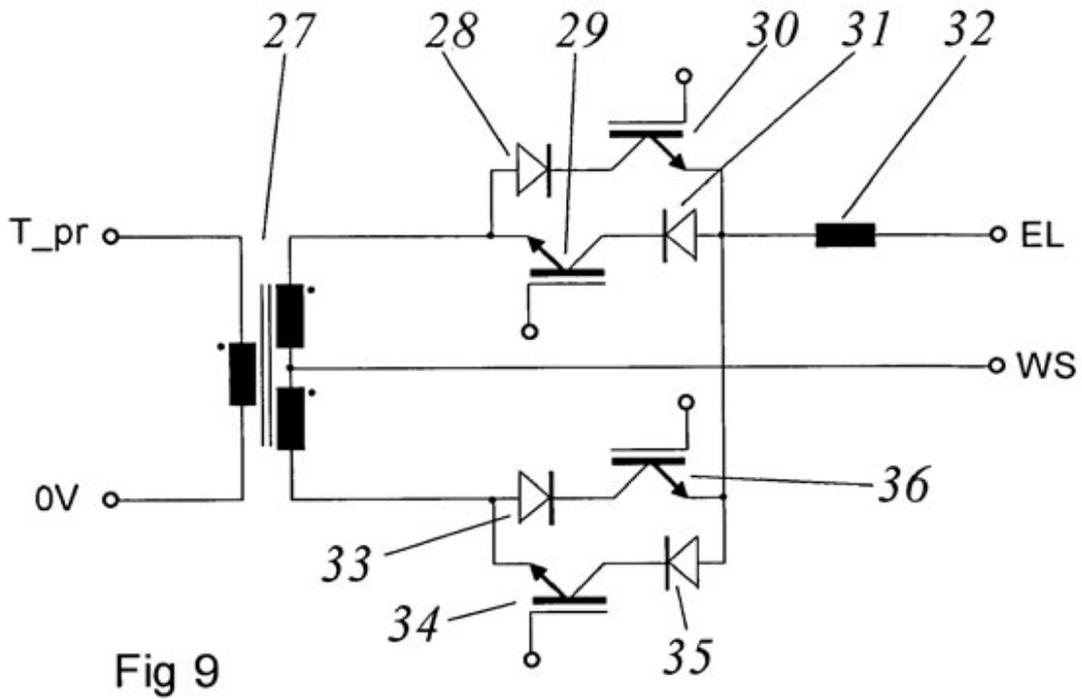


Fig 9

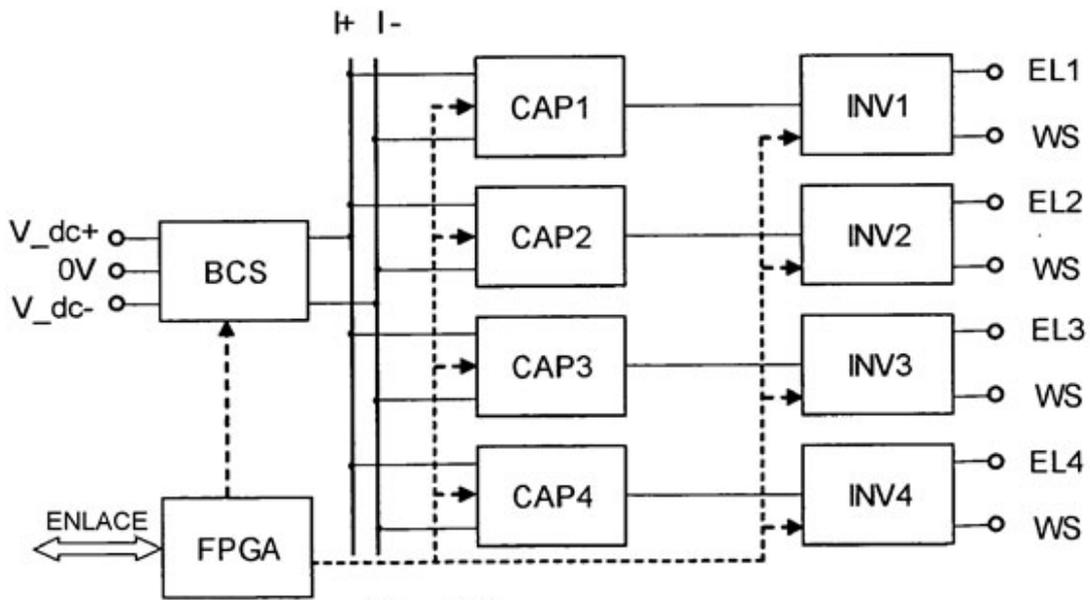


Fig 10

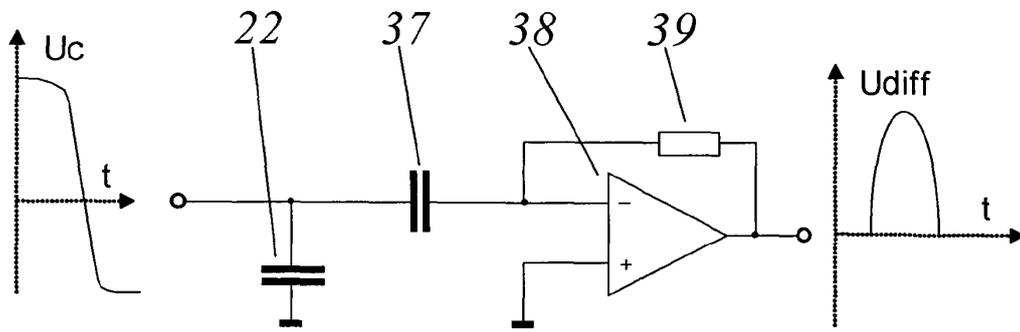


Fig 11

