

MINISTERIO DE INDUSTRIA
REGISTRO DE LA PROPIEDAD INDUSTRIAL



ESPAÑA

19	ES	11	NUMERO	10	A1
		21	443175		
		22	FECHA DE PRESENTACION		

PATENTE DE INVENCION

30 PRIORIDADES:					
31 NUMERO	74 15728	32 FECHA	3. Diciembre. 1974	33 PAIS	Holanda
47 FECHA DE PUBLICIDAD	51 CLASIFICACION INTERNACIONAL	62 PATENTE DE LA QUE ES DIVISIONARIA			
	H03K				
54 TITULO DE LA INVENCION					
"UN DISPOSITIVO PARA LA CONVERSION-MODULADA EN ANCHURA DE IMPULSO"					
CATEDRAL A 11 ENE. 1977					
71 SOLICITANTE (S)					
STANDARD ELECTRICA, S.A.					
DOMICILIO DEL SOLICITANTE					
Madrid, calle de Ramirez de Prado, Nº 5.					
72 INVENTOR (ES)					
Manuel De Aguirre, Ingeniero español, dirección: Kanunnik Peetersstraat 118, B - 2600 Berchem, Belgium.					
73 TITULAR (ES)					
STANDARD ELECTRICA, S.A.					
74 REPRESENTANTE					
D. Eugenio Barroso Espinosa de los Monteros.					

443175

M. de Aguirre, 2

MEMORIA DESCRIPTIVA PARA SOLICITAR PATENTE DE IN-
VENCION EN ESPAÑA POR: "UN DISPOSITIVO PARA LA CON-
VERSION MODULADA DE ANCHURA DE IMPULSO", A NOMBRE DE
STANDARD ELECTRICA, S.A., DOMICILIADA EN MADRID, CA-
LLE DE RAMIREZ DE PRADO, Nº 5.

El presente invento se refiere a un dispositivo para la conversión modulada de anchura de impulso y, más concretamente, en la mejora de un dispositivo de conversión modulada de anchura de impulso, para convertir una ;
5 tensión de entrada DC en una tensión de salida constante, incluyendo dicho dispositivo de conversión: un circuito de control adaptado para proporcionar dicha tensión de salida y derivar de la misma una tensión de control, un circuito de compensación de la tensión de entrada alimentado por dicha entrada DC y acoplado a dicho circuito de
10

control. Dicho circuito de compensación de la tensión de entrada comprende: un generador en diente de sierra alimentado por dicha tensión DC de entrada y que puede generar una tensión en forma de diente de sierra, elementos de sincronización para sincronizar el generador en diente
5 de sierra y así controlar el período de la mencionada tensión en diente de sierra, un circuito transformador al que se aplican dicha tensión DC de entrada, la tensión en forma de onda y la tensión de control y que está adaptado para
10 transformar la tensión DC de entrada en una forma de onda de impulsos de tensión rectangulares que tiene el mismo período que la mencionada tensión en diente de sierra y que tiene una amplitud igual a la tensión de entrada DC, siendo el valor medio de la tensión rectangular una medida de la
15 tensión de salida, y pudiendo el circuito transformador modificar la anchura del impulso de la tensión rectangular en función de la tensión de control y de la tensión de entrada.

Tal dispositivo de conversión ya se conoce de la
20 Patente Belga 818.413 (F.X. Marazzi - Y.R.R. Robin-Youan, 1-2).

Una desventaja del dispositivo de conversión que hemos mencionado está en que se necesita una fuente de sincronización externa para aplicar los impulsos de disparo del período mencionado anteriormente al generador en
25 diente de sierra para sincronizar la tensión en diente de sierra con los impulsos de disparo,

Un objetivo del presente invento es proporcionar un dispositivo de conversión del tipo conocido anterior que
30 no necesite tal fuente de sincronización externa.

El presente dispositivo de conversión PWM está caracterizado porque dicho circuito de compensación de tensión de entrada incluye además un segundo generador alimentado por la tensión de entrada DC y que puede generar una tensión que es función de la tensión de entrada DC, y porque dichos elementos de sincronización incluyen un comparador que está acoplado al segundo generador y al generador en diente de sierra y que puede comparar los valores de las tensiones generadas por el generador en diente de sierra y el segundo generador, controlando dicho comparador el período de la tensión en forma de sierra cuando los valores de tensión comparados son sustancialmente iguales.

De esta manera, no se requiere sincronización externa.

El presente invento también se refiere al generador en diente de sierra que puede generar una forma de onda en diente de sierra lineal, caracterizado porque incluye un comparador para comparar el valor de la tensión de la forma de onda de tensión en diente de sierra lineal y una tensión proporcional a la pendiente del diente de sierra lineal y controlar el período del mismo, cuando los valores de tensión comparados son sustancialmente iguales.

