

MINISTERIO DE INDUSTRIA  
REGISTRO DE LA PROPIEDAD INDUSTRIAL



19	ES	11	21	7474128	10	A1
		22	FECHA DE PRESENTACION			
			11 OCT. 1978			

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

## PATENTE DE INVENCION

20	PRIORIDADES:	22	FECHA	23	PAIS
31	NUMERO				
77 30 559		11 de Octubre de 1.977		Francia	

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

24	TITULO DE LA INVENCION
PERFECCIONAMIENTOS EN ONDULADORES AUTONOMOS DE MODULACION EN AMPLITUD DE IMPULSOS.	

71	SOLICITANTE (S)
SAFT - SOCIETE DES ACCUMULATEURS FIXES ET DE TRACTION	

DOMICILIO DEL SOLICITANTE	
156, Avenue de Metz, 93.230 ROMAINVILLE (Francia)	

72	INVENTOR (ES)
Jean-Luc RIMAUD, Ing., Jean-Claude GEOFFROY	

73	TITULAR (ES)

74	REPRESENTANTE
D. JOSE MIGUEL GOMEZ-ACEBO y POMBO	

La presente invención se refiere a unos perfeccionamientos en moduladores autónomos de modulación en amplitud de impulsos. Estos onduladores son del tipo estático monofásico.

5 En la mayoría de las aplicaciones de los onduladores, es necesario prever un filtrado y una regulación de la tensión de salida. La calidad del filtrado y la de la regulación son propiedades importantes del ondulador.

10 Los onduladores autónomos de media potencia (0,5 a 10 kW aproximadamente) disponibles actualmente en el mercado están concebidos según tres tipos fundamentales:

- onduladores a tiristores con regulación magnética por ferromresonancia

15 - onduladores a tiristores en puente con regulación electrónica por modulación de la duración de conducción y conmutación forzada por tiristores auxiliares,

- onduladores de modulación en amplitud de impulsos a transistores.

20 En el primer tipo, el filtrado y la regulación son asegurados por el regulador ferromresonante, cuya puesta a punto es delicada y necesita una larga experiencia de los circuitos magnéticos.

25 En el segundo tipo, la forma de regulación trae consigo una cierta complejidad del circuito de potencia, cuyo costo es tal que esta técnica no es competitiva en la gama de potencia considerada.

En el tercer tipo, la potencia máxima razonablemente donimable se sitúa hoy en los alrededores de dos kilovatios, lo que es insuficiente.

30 La presente invención utiliza el principio conocido de la modulación de amplitud de impulsos que vá en principio a

recordarse:

Un circuito de potencia a transistores rápidos da impulsos de tensión alternados de forma rectangular, que se suceden a una frecuencia elevada denominada de corte. Resulta posible hacer desiguales las amplitudes de los impulsos positivos y negativos por un control apropiado de los dos transistores. La tensión de salida del circuito de potencia posee entonces una componente media que es posible hacer variar en función del tiempo, por una modulación apropiada de la amplitud de las almenas. Si esta variación es sinusoidal, se puede utilizar esta componente media variable como tensión de salida del ondulator.

La señal de control de los transistores en modulación de amplitud de impulsos se obtiene del siguiente modo, ilustrado en la figura 1:

Una tensión auxiliar  $U_s$  en dientes de sierra simétricos de frecuencia  $F$  (frecuencia de corte) se compara con una tensión moduladora  $U_m$  de frecuencia  $f$  (frecuencia de utilización) cuya variación es suficientemente lenta para despreciarse durante un periodo de  $U_s$ . Estas dos tensiones se representan en la figura 1.

La amplitud de las variaciones de  $U_m$  es como máximo la misma que la de  $U_s$  y se realiza alrededor de un mismo valor medio.

Durante cada periodo de corte, la diferencia  $U_m - U_s$  es alternativamente positiva y negativa y se utiliza para proporcionar las señales de control de los transistores del circuito de potencia, que proporciona entonces a la salida una tensión  $U_c$  que vale  $+U_0$  ó  $-U_0$ , según que  $U_m$  sea superior ó inferior a  $U_s$ . El valor medio de  $U_c$  es entonces proporcional a  $U_m$ . Bastará por tanto hacer variar  $U_m$  según una ley sinusoidal de frecuencia  $f$  pe-

queña con respecto a  $F$  para obtener una variación sinusoidal de este valor medio con una amplitud proporcional a la de la variación de  $U_m$ .

La tensión de salida del ondulator (después del filtrado) está constituida por este valor medio de  $U_c$ . Su amplitud - puede por tanto gobernarse mediante una simple regulación de la amplitud de la variación de  $U_m$ . La utilización del principio de la modulación de amplitud de impulsos permite así obtener una - tensión de salida alterna, de frecuencia  $f$  y cuya regulación es fácil.

Además, la descomposición de la tensión  $U_c$  en serie de Fourier hace aparecer únicamente las frecuencias  $f$  y  $F$  y las armónicas de esta última. No existe por tanto frecuencia comprendida entre  $f$  y  $F$  y el filtrado es así simplificado, y ello tanto más cuanto la relación  $F/f$  sea mayor.