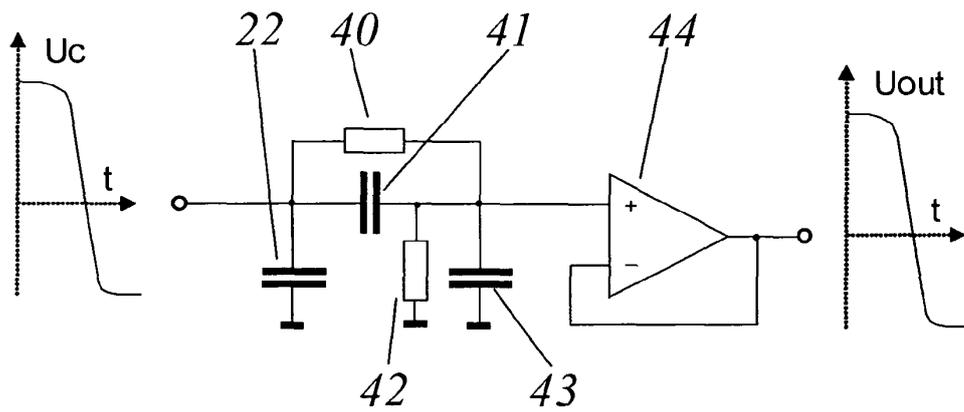


Fig 12

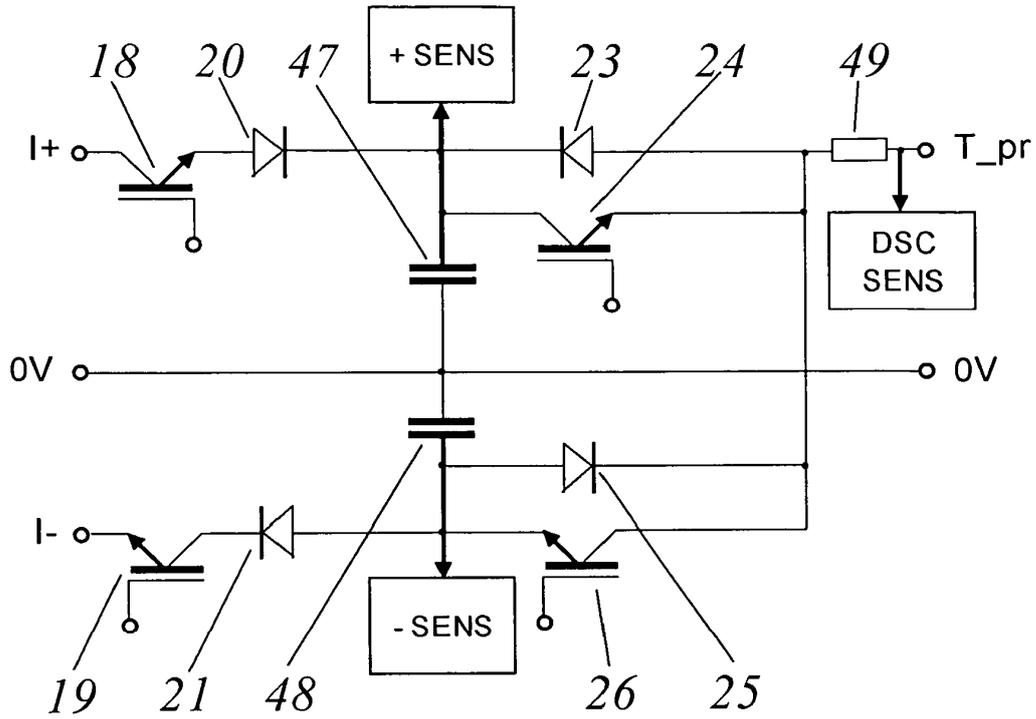


Fig 13

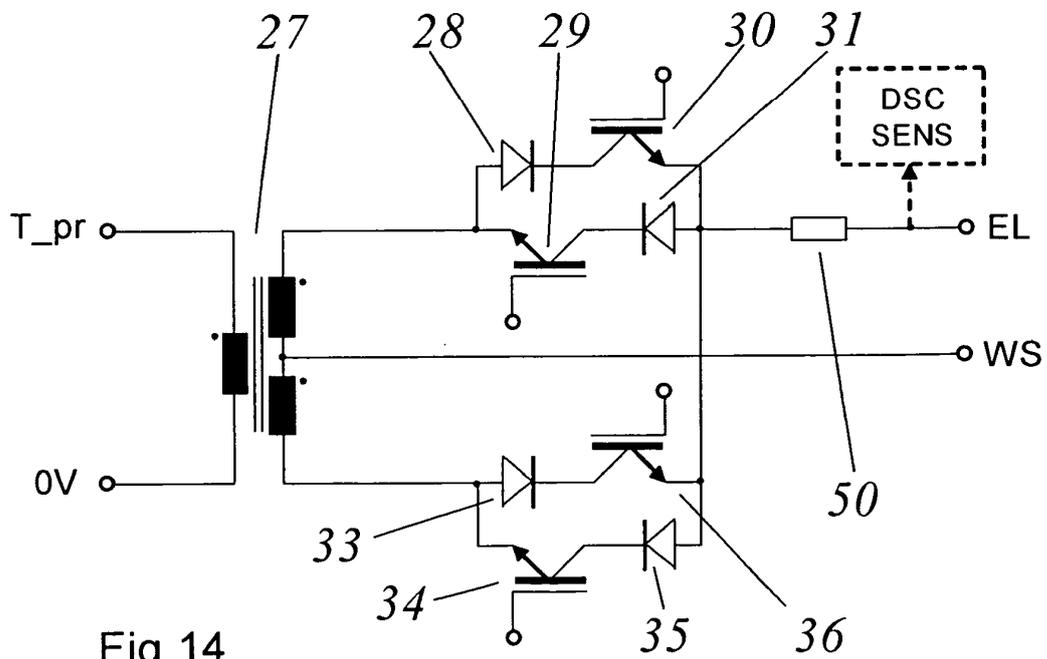


Fig 14

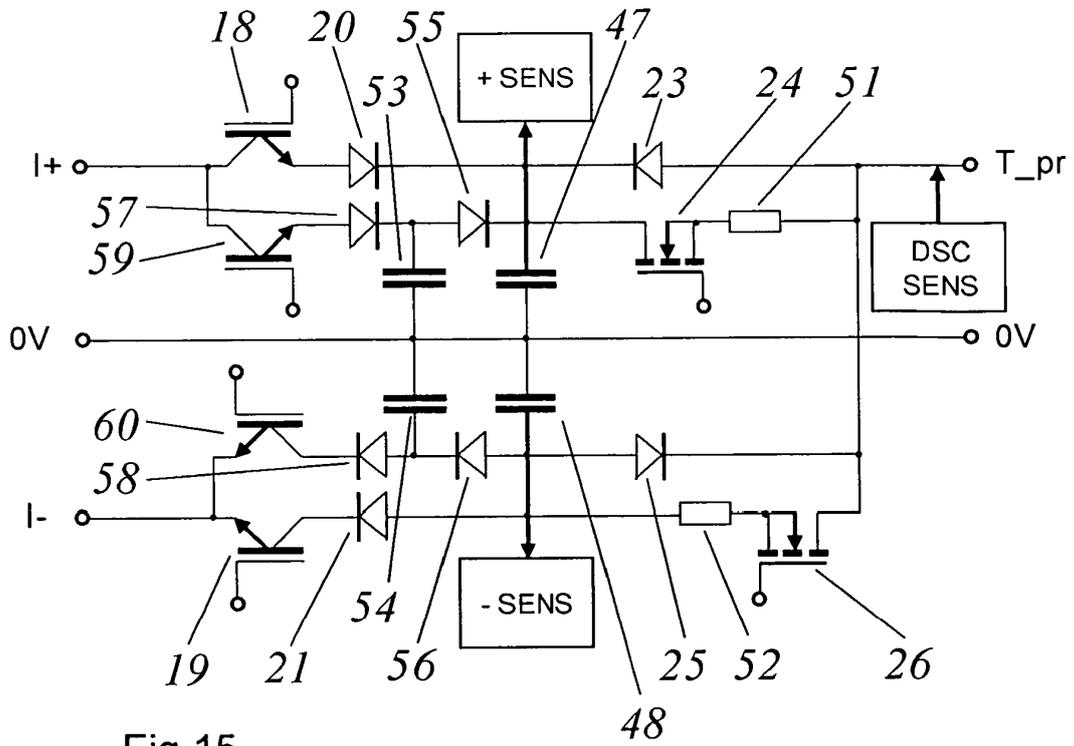