El anterior generador en diente de sierra puede incluir, por ejemplo, en cuádrupolo resistencia-capacidad en serie, cuya constante de tiempo sea mayor que el período de la tensión en diente de sierra, de tal manera que el condensador a través de los terminales de los que se toma dicha tensión en forma de sierra, se carga linealmente durante el anterior período. Este condensador a través de cuyos terminales se deriva un conmutador, queda cortocir-

cuitado cuando se actúa este conmutador por el comparador. El período del diente de sierra lineal que así se obtiene permanece constante, ya que su amplitud permanece proporcional a su pendiente, independientemente del valor de la misma.

5

El generador anterior que genera tal tensión en diente de sierra que tiene un período constante y, por lo tanto, una frecuencia constante, puede utilizarse ventajosamente en el dispositivo de conversión modulada de anchura de impulso del invento, especialmente cuando tal dispositivo se utiliza en unión de otros circuitos que trabajan dentro de una frecuencia predeterminada, no conteniendo la frecuencia en forma de onda, ya que con una influencia mutua de frecuencia en diente de sierra cambiante, sería de otra manera posible. Además, mediante sencillos elementos, la pendiente mencionada anteriormente y la tensión proporcional a la misma, pueden hacerse ambas proporcionales a la tensión de entrada DC del dispositivo de conversión modulada de anchura de impulso, de tal manera que consecuentemente, el período del diente de sierra permanezca constante independientemente del valor de la tensión de entrada DC.

10

15

20

25

30

En una configuración preferida, el dispositivo de conversión incluye un generador en diente de sierra que genera un diente de sierra lineal cuya pendiente es proporcional a la tensión de entrada DC. La tensión en diente de sierra se toma a través de los terminales de un condensador que se carga a través de una resistencia conectada en serie. El generador en diente de sierra incluye también un conmutador que, cuando se opera, cortocircuita un condensador. El dispositivo de conversión incluye también dos

comparadores, el primero de los cuales compara los valores de la tensión del diente de sierra lineal anterior y de una tensión proporcional a la tensión de entrada DC y opera el anterior conmutador cuando los valores de tensión comparados son sustancialmente iguales. El segundo comparador compara los valores del diente de sierra lineal y de una tensión de control que es menor que la tensión proporcional y que se deriva de la tensión de salida, y opera un segundo conmutador cuando los valores de tensión comparados son sustancialmente iguales. Este conmutador transforma la tensión de entrada DC en una tensión rectangular cuya anchura de impulso depende tanto de la tensión de control como de la tensión DC de entrada.

Los anteriores y otros objetivos y características del invento, así como el invento mismo, aparecerán con más detalles en la descripción que sigue, hecha en unión de los dibujos que se acompañan, en los cuales:

La fig. 1 es un diagrama esquemático que ilustra el principio de funcionamiento del dispositivo de conversión de anchura de impulso, según el invento;

La fig. 2 es un diagrama tensión-tiempo referente al funcionamiento del dispositivo de conversión de la fig. 1;

La fig. 3 es una configuración del dispositivo de conversión representado esquemáticamente en la fig. 1.

Refiriéndonos a la fig. 1, el dispositivo de conversión modulada de anchura de impulso que se muestra en ella incluye un circuito de compensación de la tensión de entrada CL, un circuito filtro FI que incluye un choque L y un condensador C2, y un circuito bucle de control CLC.

Una resistencia de carga R_L está conectada a través de los terminales de salida O_0 , O_1 del dispositivo de conversión modulada de anchura de impulso que tiene los terminales de entrada I_0 , I_1 . Una tensión de entrada DC, V_i está aplicada a estos terminales de entrada, siendo el terminal I_1 positivo con respecto a tierra (terminal I_0). El dispositivo de conversión anterior se denominará en lo que sigue convertidor PWM.

El circuito de compensación de la tensión de entrada V_i incluye un primer comparador A_1 que hace funcionar los conmutadores del PWM, S_2 y S_3 , un segundo comparador A_2 que hace funcionar un conmutador S_1 , y un condensador conectado en serie C_1 y una fuente de corriente C_s derivada a través de los terminales de entrada I_0 , I_1 del convertidor PWM. Esta fuente de corriente C_s envía una corriente que es proporcional a la tensión de entrada V_i . Cuando el conmutador S_2 se abre o se cierra, S_3 se cierra o se abre, respectivamente. Las entradas de referencia e_1 y e_2 de los comparadores primero y segundo A_1 y A_2 están conectadas al circuito de bucle de control CLC y a una fuente de tensión (no mostrada) que produce una tensión $k_2 V_i$, proporcional a la tensión de entrada V_i , respectivamente. Las otras entradas e_1 y e_2 están conectadas al punto de unión de la fuente de corriente C_s y el condensador C_1 , el último de los cuales está puenteado por el conmutador S_1 .

El circuito de bucle de control CLC incluye un transistor TR_1 cuyo emisor está a tierra a través de un diod-Zener Z . La base de este transistor TR_1 está conectada al punto de unión J de las resistencias R_1 y R_2 que forman un circuito potenciométrico derivado a través de

los terminales de salida O_0 , O_1 . La tensión en el punto de unión de la resistencia R_3 y el colector del transistor TR_1 es la tensión de regulación del circuito ublce de control V_{on} y es al mismo tiempo, la tensión de referencia en el terminal de entrada e'1 del comparador A_1 .