La finalidad de la invención es conservar las ventajas de la modulación de amplitud de impulsos, liberándose a la vez de la limitación en potencia de los onduladores a transistores.

La invención tiene como finalidad un ondulator autónomo de modulación en amplitud de impulsos que comprende un transformador que incluye un arrollamiento primario de punto medio y un arrollamiento secundario, un circuito de potencia que conecta por una parte el punto central a un primer borne de entrada de corriente continua y por otra, las dos extremidades del arrollamiento primario a un segundo borne de entrada a través, respectivamente, de las dos válvulas estáticas, y un circuito de control apto para proporcionar señales a una frecuencia de corte  $F$ , varias veces superior a la frecuencia de utilización  $f$  del ondulator, a los electrodos de control de las válvulas, caracterizado porque las válvulas son tiristores y porque el circuito

de potencia comprende además de un condensador de extinción conectado en paralelo con el arrollamiento primario, una inductancia de extinción conectada en serie entre el segundo borne de entrada y los electrodos correspondientes de los tiristores y dos diodos conectados cada uno en paralelo con el conjunto formado por uno de los tiristores y la inductancia y en oposición con este tiristor, comprendiendo el circuito de control un dispositivo de sincronización apto para elaborar señales sincronizadas a las frecuencias  $F$  y  $f$ .

Según la invención se utiliza por tanto en un ondulator de modulación en amplitud de impulsos, un circuito de potencia a tiristores de un tipo ya conocido en onduladores a impulsos de amplitud constante, es decir del tipo de punto central y de conmutación forzada por condensador paralelo. Este tipo de circuito permite conmutar potencias relativamente elevadas con un circuito muy simple para la extinción de los tiristores. Se ha estimado que este circuito de potencia conocido podía adaptarse perfectamente a este tipo de modulación, a condición sin embargo, de adaptar los elementos de este circuito a una forma de funcionamiento nueva y utilizar una frecuencia de corte más baja que las frecuencias de corte que se utilizaban. Por esta razón, preferente se utiliza, según la invención, una frecuencia de corte comprendida entre 5 y 10 veces la frecuencia de utilización que puede ser por ejemplo de 50 Hz.

Con ayuda de las figuras esquemáticas 1 a 9 anexas, se describirá a continuación, a título no limitativo, como puede realizarse la invención.

Los elementos que se corresponden en varias de estas figuras están designados por las mismas referencias. La figura 1 representa un diagrama de variaciones de señales eléctricas en

el tiempo y ya ha sido comentado cuando se ha evocado el principio conocido de los onduladores de modulación en amplitud de impulsos.

5 La figura 2 representa un esquema sinóptico de un ondulator según la invención.

Las figuras 3 a 6 representan las corrientes que circulan por el circuito de potencia del ondulator de la figura 2, a instantes sucesivos de un periodo de corte durante el cual la corriente conserva un mismo sentido representado por una flecha en el arrollamiento primario del transformador.

10 Las figuras 7 y 8 representan diagramas de variaciones de magnitudes eléctricas en el circuito de potencia de las figuras 3 a 6, según que la carga del ondulator sea, respectivamente, resistiva ó inductiva.

15 La figura 9 representa un esquema del mismo circuito de potencia, en el que las flechas muestran el sentido positivo de las magnitudes eléctricas de las figuras 7 y 8.

Conforme a la figura 2, el circuito de control de un ondulator según la invención comprende un generador de dientes de sierra simétricos 2 que genera una señal de frecuencia F que es enviada a una de las entradas de un comparador 4. Esta frecuencia F es la frecuencia de corte anteriormente mencionada. Este generador envia además una señal de sincronización de características rectangulares de igual frecuencia F sobre la entrada de un divisor lógico 6. La señal saliente tiene una frecuencia f que constituye la frecuencia de utilización e igual a la frecuencia de corte dividida por ocho :  $f = F/8$ .

25 Se introduce en un circuito de control de amplitud 8. Este último aumenta ó disminuye la amplitud de los impulsos procedentes del divisor 6 añadiendo a esta amplitud una señal de -

30

error procedente de un circuito de regulación de tensión 10. Esta señal de error representa, en magnitud y en signo, la referencia entre la amplitud de la tensión alterna proporcionada a una carga sobre dos bornes de salida 12 y 14 del ondulator, y una tensión de consigna predeterminada e igualmente regulable. Resulta así que la señal de salida del circuito de control de amplitud 8 tiene siempre la frecuencia  $f$  y una amplitud variable que puede utilizarse para regular la tensión de salida del ondulator. A continuación se filtra a través de una célula de filtrado 16 y solo es enviado sobre la segunda entrada del comparador, lo fundamental, es decir una sinusoides de frecuencia  $f$  y de amplitud variable.

El comparador 4 compara la señal en dientes de sierra a frecuencia  $F$  proporcionada por el generador 2 a la señal sinusoidal de frecuencia  $f$  y de amplitud variable proporcionada por la célula 16. La señal de salida  $U_c$  del comparador es de la misma forma que la señal  $U_c$  descrita al evocarse el principio de modulación en amplitud de impulsos (figura 1). Esta señal es enviada a un circuito de conformación y de amplificación 18 de modo a poder controlar correctamente los tiristres de un circuito de potencia CP.