Fig 15

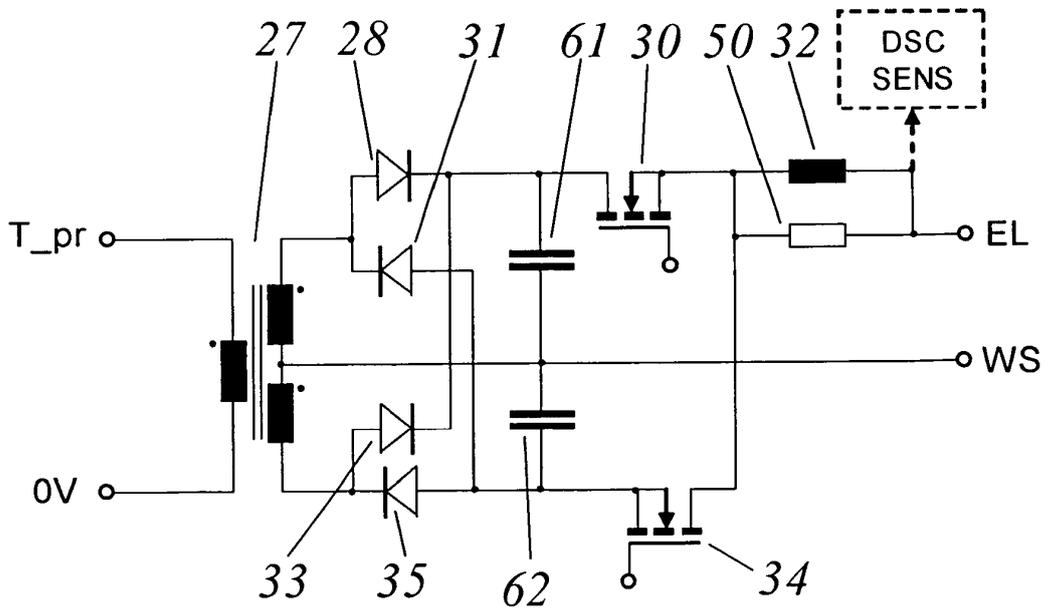


Fig 16

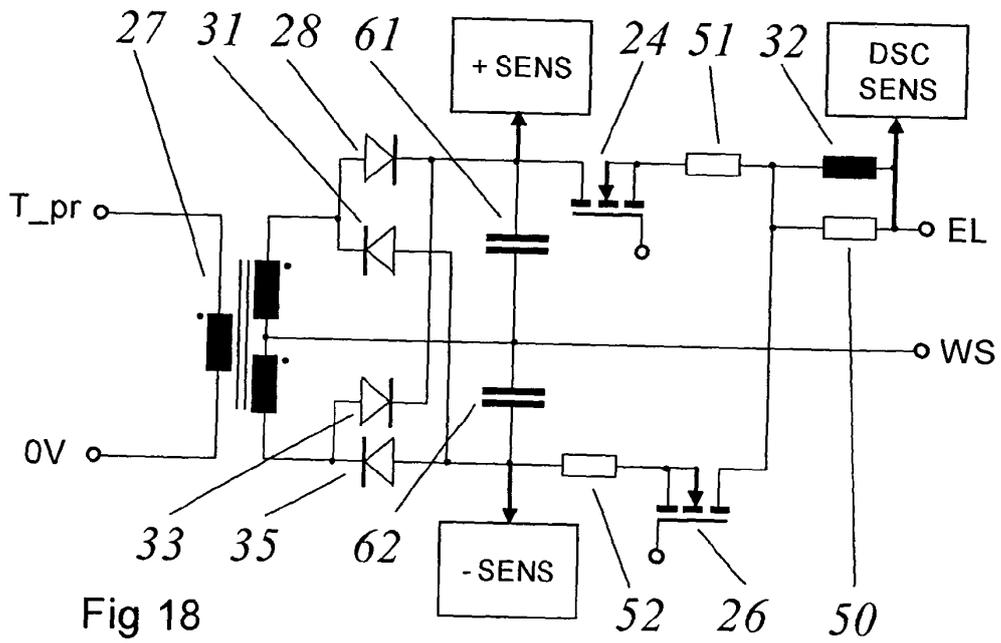
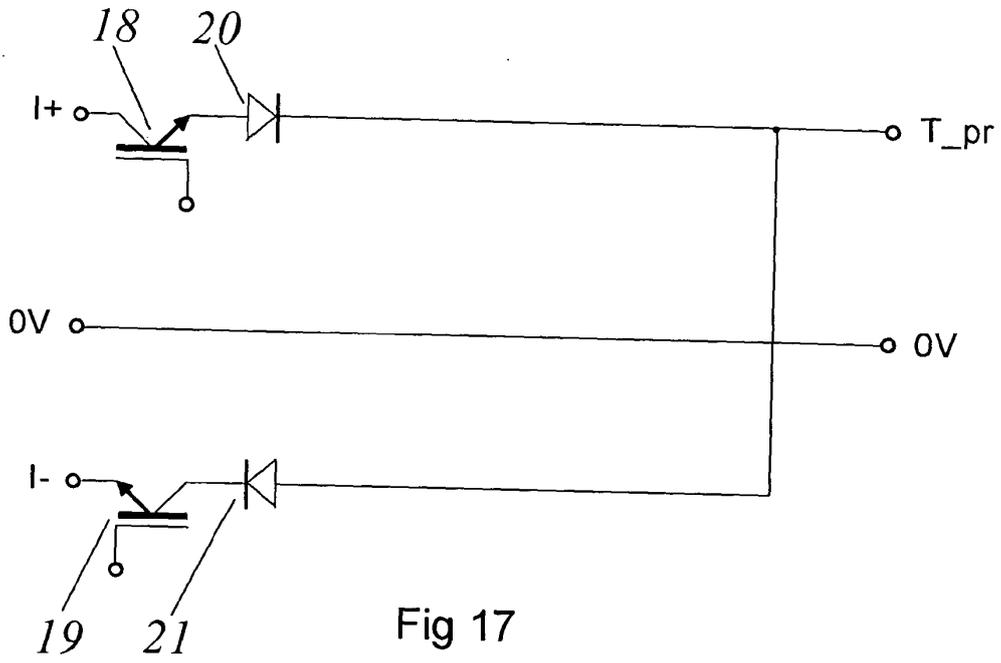