El principio de funcionamiento del convertidor PWM será explicado a continuación refiriéndonos a las figs. 1 y 2. En esta exposición no se considera el fenómeno transitorio que ocurre cuando se aplica la tensión de entrada DC, V_i . Se supone ahora que en la condición de estado permanente se toma una tensión DC, V_o a través de la resistencia de carga R_1 cuando se aplica una tensión de entrada DC, V_i en los terminales de entrada I_0 , I_1 . Esta tensión de salida V_o , que puede cambiar debido por ejemplo a variaciones en la tensión de entrada, se mantiene constante debido a que la tensión de regulación V_{on} se aplica al circuito de compensación del circuito de tensión de entrada, el cual reacciona para estabilizar la tensión de salida, como explicaremos después. Esta tensión de regulación V_{on} cambia de dirección inversa cuando se compara con la tensión de salida V_o . El circuito potenciométrico R_1R_2 está ajustado de tal manera que el potencial del punto de unión J permanece mayor que la tensión Zener V_z del diodo-Zener Z, dentro de los límites de cambio de la tensión de salida V_o y de la corriente de base en el transistor TR_1 , que aumenta o disminuye a la vez que la tensión de salida V_o , cambia en dirección inversa cuando se compara con la tensión de regulación V_{on} . Como veremos después, un valor de la tensión de salida determinada V_o corresponde a un valor de la tensión de regulación determinada V_{on} que, a su vez, está determinada por el ajuste

correcto del circuito potenciométrico R1R2 para una tensión Zener dada Vz.

El el circuito de compensación de la tensión de entrada, el condensador C1 está cargado con una corriente que es proporcional a la tensión de entrada Vi, y que está suministrada por la fuente de corriente Cs, como se ha emnciong do antes. En tanto que la caída de tensión a través del condensador C1 sea menor que la tensión de regulación Von, los conmutadores S2 y S3 están abierto y cerrado, respectivamente. Sin embargo, cuando la anterior caída de tensión alcanza el valor de la tensión de regulación Von, el comparador A1 opera los conmutadores S2 y S3 que están entonces cerrado y abierto respectivamente. Cuando la caída de tensión a través de C1 alcanza el valor k2Vi mayor que Von, el comparador A2 acciona el conmutador S1 por lo que el condensador C1 se descarga rápidamente y los comparadores A1 y A2 vuelven a sus estados iniciales, de tal manera que los conmutadores S1, S2 y S3 nuevamente se abren y cierran, respectivamente. El condensador C1 se carga nuevamente y se repite la secuencia descrita anteriormente. Consecuentemente, la caída de tensión a través de este condensador C1, en función del tiempo, es un diente de sierra con amplitud K2Vi y período T, que es necesariamente constante. Cuando se supone que la tensión de entrada cambia lentamente, puede suponerse que esta tensión de entrada no varía durante el anterior período T, de tal manera que, la corriente de carga es sustancialmente constante durante este período.

Combinando las fórmulas siguientes:

$$IT = C1V$$

$$I = K1Vi$$

$$V = K2Vi$$

en donde I es la corriente de carga prácticamente constante y proporcional a V_i y V es la caída de tensión a través de C_1 , se obtiene $T = C_1 \frac{K_2}{K_1}$.

5 Durante el intervalo de tiempo t_{on} (Fig. 2) del período T , cuando el conmutador S_3 está cerrado, la tensión de entrada V_i se aplica a través del conmutador abierto S_2 y durante el intervalo de tiempo restante $T - t_{on}$ del período T , el conmutador S_2 está cerrado y S_3 está abierto, de tal manera que, se aplica una tensión rectangular con un período 10 T y una amplitud V_i , durante un intervalo de tiempo t_{on} , al circuito filtro FL . Este circuito filtro filtra el valor medio de esta tensión rectangular, cuyas componentes AC están bloqueadas por el choque L que tiene una inductancia grande. Cuando se desprecian las pérdidas del circuito, este 15 valor medio es la tensión de salida V_o que aparece a través de la resistencia de carga R_L .

Se ve fácilmente que a una tensión de salida determinada V_o corresponde un valor determinado de V_{on} y que la tensión de salida V_o es independiente de la tensión de 20 entrada V_i . El valor de la tensión media V_o se deduce de la ecuación $V_o \cdot T = V_i \cdot t_{on}$ (2).

De la fig. 2 se deduce que

$$\frac{K_2 V_i}{V_{on}} = \frac{T}{t_{on}} \quad (3)$$

25 Combinando las anteriores ecuaciones (2) y (3)

$$V_{on} = K_2 V_o \quad (4)$$

La tensión de salida V_o es independiente de la tensión de entrada V_i y las variaciones de la misma, ya que V_{on} está solamente determinada por la condición de 30 funcionamiento del transistor TR_1 del circuito de bucle de

control CLC'. Estas condiciones de operación dependen solamente de la tensión de salida V_o y de los valores paramétricos de los componentes del circuito de bucle de control CLC'.