Este circuito transforma la tensión continua procedente de una batería BT en una tensión alterna cuya forma es idéntica a la señal de salida del comparador 4. Esta tensión alterna se aplica al primario E1, E2 de un transformador TR elevador de tensión que adapta la tensión continua disponible a la tensión alterna deseada. Un filtro 20 de salida solo transmite sobre los bornes 12 y 14 la componente fundamental de la señal secundaria del transformador, estando esta componente a la frecuencia de utilización  $f$  deseada.

El filtro de salida es determinado por ejemplo para limitar la distorsión de la señal de utilización al 5 %. Su realización es simple y económica, habida cuenta de que la frecuencia de corte que debe eliminar es al menos cinco veces superior a la frecuencia de utilización, más particularmente ocho veces en el ejemplo descrito.

La tensión de salida alterna sinusoidal proporcionada por el filtro 20 es transformada por el circuito de regulación de tensión en una tensión continua y después comparada a un valor de consigna.

La señal de error es a continuación enviada sobre el circuito de control de amplitud 8 anteriormente descrito para permitir la regulación en tensión.

Ahora se describirá el circuito de potencia CP. En primer lugar se puede hacer notar que cuando se utiliza de forma conocida este circuito proporciona a la salida una tensión rectangular de la que los dos semi-periodos son simétricos. La frecuencia de la tensión de utilización es igual a la de los impulsos de control de los tiristores y sincrónica con ella. Por tanto se tiene para cada tiristor una conmutación por periodo de la tensión de utilización.

En la presente invención, donde se utiliza la modulación de amplitud de impulsos, la tensión de salida es rectangular, pero los dos semi-periodos de corte ya no son simétricos; cada tiristor conmuta ocho veces por periodo de la tensión de utilización de la frecuencia  $f$ , siendo  $F$  la frecuencia de corte y que vale  $8 f$ .

La frecuencia de la tensión de la utilización ya no es igual a la frecuencia de los impulsos de control de los tiristores, sino que las señales que aparecen a estas dos frecuencias

son sincronas, a fin de dominar el tiempo de reposo mínimo de-  
jado a los tiristores para apagarse. Por tanto es necesario que  
la frecuencia  $F$  sea rigurosamente un múltiplo entero de la fre-  
cuencia  $f$ . Esto no puede realizarse más que elaborando señales  
5 a estas dos frecuencias por un dispositivo de sincronización, -  
constituído en este caso por el generador 2 y el divisor 6.

El circuito CP comprende:

- dos tiristores  $Th_1$  y  $Th_2$  asociados al transformador  
en el punto medio TR. Los tiristores  $Th_1$  y  $Th_2$  aseguran el corte  
10 de la tensión continua proporcionada por la batería BT; el -  
transformador TR adapta esta tensión a la tensión de salida de-  
seada,

- dos diodos  $D_1$  y  $D_2$  que aseguran el paso de corriente  
te cuando los dos tiristores están bloqueados,

15 - y un circuito de extinción de los tiristores compues-  
to por un condensador C y por una inductancia L.

La batería BT proporciona una tensión continua E apli-  
cada entre un primero y un segundo bornes de entrada  $B_1$  y  $B_2$ ,  
conectándose este último al borne medio  $B_m$  del arrollamiento -  
20 primario del transformador TR. Este arrollamiento comprende un  
primer y un segundo semi-arrollamientos  $E_1$  y  $E_2$  entre el borne  
 $B_m$  y, respectivamente un primero y un segundo bornes de salida  
del circuito de potencia  $S_1$  y  $S_2$ . El condensador C se conecta -  
entre los bornes  $S_1$  y  $S_2$ . Los tiristores  $Th_1$  y  $Th_2$  se conectan  
25 entre estos bornes  $S_1$  y  $S_2$  y un borne interno  $B_I$ . La inductancia  
L se conecta entre este borne interno y el borne de entrada  $B_1$ .  
Los diodos  $D_1$  y  $D_2$  se conectan entre el borne  $B_1$  y respectivamen-  
te los bornes  $S_1$  y  $S_2$ , inversamente con respecto a los tiristo-  
res  $Th_1$  y  $Th_2$ .

30 Ahora se describirá con ayuda de las figuras 3 a 6, -

el funcionamiento del circuito CP durante un periodo completo del corte que se sitúa en el interior de un arco de la corriente de utilización, es decir que la corriente proporcionada por el ondulator a la frecuencia de utilización no cambia de sentido durante este periodo de corte.

En el instante inicial  $t = 0$ , las corrientes de cargas primaria y secundaria del transformador TR son positivas (ver figura 3). El tiristor  $Th_2$  es conductor y el condensador C está cargado a la tensión  $+ 2E$ . La tensión  $+ E$  se aplica entonces al semi-enrollamiento E2.

- La corriente de carga primaria sigue el circuito con trazo grueso en la figura 3.