Fig 19a

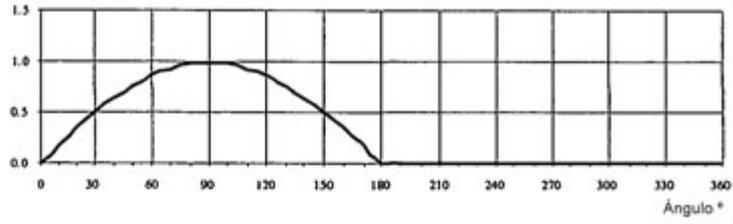


Fig 19b

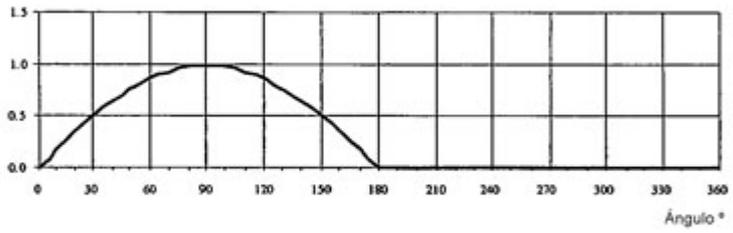


Fig 19c

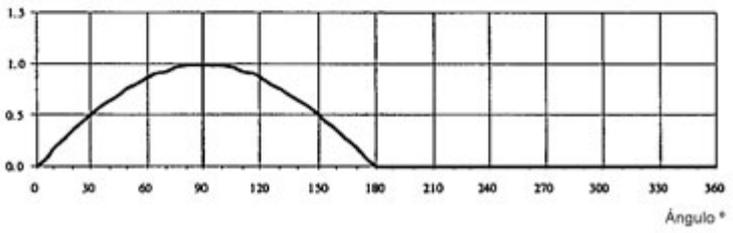


Fig 19d

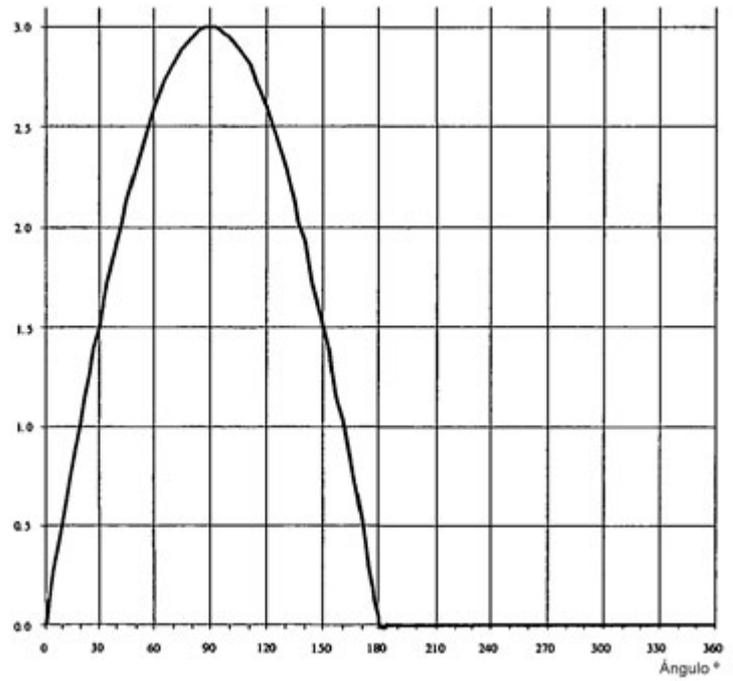


Fig 20a

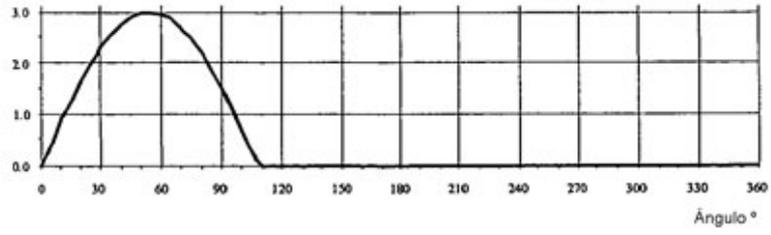


Fig 20b

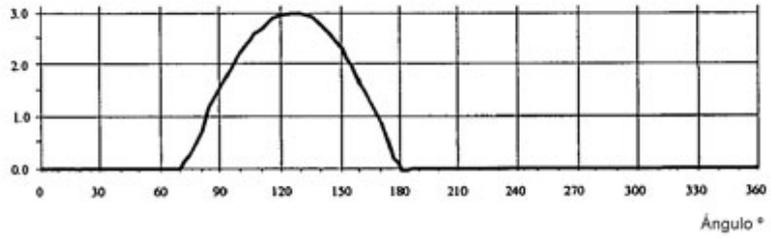


Fig 20c

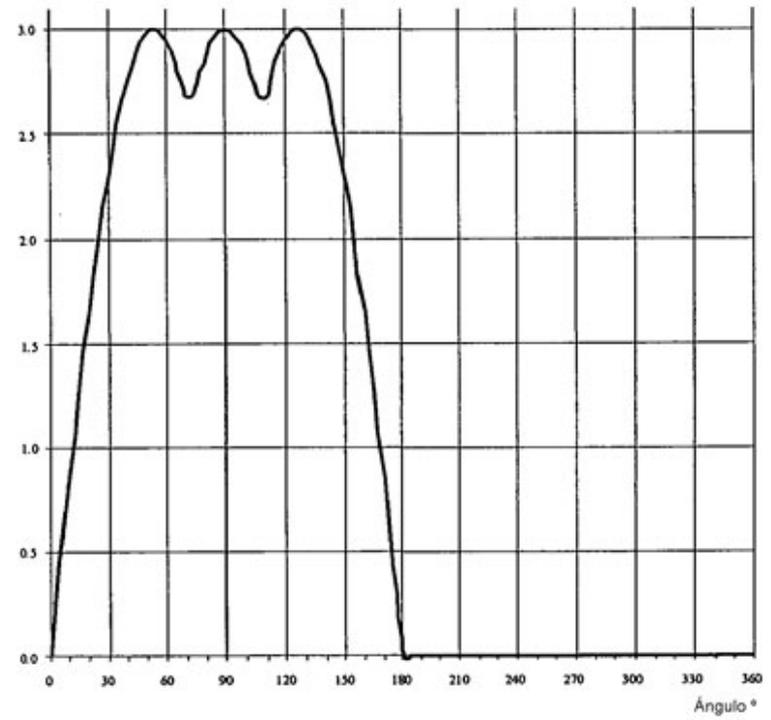


Fig 21a

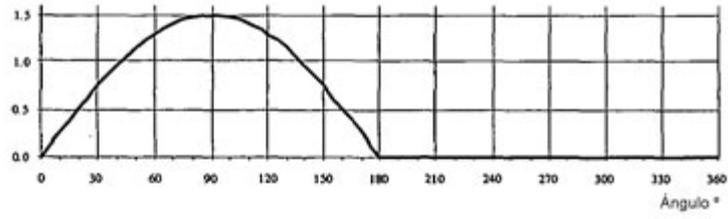


Fig 21b

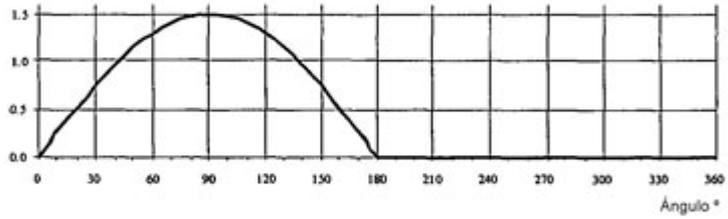