5 Como se ha mencionado antes, la tensión de regulación V_{on} cambia en dirección inversa cuando se compara con la tensión de salida V_o , que puede cambiar debido a las variaciones de la tensión de entrada. De la fig. 2, que representa la curva de carga lineal del condensador C1 en unión
 10 del tiempo para un período T, puede deducirse que, cuando la tensión de entrada aumenta de V_i a V'_i , la tensión de regulación y el tiempo t_{on} disminuyen de V_{on} a V'_{on} y de t_{on} a t'_{on} , respectivamente, de tal manera que la tensión de salida disminuye de nuevo. Está claro que una disminución de
 15 la tensión de entrada tiene el efecto opuesto, de tal manera que se obtiene una estabilización de la tensión de salida

Refiriéndonos principalmente a la fig. 3, la configuración mostrada en ella incluye las siguientes partes esquemáticamente representadas en la fig. 1.

- 20 - los conmutadores del PWM, S2 y S3 que comprenden el diodo D7 y el transistor T6, respectivamente. El último transistor está controlado por el transistor T5 que, cuando se satura, lleva al T6 a su estado de no-conducción a través del circuito RC que incluye las resistencias R11,
 25 R12 y el condensador C7.
- el comparador A1 que comprende los transistores T3, T4, los diodos D5, D6 y las resistencias R8, R14
- el comparador A2 que incluye los transistores T1, T2, los diodos D2, D3, D4 y las resistencias R6, R7.
- 30 - la fuente de corriente del condensador que incluye el

condensador C3 y la resistencia de valor elevado R9. La última resistencia limita la corriente de carga a un valor sustancialmente constante, proporcional a V_i , al menos, durante un intervalo de tiempo T, como se explicó anteriormente.

5

- el circuito filtro FI que incluye el choque L2 conectado a un circuito oscilador IV comprende un transformador Tr1 que tiene los arrollamientos W1, W2, W3, W4, W5, W6, los transistores T7, T8 los diodos D10, D11, los condensadores C4 y C5 y las resistencias R15, R16, R17, R18.

10

- el circuito bucle de control CLC que incluye el circuito rectificador que comprende el condensador C6 y los diodos D12 y D13 acoplados al arrollamiento W5 del transformador Tr1, el transistor T9 cuya base está conectada al punto de unión J' de las resistencias R19, R20 que forman un circuito potenciométrico derivado a través de los terminales de salida O'0, O'1, el diodo Zener Z1 que conecta el emisor de T9 a tierra y un diodo de emisión luminosa D14 conectado en el circuito colector de T9, que forma parte de un opto-aislador, cuyo foto-transistor T14 está derivado a través del circuito base-emisor del transistor T4.

15

20

Una tensión de entrada Dc, V_i , o tensión de batería, se aplica a los terminales de entrada I'0, I'1 siendo el terminal I'1 negativo respecto a tierra (terminal I'0). La tensión de salida V_o se obtiene en los terminales de salida O'0, O'1 a través de los cuales se deriva una resistencia de carga, que no se muestra.

25

Por una parte, el colector del transistor T6 está conectado al circuito oscilador IV a través del choque L2 y, por otra parte, este colector está conectado al ánodo del

30

diodo D7, cuyo cátodo está a tierra. El colector del transistor T5 está conectado a la base del transistor T6 a través del anterior circuito RC (R11, R12, C7) por una parte, y al colector del transistor T4, a través de la resistencia R10, por otra. El colector del último transistor está también conectado a un circuito rectificador que incluye el condensador C8 y los diodos D8, D9, estando los dos últimos conectados al enrollamiento W6 del transformador Tr1. Los emisores de ambos transistores T5 y T6 y un terminal de la resistencia R13 están conectados a la tensión negativa de batería a través de un choque de entrada L1 de un filtro de entrada, que incluye también un condensador de entrada C2. La base del transistor T5 está conectada al otro terminal de la resistencia R13, por una parte, y al colector del transistor T3, por otra. Los emisores de ambos transistores T3 y T4 están a tierra a través de la resistencia R8. El emisor del foto-transistor T14 está acoplado a la base del transistor T4 a través del diodo D6, por una parte, y al circuito rectificador (C8, D8, D9) a través de la resistencia R14, por otra. La base del transistor T3 está conectada al terminal común del condensador C3 y la resistencia R9 a través del diodo D5. La conexión serie C3R9 está derivada a través de ambos terminales del condensador de entrada C2, como se muestra. El anterior terminal común está también conectado al emisor del transistor T2 a través del diodo D4, mientras que el colector de T2 está a tierra a través de los diodos conectados en serie D2, D3, por una parte, y las resistencias en serie R6, R7, por otra. Las resistencias conectadas en serie forman un circuito potenciométrico utilizado para ajustar el potencial de base

del transistor T1 , cuyo emisor está a tierra. El colector del transistor T1 está conectado al punto de unión de los terminales comunes de las resistencias R4 y R5, a la base del transistor T2 y al ánodo del diodo D1 cuyo cátodo está conectado al colector del transistor T6. Las resistencias R4 y R5 forman un circuito potenciométrico derivado a través de ambos terminales del condensador de entrada C2.