- Cuando un impulso de control llega sobre la puerta del tiristor  $Th_1$ , este se ceba. Su tensión ánodo-cátodo cae aproximadamente a 1 voltio. Como la carga del condensador C no puede variar instantáneamente, el tiristor  $Th_2$  es sometido a una tensión inversa de  $2E$  y cubre su aptitud para bloquear una tensión directa. Los valores de los elementos L y C son en efecto determinados de tal modo que la tensión inversa no se anule y no cambie de sentido más que después de un tiempo superior al tiempo de extinción del tiristor (TURN OFF). La constante de tiempo del circuito LC debe permanecer sin embargo pequeña con respecto a un periodo de corte. Por tanto  $Ph_2$  se bloquea. El condensador C se carga negativamente hasta  $-2E$ , debiéndose esta tensión, doble de la de la batería BT, al efecto de autotransformador de los semi-arrollamientos primarios E1 y E2 del transformador TR. La circulación de las corrientes es entonces la indicada con trazo grueso en la figura 4.

Cuando el condensador C ha finalizado su carga a  $-2E$ , el potencial de ánodo de  $Th_1$  es nulo. La inductancia L que había

almacenado de la energía durante la fase de recarga del condensador C a  $-2E$ , libera esta energía a través de  $Th_1$  y  $D_1$  (figura 5 con trazos punteados).

5 Cuando la inductancia L ha liberado toda su energía el diodo  $D_1$  asegura el paso de la corriente de carga primaria. El circuito de la corriente primaria es entonces el representado con trazo fuerte en la figura 5. El diodo  $D_1$  impone entonces una tensión de ánodo negativa a  $Th_1$ .  $Th_1$  se bloquea. El diodo  $D_1$  asegurará el paso de la corriente de carga primaria hasta el  
10 cebado de  $Th_2$ , mientras que una tensión negativa  $-E$  permanecerá aplicada en el semi-arrollamiento E2.

- Cuando un impulso de control llega sobre la puerta del tiristor  $Th_2$ , éste se ceba. Su tensión ánodo-cátodo cae aproximadamente a un voltio. El condensador C se recarga a  $+2E$ . La  
15 circulación de las corrientes es entonces la de la figura 6 (trazo fuerte).

20 Cuando el potencial de cátodo de  $D_1$  se vuelve positivo  $D_1$  se bloquea. La energía almacenada por la inductancia L durante la fase de recarga de C a  $+2E$  se libera a través de  $Th_2$  y describe el circuito representado en trazo punteado en la figura 3. Cuando la inductancia L ha liberado toda su energía, el tiristor  $Th_2$  asegura el paso de la corriente de carga primaria cuyo circuito está representado con trazo fuerte en la figura 3.

25 Se acaba de describir un ciclo completo de corte. El proceso descrito anteriormente se reproduce durante toda la alternancia positiva de la corriente de carga primaria.

30 Durante la alternancia negativa de la corriente de carga primaria, el proceso descrito es el mismo pero las funciones de las componentes se invierten. Así pues,  $Ph_1$  se comportará como anterior  $Th_2$  y  $D_1$  se comportará como anteriormente  $D_2$ .

Los diagramas de las figuras 7 y 8 dan las diferentes fases de encendido y de apagado de los diodos y de los tiristores, según la invención. La figura 7 corresponde al caso en que la carga del ondulator sea resistiva y, la figura 8, al caso en que la carga del ondulator sea inductiva.

En estas figuras se representa la señal de salida del comparador 4, cuya forma es la misma que la de la tensión  $U_c$  en los bornes del condensador C, es decir, la tensión de salida del circuito CP. La señal  $u_c$  es contada positivamente cuando se aplica una señal de cebado al tiristor  $Th_1$ , lo que corresponde a un valor positivo de  $U_c$ , y negativamente cuando un impulso de cebado es enviado al tiristor  $Th_2$  ( $U_c$  negativa).  $i_c$  es la intensidad de la corriente que atraviesa el condensador C.  $I$  designa la intensidad y  $U$  la tensión a la salida del ondulator.  $I_{Th_1}$ ,  $ID_2$ ,  $I_{Th_2}$ , y  $ID_1$  designan las corrientes que atraviesan los elementos  $Th_1$ ,  $D_2$ ,  $Th_2$  y  $D_1$ .  $U_{Th_1}$  designa la tensión en los bornes del tiristor  $Th_1$ . Flechas trazadas en la figura 9 indican el sentido positivo elegido para  $U_c$ ,  $i_c$ ,  $I_{Th_1}$ ,  $ID_2$ ,  $I_{Th_2}$ ,  $ID_1$  y  $U_{Th_1}$ . El sentido positivo de las magnitudes  $I$  y  $U$  corresponde al sentido positivo de la corriente primaria  $i$  indicada en la figura 9.

Como se ha explicado más arriba, la invención tiene una aplicación particularmente ventajosa en la realización de onduladores provistos de un dispositivo de regulación y de un filtro, siendo facilitadas las funciones regulación y filtrado por la modulación de amplitud de impulsos. Sin embargo nada impide utilizar la invención en un ondulator sin regulación, en particular cuando las características de la fuente y de la carga son suficientemente constantes y/o sin filtrado, cuando la carga se acomoda a la presencia de armónicas.