Fig 21c

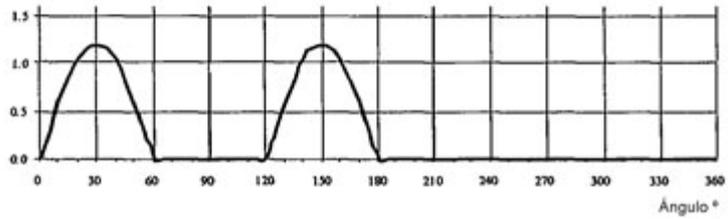


Fig 21d

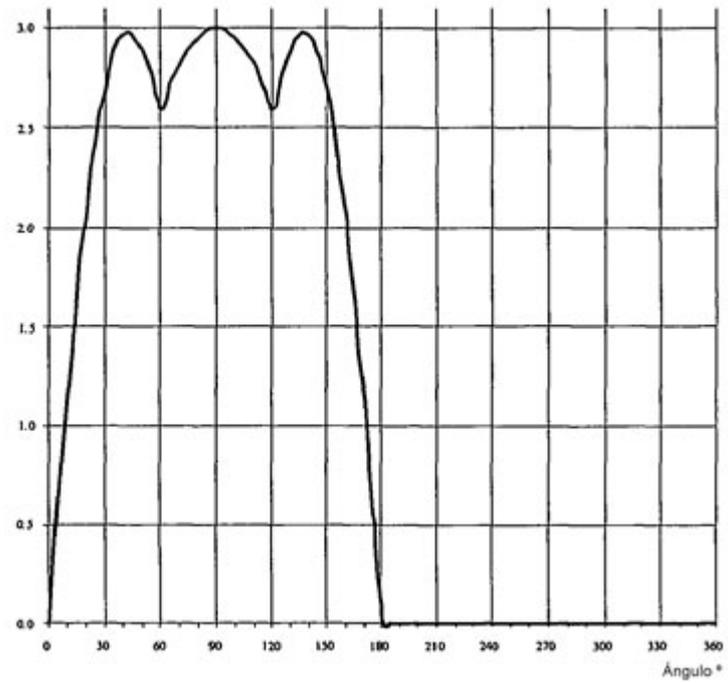


Fig 22a

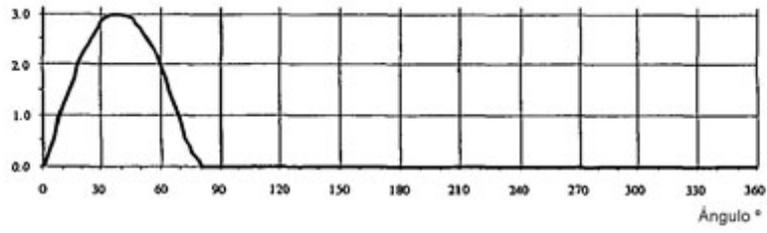


Fig 22b

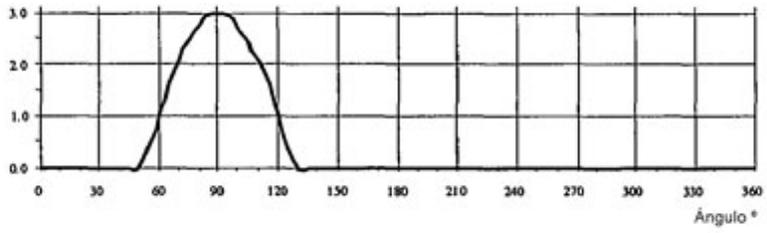


Fig 22c

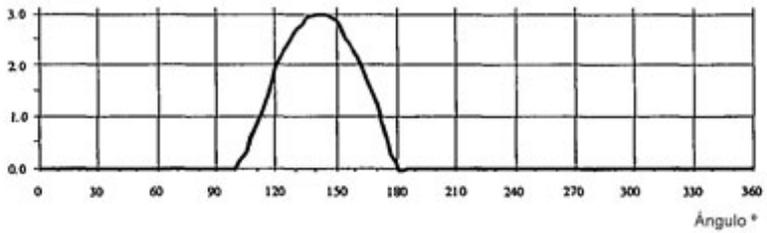


Fig 22d

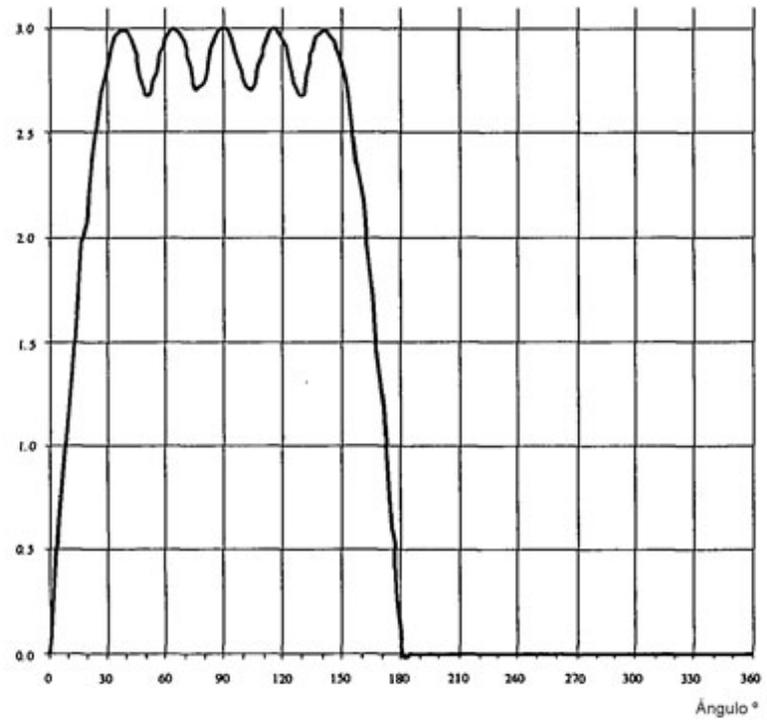


Fig 23a

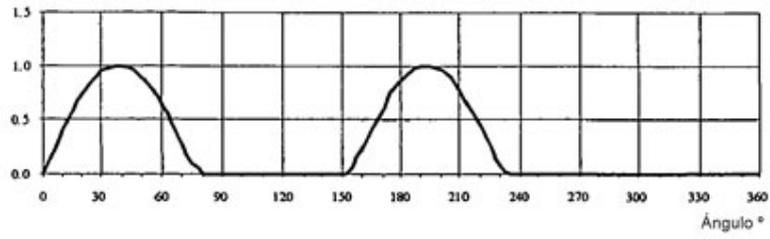


Fig 23b

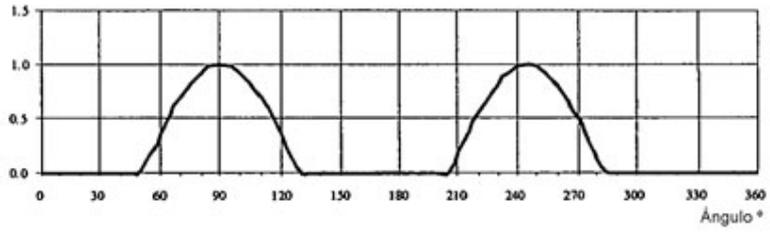


Fig 23c