El circuito oscilador IV comprende dos osciladores de bloqueo monoestables del tipo descrito en la Patente Belga 784 950 (C. Claessens 1).

Brevemente, el oscilador funciona como sigue. Cuando uno de los dos transistores conduce, el otro no conduce, debido a que los arrollamientos W1, W2 y W3, W4 están arrollados en sentido opuesto, como se muestra. Durante el período de conducción de los transistores conductivos, la corriente magnetizante aumenta hasta que se utiliza la corriente disponible total aplicada al oscilador. En ese momento, tiene lugar un potencial inverso a través de los arrollamientos del transformador Tr1, de tal manera que el transistor que conduce se bloquea mientras que el que estaba bloqueado conduce. El cuadripolo de resistencia-condensador (R17, C4 ó R18, C5) ayuda a los transistores que conducen a entrar más rápidamente en el estado de corte, mientras que los diodos (D10, D11) protegen el circuito base-emisor de estos transistores. Nótese que utilizando un tal oscilador IV pueden obtenerse diferentes tensiones de salida estabilizadas, equipando el transformador de salida Tr1 con diferentes arrollamientos de salida similares a W5. Es evidente que solamente uno de estos arrollamientos de salida puede equiparse con un circuito de bucle de control.

El funcionamiento del convertidor PWM es como sigue.

Al principio, cuando se aplica la tensión de batería a los terminales de entrada I'o, I'l el oscilador, que recibe la corriente a través del transistor que conduce T6 y el choque L2, comienza a oscilar. El transistor T6 conduce ya que su corriente de base se suministra a través de la resistencia R8, el transistor conductivo T4, la resistencia R10 y la R11. Una vez que el oscilador comienza a oscilar, la corriente de base del transistor T6 se suministra por el circuito rectificador D8, D9, C8 conectado al arrollamiento W6 del transformador Tr1. La caída de tensión que aparece a través de la resistencia R8 determina la tensión de referencia del comparador A1. El transistor T3, todavía no conduce, ya que se supone que la caída de tensión a través del condensador C3 todavía no ha alcanzado la anterior tensión de referencia. Después de un intervalo de tiempo, cuando la caída de tensión a través del condensador C3 alcanza la caída de tensión a través de la resistencia R8, disminuida por las tensiones de corte del transistor T3 y el diodo D5, el transistor T3 conduce. Debido a esto, el transistor T5 se hace conductivo y, consecuentemente, bloquea el transistor T6. Este proceso se agiliza por las resistencias-condensador R11, R12, C7. La energía acumulada en el choque L2 se disipa ahora a través del diodo D7 y el circuito oscilador IV continua oscilando. El transistor T6 permanece bloqueado en lo que conduce el transistor T5, esto es, en tanto que la caída de tensión a través del condensador C3 esté por debajo de la tensión de referencia mencionada anteriormente y las tensiones de corte. Cuando ahora la caída de tensión a través del condensador C3 alcance la caída de tensión a través de la resistencia

R4 del circuito potenciométrico R4, R5, disminuida en las tensiones de corte del transistor T2 y el diodo D4, el transistor T2 conduce. Como consecuencia de lo anterior el transistor T1 se hace igualmente conductivo y bloquea el transistor T2 a través del cual se descarga rápidamente el condensador C3. Debido a esto, los transistores T3 y T5 están bloqueados, de tal manera que el transistor T6 vuelve de nuevo a conducir y el transistor T2 se desbloquea a través del diodo D1. El condensador C3 se carga de nuevo y se repite el ciclo descrito anteriormente.

Se obtiene una estabilización de la tensión de salida Co debido a la acción del opto-aislador que incluye, el diodo de emisión luminosa D14 y el foto-transistor T14. Por ejemplo, un aumento de la tensión de salida provocará un aumento del flujo luminoso, lo que implica un aumento de la corriente del foto-transistor. Este aumento de corriente, provocará, a su vez, una disminución del valor absoluto de la tensión de referencia del comparador A1, que provoca una disminución de la tensión de salida.

Los diodos D4, D5 y D6 son diodos de protección del circuito emisor, mientras que los diodos D2, D3 proporcionan la caída de tensión necesaria para llevar al transistor T1 a su estado de conducción y limitar la corriente de base del mismo.

Ha de quedar entendido que la anterior descripción de una forma determinada del invento se hace a modo de ejemplo y no debe considerarse como limitación de su alcance.