Otros cambios pueden aportarse a la realización descrita sin salir por ello del marco de la invención. Así pues, el circuito de potencia puede modificarse respetando a la vez el esquema de principio del circuito con punto central y con conmutación forzada por condensador paralelo. Los ánodos de los tiristores pueden conectarse al borne de entrada positivo por la inductancia de extinción, conectándose sus cátodos a las extremidades del arrollamiento primario del transformador y el borne de entrada negativo al punto central. Componentes tales como diodos pueden sumarse para mejorar la forma de las señales. Además, la amplitud de la señal de modulación puede regularse por cualesquiera medios conocidos en la técnica de la regulación.

La limitación a 10 de la relación  $F/f$  es válida para una frecuencia de utilización de 50 Hz, que es el valor más usual. En efecto, la técnica actual de los tiristores de frecuencia no permite hacerlos trabajar en condiciones satisfactorias a frecuencias superiores a 500 Hz. Vá sin decir que esta relación puede sobrepasarse si la frecuencia  $f$  desciende por debajo de 50 Hz.

Descrita suficientemente la naturaleza del invento, así como la manera de realizarlo en la práctica, debe hacerse constar que las disposiciones anteriormente indicadas son susceptibles de modificaciones de detalle en cuanto no alteren su principio fundamental.

REIVINDICACIONES

1.- Perfeccionamientos en onduladores autónomos de modulación en amplitud de impulsos, que comprenden un transformador que incluye un arrollamiento primario con punto central y -  
5 un arrollamiento secundario, un circuito de potencia que conecta por una parte el punto central a un primer borne de entrada de corriente continua y por otra las dos extremidades del arrollamiento primario a un segundo borne de entrada a través, respectivamente, de las válvulas estáticas, y un circuito de control apto para proporcionar señales a una frecuencia de corte,  
10 varias veces superior a la frecuencia de utilización del ondulator, a los electrodos de control de las válvulas, caracterizados porque las válvulas son tiristores y porque el circuito de potencia comprende además un condensador de extinción conectado en paralelo con el arrollamiento primario, una inductancia de extinción conectada en serie entre el segundo borne de entrada y  
15 los electrodos correspondientes de los tiristores, y dos diodos conectados cada uno en paralelo con el conjunto formado por uno de los tiristores y la inductancia, y en oposición con este tiristor, comprendiendo el circuito de control un dispositivo de sincronización apto para elaborar señales sincronizadas a las  
20 frecuencias de corte y de utilización.

2.- Perfeccionamientos según la reivindicación 1, caracterizados porque el dispositivo de sincronización está previsto de tal modo que la frecuencia de corte esté comprendida entre 5 y 10 veces la frecuencia de utilización.

3.- Perfeccionamientos según una de las reivindicaciones 1 y 2, caracterizados porque el circuito de control comprende un generador de modulación pilotado por el dispositivo de sincronización y gobernado por un circuito de regulación en fun-  
30

ción de la tensión de salida del ondulator para proporcionar -  
una señal de modulación de frecuencia de utilización y de ampli-  
tud que varía en sentido inverso de la tensión de salida.

5 4.- Perfeccionamientos según una de las reivindicacio-  
nes 1 a 3, caracterizados porque el dispositivo de sincroniza-  
ción comprende un generador de frecuencia seguido de un divisor  
de frecuencia.

10 5.- Perfeccionamientos en onduladores autónomos de mo-  
dulación en amplitud de impulsos; tal y como queda sustancial-  
mente descrito en la presente Memoria, e ilustrado en los dibu-  
jos adjuntos.

Esta Memoria consta de 14 hojas escritas a máquina -  
por una sola cara.