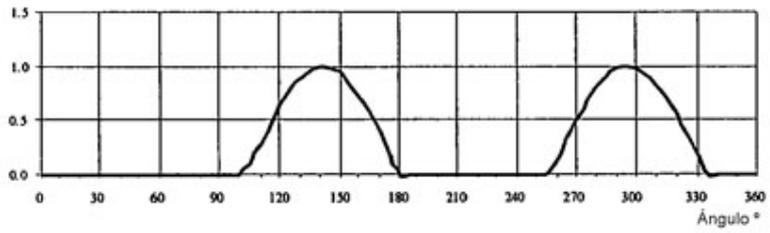


Fig 23d

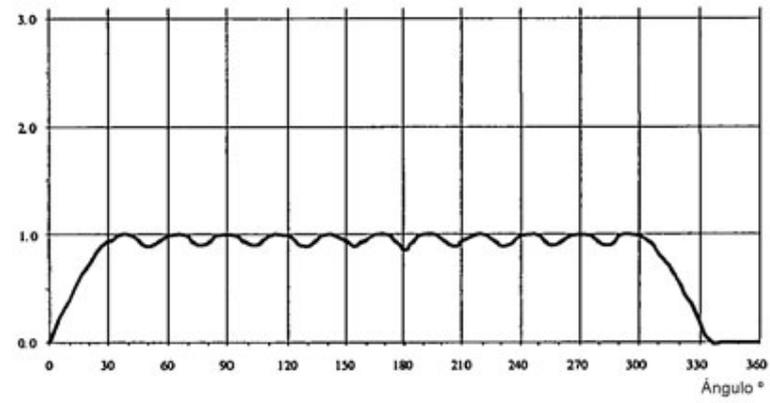


Fig 24a

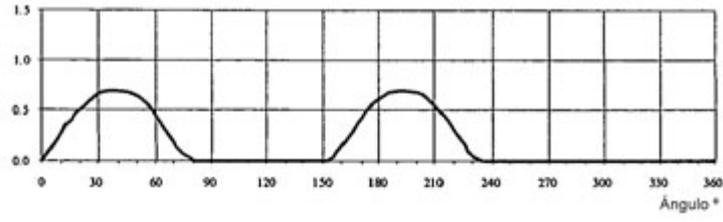


Fig 24b

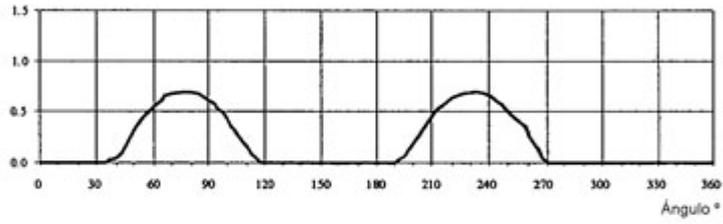


Fig 24c

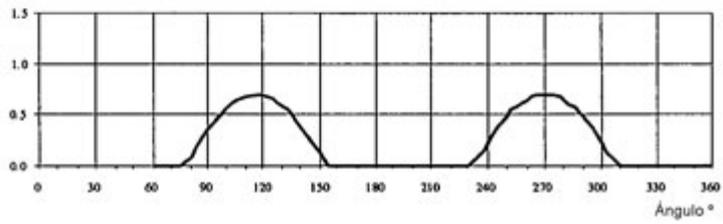


Fig 24d

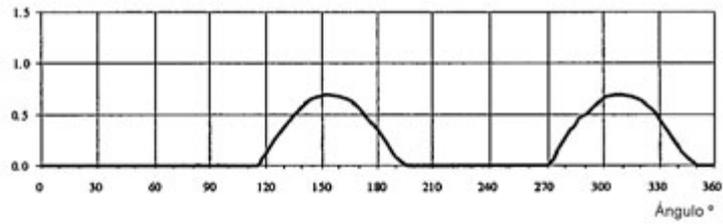


Fig 24e

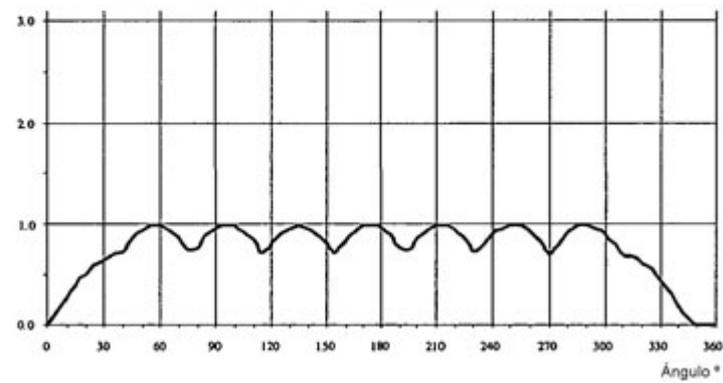


Fig 25a

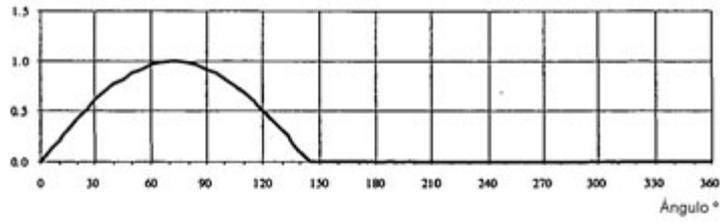


Fig 25b

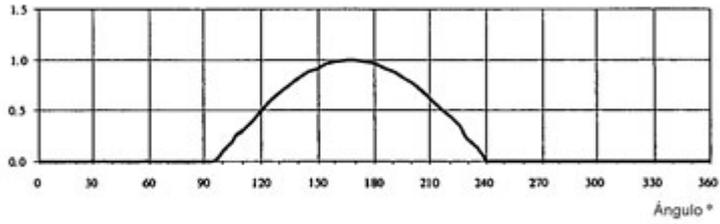