El presente invento corresponde a una solicitud de patente formulada en Holanda el día 3 de Diciembre de 1974, señalada con el nº 74 15728 y se acoge, por lo tanto,

a los beneficios que otorgan los convenios internacionales vigentes.

-----NOTA-----

5 Los puntos de invención propia y nueva que se presentan para que sean objeto de esta patente de 20 años son los siguientes:

1. - Un dispositivo para la conversión modulada de anchura de impulso, para convertir una tensión de entrada DC en una tensión de salida constante. Dicho dispositivo
10 comprende: un circuito de control adaptado para proporcionar dicha tensión de salida y derivar de la misma una tensión de control, un circuito de compensación de la tensión de entrada que se alimenta por dicha tensión de entrada DC y que está acoplado a dicho circuito de control, este circuito
15 de control de tensión comprende: un generador de diente de sierra alimentado por la tensión de entrada DC y que puede generar una tensión en diente de sierra, un circuito transformador al que se alimenta con la tensión de entrada DC, la tensión en forma de diente de sierra y la tensión de control.
20 y que está adaptado para transformar la tensión de entrada DC en una tensión de impulsos rectangulares con el mismo período que la tensión en forma de diente de sierra y con una amplitud igual a la tensión de entrada DC. El valor medio de la tensión en impulsos rectangulares es una medida de la tensión de salida, y siendo el circuito transformador capaz de modificar la anchura del impulso de la tensión rectangular en función de la tensión de control y de la
25 tensión de entrada, caracterizado porque el circuito de compensación de la tensión de entrada (CL) incluye además un segundo generador alimentado por la tensión de entrada
30

DC que puede generar una tensión que es función de la tensión de entrada DC, y porque dichos elementos de sincronización incluyen un comparador (A2) acoplado al segundo generador y el generador en diente de sierra (Cs, Cl) y que puede comparar los valores de las tensiones generadas por el generador en diente de sierra y el segundo generador. El comparador (A2) controla el período de la tensión en diente de sierra cuando los valores de tensión comparados son sustancialmente iguales.

2.- Un dispositivo para la conversión modulada de anchura de impulso, según el punto 1, caracterizado porque el generador en diente de sierra genera una tensión en diente de sierra lineal, cuya pendiente es proporcional a la tensión de entrada DC, y el circuito transformador puede modificar la anchura del impulso de dicha tensión rectangular en función de dicha pendiente, y porque la tensión generada por el segundo generador es proporcional a la tensión de entrada DC.

3.- Un dispositivo para la conversión modulada de anchura de impulso, según el punto 2, caracterizado porque el período de la onda en diente de sierra es constante.

4.- Un dispositivo para la conversión modulada de anchura de impulso, según el punto 1, caracterizado porque el generador en diente de sierra incluye un condensador (Cl) y un conmutador (S1) en derivación con dicho condensador, a través del cual aparece la tensión en forma de diente de sierra y porque para controlar el período de la onda en diente de sierra el comparador acciona dicho conmutador (S1) cortocircuitando el condensador (Cl).

5.- Un dispositivo para la conversión modulada de anchura de impulso, según los puntos 2 y 4, caracterizado porque el segundo generador está constituido por un circuito potenciométrico (R4, R5) derivado a través de la tensión de entrada DC y en cuya toma se genera la tensión proporcional porque el comparador (A2) incluye un transistor (T2), cuyo circuito base-emisor conecta dicha toma con el punto de unión de una resistencia en serie (R9) y un condensador (C3) que forman parte del generador en diente de sierra, dicha conexión serie está derivada a través de la tensión de entrada DC, y porque el conmutador (S1) incluye el circuito colector-emisor de dicho transistor (T2) y un segundo transistor (T1), cuyo colector y base está acoplado a la base y colector del primer transistor, respectivamente. Ambos transistores (T1, T2) están en conducción una vez que el primer transistor (T1) conduce para descargar el condensador (C3). El primer transistor se hace conductivo cuando los valores de las tensiones en el punto de toma y en el punto de unión se hacen sustancialmente iguales.

6.- Un dispositivo para la conversión modulada de anchura de impulso, según el punto 1, caracterizado porque el circuito de control (CLC) está acoplado al circuito de compensación de tensión de entrada (CL) a través de un opto-aislador (T14, D14) y porque dicha tensión de control se genera por el fototransistor del opto-aislador, cuyo diodo luminoso está acoplado a la salida del circuito de control:

7.- Un dispositivo para la conversión modulada de anchura de banda de impulso, según el punto 1, caracterizado porque incluye además un circuito filtro y un circuito oscilador (IV) el último de los cuales es un transformador acoplado al circuito de control (CLC), estando acoplado el

circuito filtro (FI) entre el circuito de compensación de la tensión de entrada (CL) y dicho circuito oscilador el cual se alimenta por el valor filtrado de la tensión rectangular después del filtro.