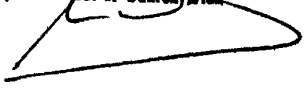
15

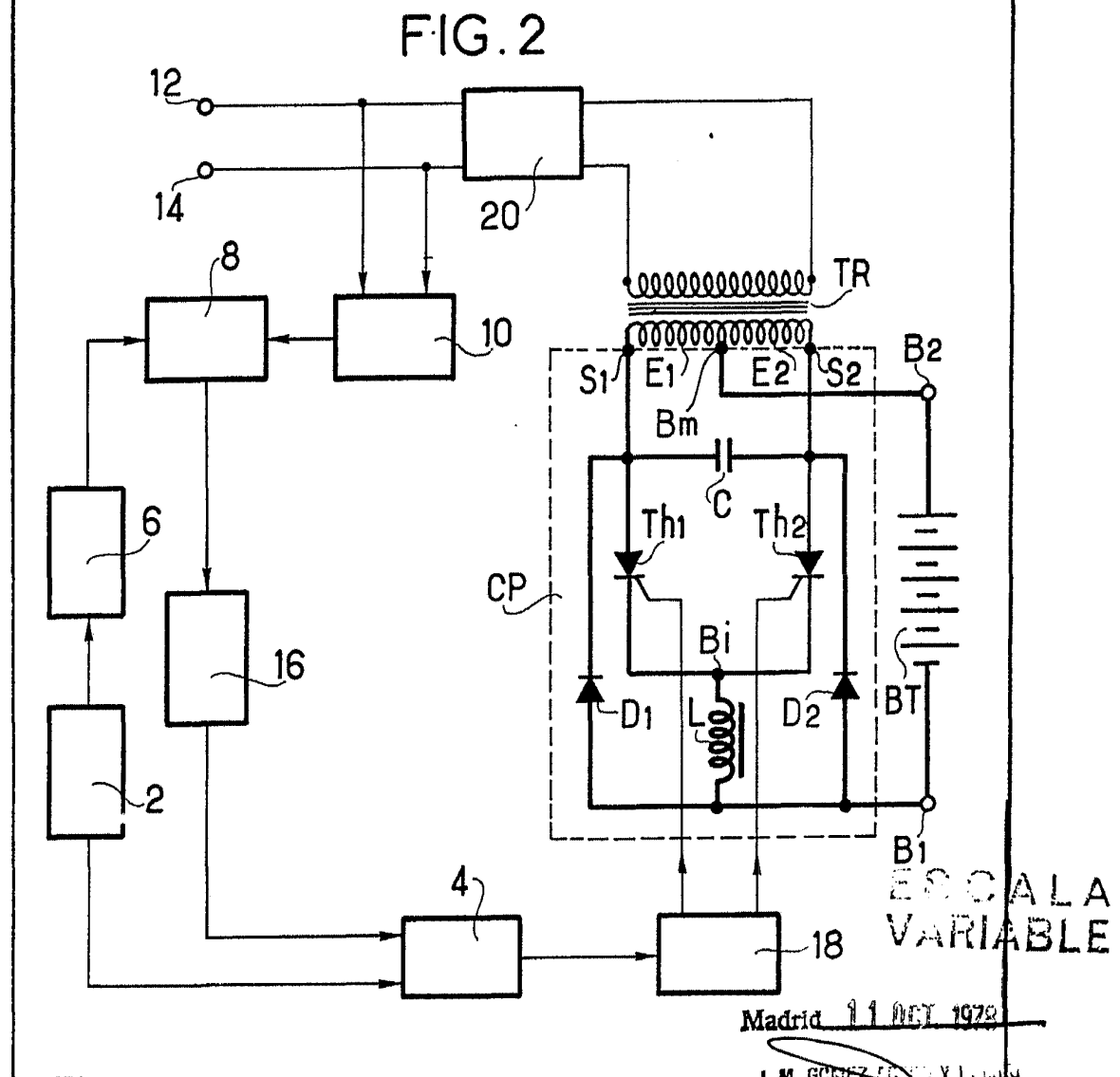
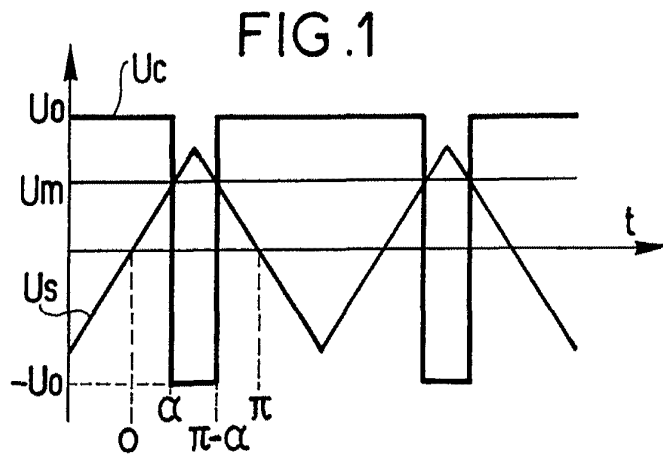
Madrid, 11 OCT. 1978

SAFT SOCIETE DES ACCUMULATEURS

J. M. GÓMEZ ACEVEDO Y POMBO

por el Firmador J. Suarez Diaz





ESCALA  
VARIABLE

Madrid 11 OCT 1972  
 J. M. GONZALEZ ESCOBAR Y LÓPEZ  
 p/p. Firmados J. Suarez Diaz