Fig 25c

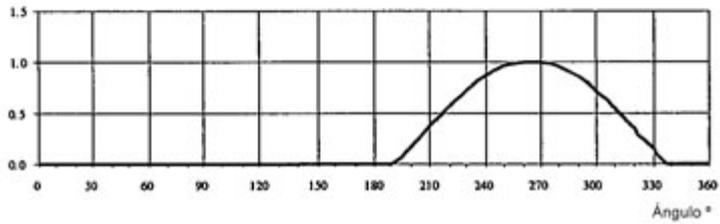


Fig 25d

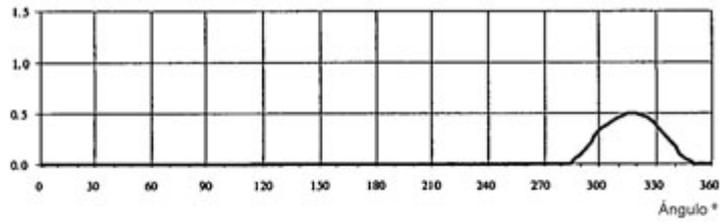


Fig 25e

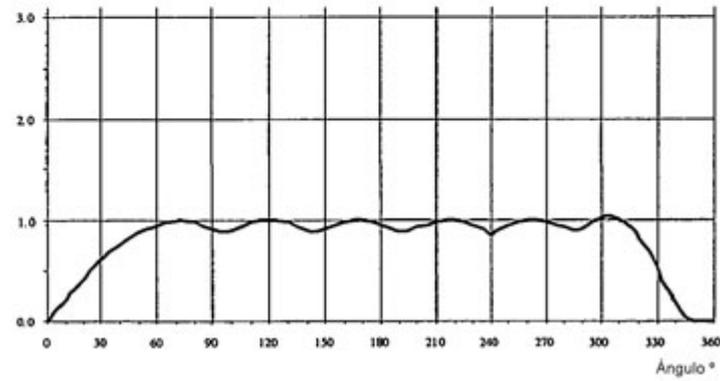


Fig 26a

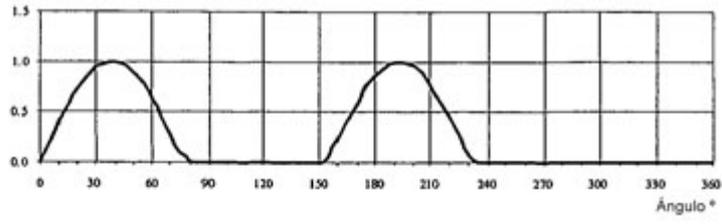


Fig 26b

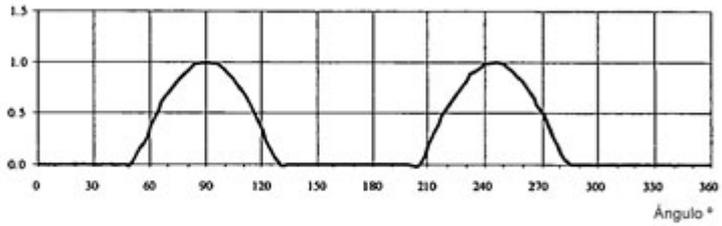


Fig 26c

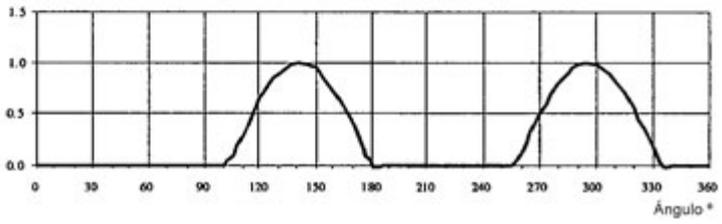


Fig 26d

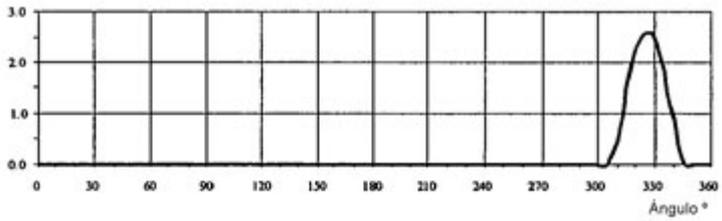


Fig 26e

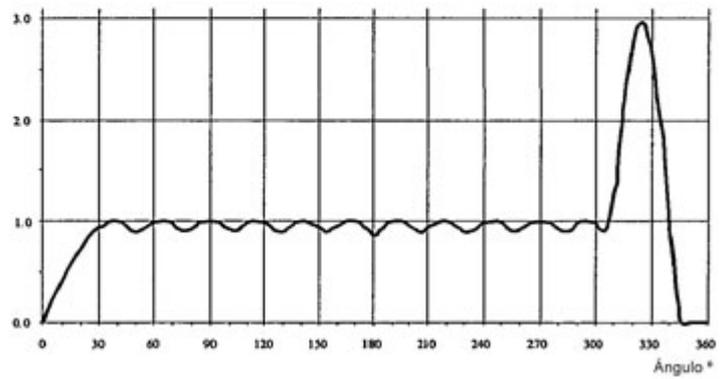


Fig 27a