5 8.- Un dispositivo, según el punto 1, que incluye un generador en diente de sierra caracterizado porque incluye un comparador (A2) para comparar la tensión de la onda en forma de sierra lineal (e_2) y una tensión (e'_2) proporcional a la pendiente del diente de sierra lineal y
10 controlar el período del mismo cuando los valores de tensión comparados son sustancialmente iguales.

 9.- Un dispositivo, según el punto 1, que incluye un generador en diente de sierra según el punto 8, caracterizado porque el período de la tensión en diente de
15 sierra lineal es constante.

 10.- Un dispositivo para la conversión modulada de anchura de impulso.

 Tal y como se ha descrito en la memoria que antecede, representado en los dibujos que se acompañan y a los
20 fines especificados.

 Esta memoria consta de diecinueve hojas escritas por una sola cara.



Madrid, 3 MAR. 1976

M. G. Santamaría
M. G. SANTAMARÍA
VICE-SECRETARIO GENERAL
SECRETARÍA GENERAL

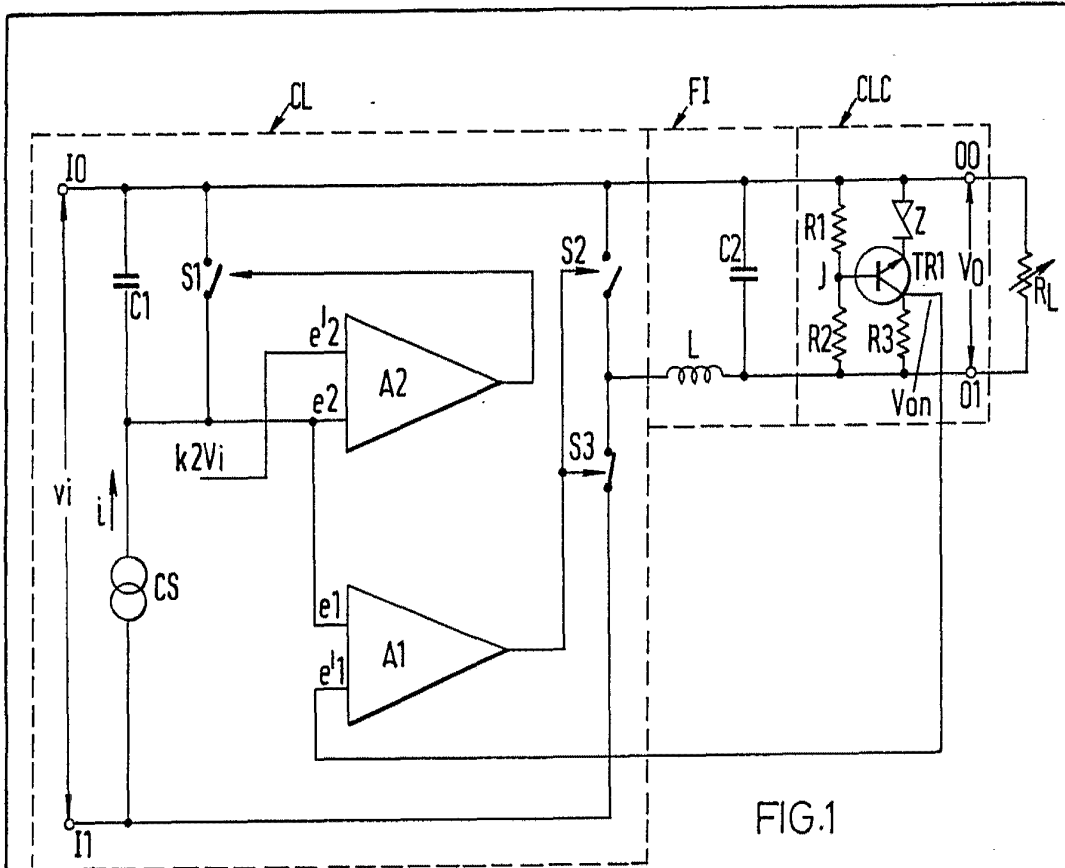


FIG.1

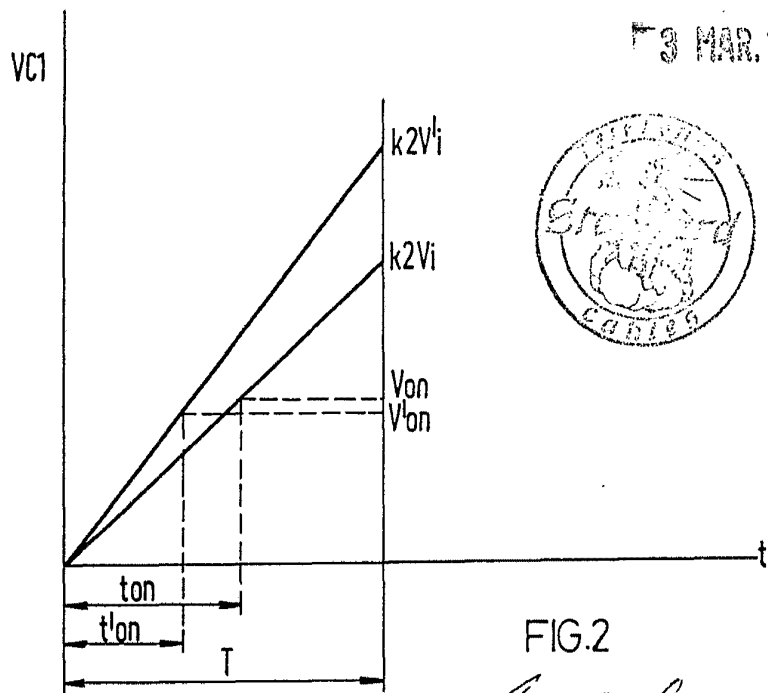


FIG.2

3 MAR. 1976



W. Santoro
 EMIGLIANO VARIASO
 VICE SEGREARIO GENERALE

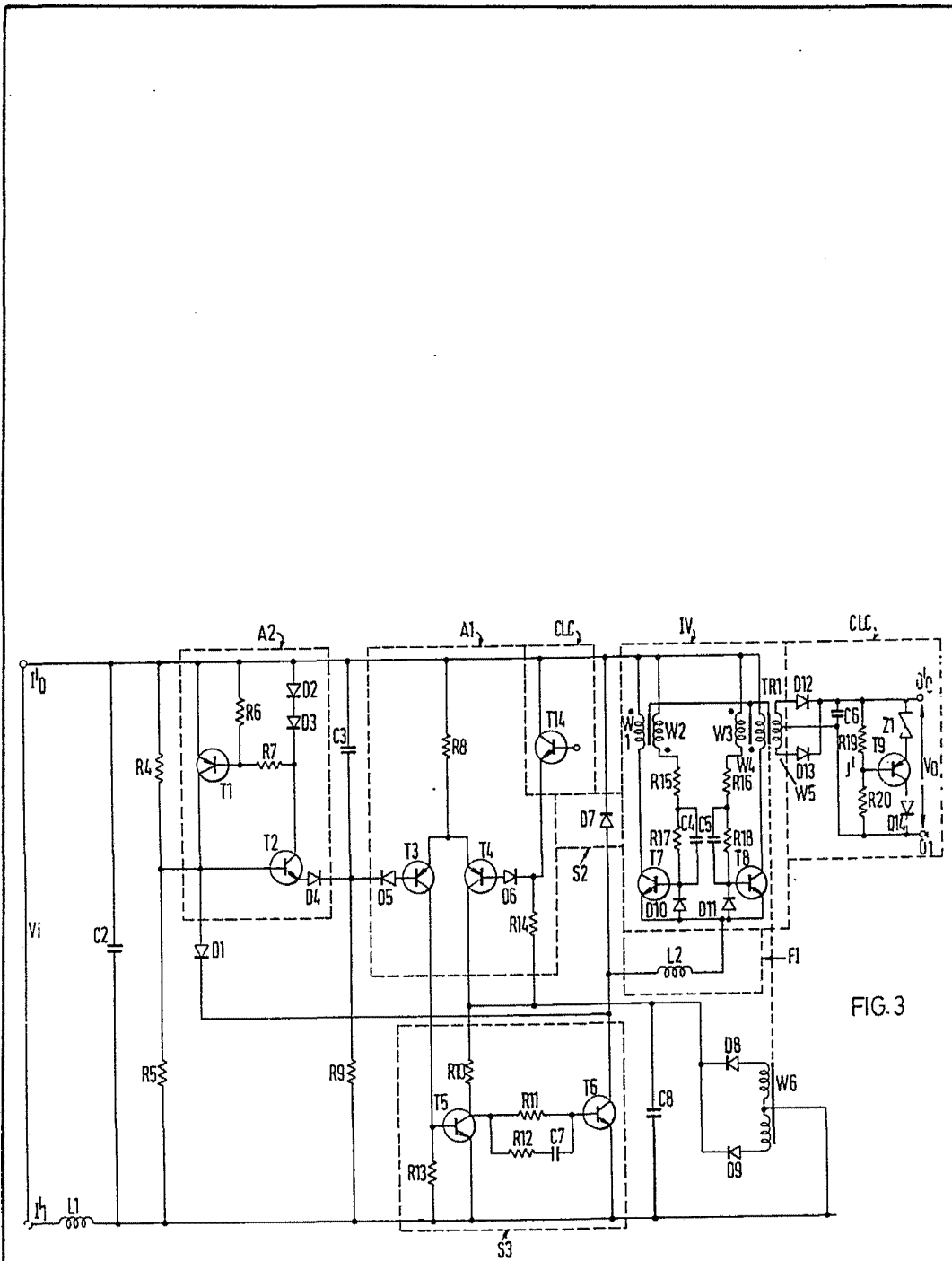


FIG. 3

8 MAR 1976

Dr. J. Santamaria
DR. CESANTAMARIA SO
VIC-SECRETARIO GENERAL