FIG.3

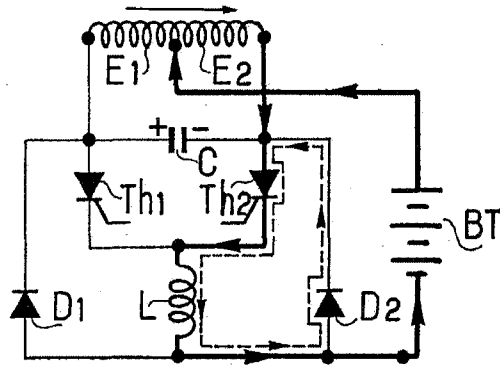


FIG.4

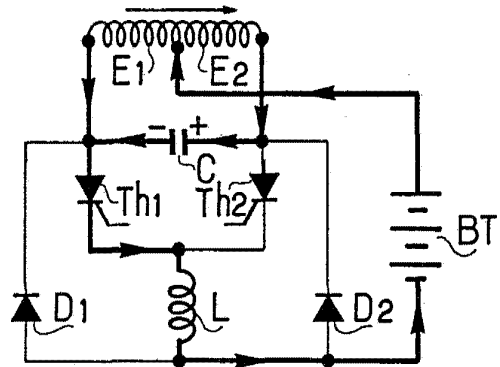


FIG.5

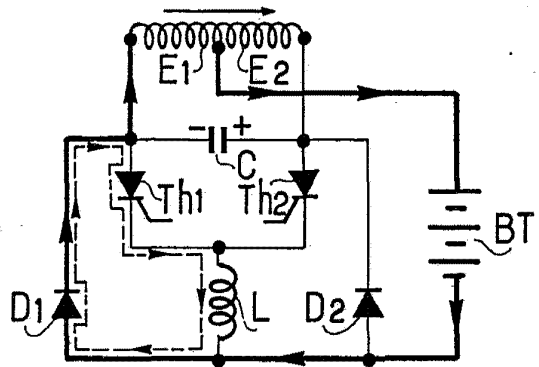
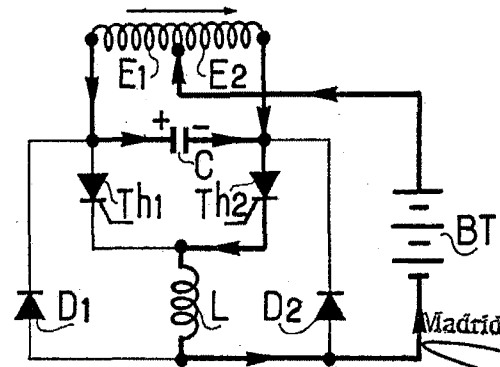