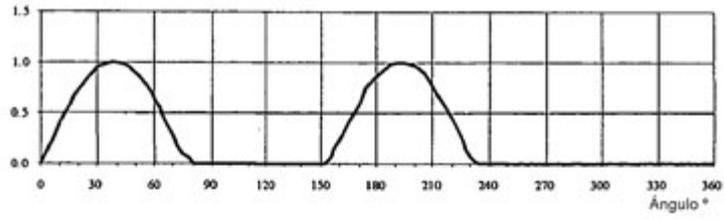


Fig 27b

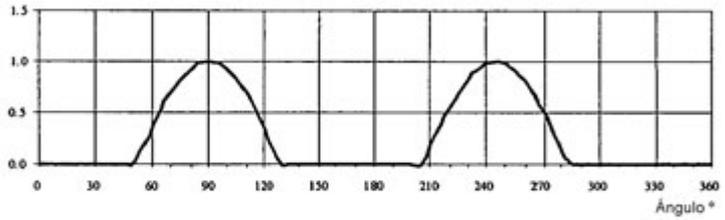


Fig 27c

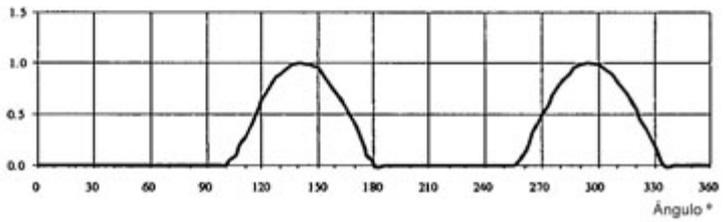


Fig 27d

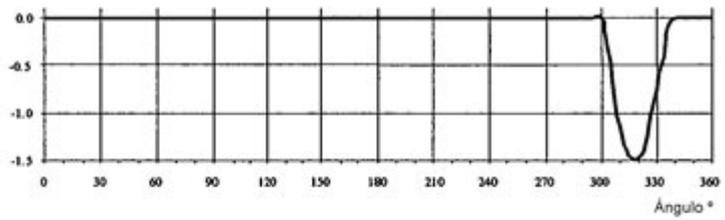


Fig 27e

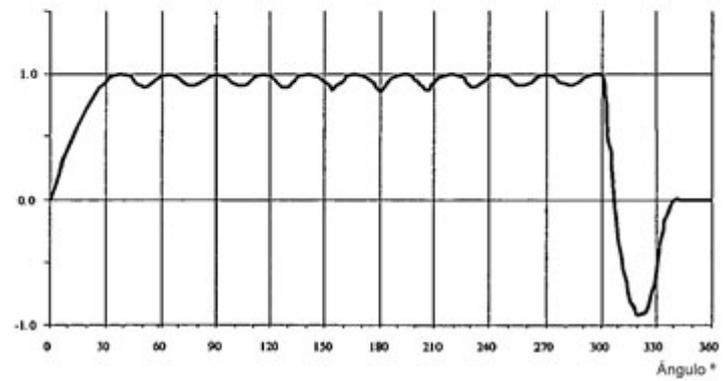


Fig 28a

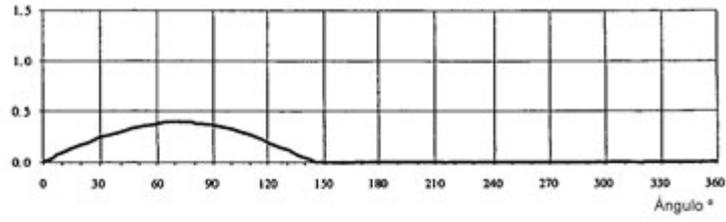


Fig 28b

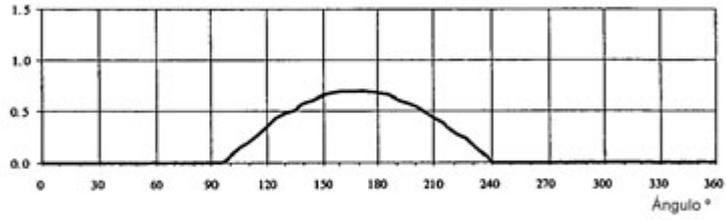


Fig 28c

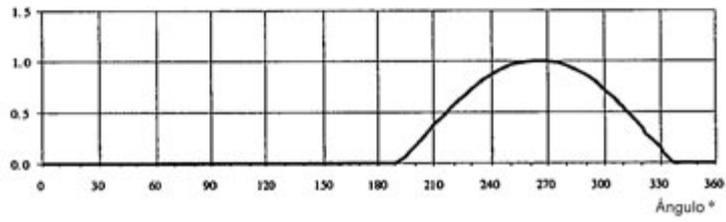


Fig 28d

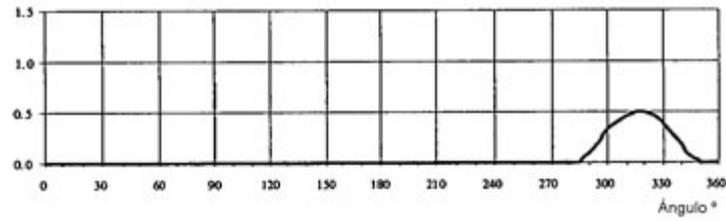


Fig 28e