FIG.6



ESCALA  
VARIABLE

Madrid 11 OCT 1978

J. M. GOMEZ ESTEBAN Y CA  
P. Firmado: J. Suarez Diaz

FIG.7

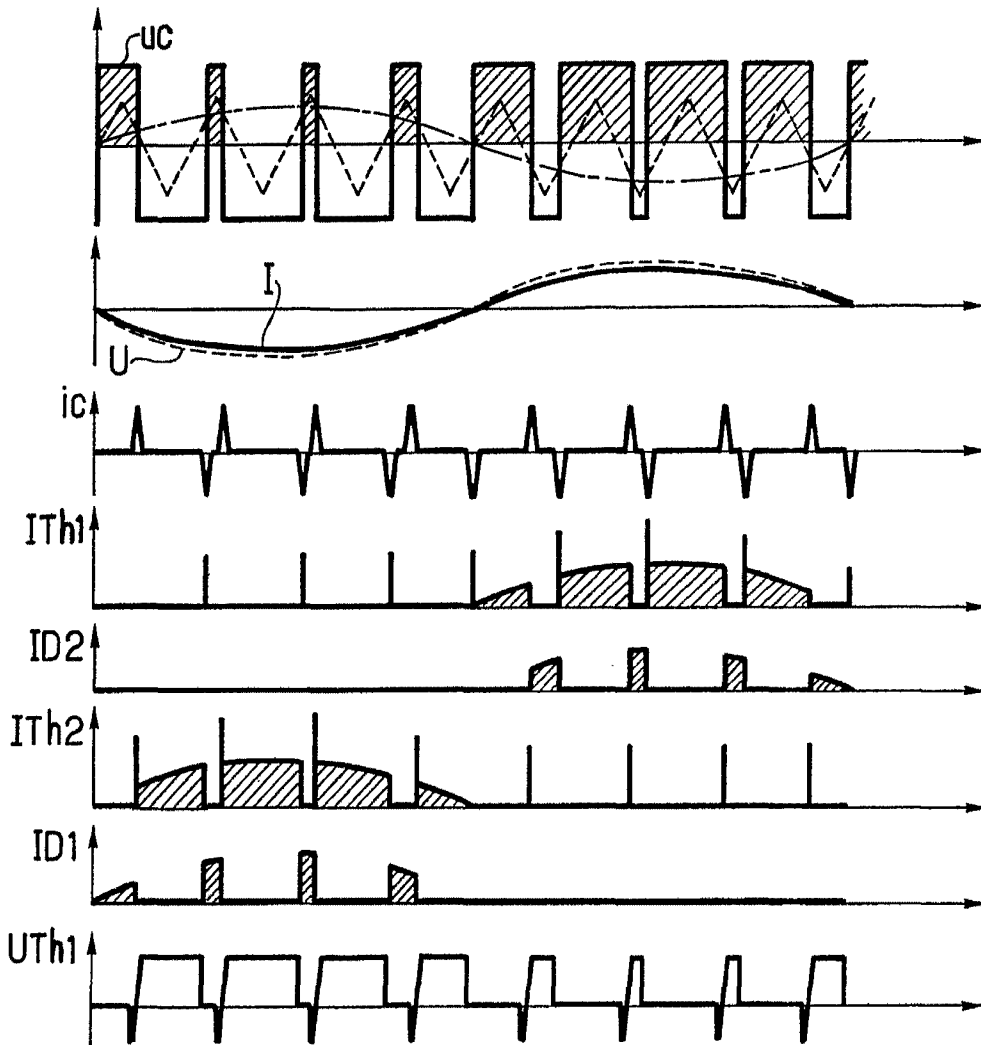
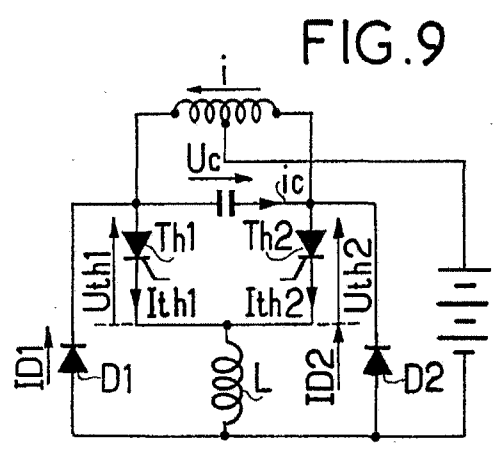
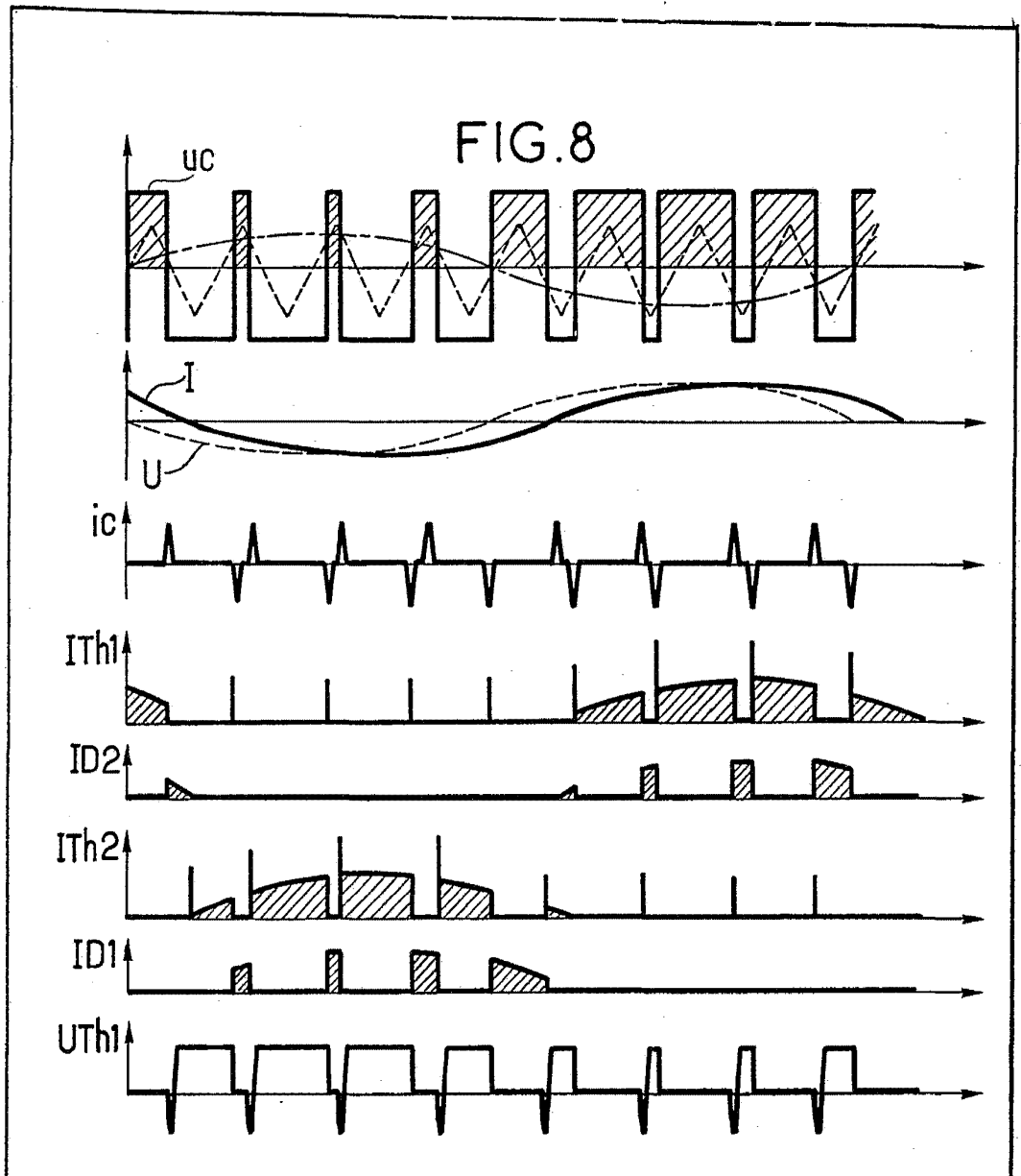


FIG. 7  
VARIABLE

Madrid 11 OCT 1970

J. M. GOMEZ GONZALEZ  
P. P. FERRAZ J. GOMEZ DIAZ



ESCALA  
VARIABLE

Madrid 11 OCT 1973

J. M. BUSTOS AGUIAR  
 por el Encargado J. Suarez Diaz