

Int. Ho2P

Dkt 20-TT-538

441527

MEMORIA DESCRIPTIVA

Correspondiente a la solicitud de registro de una Patente de Invención que, por veinte años se solicita para España, a favor de la firma GENERAL ELECTRIC COMPANY, de nacionalidad jurídica española, domiciliada en Schenectady 12305, N.Y. (EE.UU.), River Road, 1 - - -

P O R

"MEJORAS EN LA CONSTRUCCION DE CIRCUITOS DE CONTROL DE PRECISION DE DESLIZAMIENTO PARA UN SUMINISTRO DE ENERGIA DE MOTOR DE INDUCCION CON REGIMEN DE VELOCIDAD LIMITADA"

El presente invento se relaciona generalmente con sistemas de control de motor de inducción y más particularmente con sistemas de control de deslizamiento para sistemas de transmisión de propulsión de motor de inducción.

5 El control de velocidad de sistemas de propulsión de transmisión eléctrica, tal como los usados en coches de tránsito de ferrocarril, se ha mantenido tradicionalmente por la modulación selectiva del nivel de par de fuerzas de rotación producido por el motor. En el caso de motores de corriente continua, es un asunto relativamente simple el modular la corriente de inducido de motor para obte-

10

ner las velocidades deseadas. Sin embargo, en el uso de motores de corriente continua el problema se hace algo más complicado, porque la velocidad y la salida de par de fuerzas de rotación del motor se determina en parte por la frecuencia de la energía, que se le está suministrando. Es el control de esta secuencia de estator con el que se ocupa el presente invento.

El presente invento es generalmente aplicable a circuitos de control de motor de inducción que derivan una señal de control de frecuencia de estator desde la suma de la señal de velocidad del árbol motor y la deseada señal de frecuencia de deslizamiento y es particularmente aplicable al control de circuitos de propulsión de inversor del tipo mostrado y descrito en la solicitud de patente de EE.UU. pendiente simultáneamente, serie nº 402.253 titulada "Método y aparato para compensación automática de IR" solicitada el 1 de Octubre de 1963 por A.B. Plunkett y transferida al titular del presente invento.

Mientras que el presente invento se describirá respecto a un circuito de control según se describe por aquella solicitud de patente, pendiente al mismo tiempo, debe entenderse expresamente que el invento no debe limitarse así.

En circuitos de control de este tipo la frecuencia de la salida del inversor según se aplica al motor de inducción, se determina por la señal de frecuencia de estator que, a su vez, es una función de la suma de la velocidad del árbol motor y de la deseada frecuencia de deslizamiento. La frecuencia de deslizamiento se suma para funcionamiento motriz y se resta para el modo de funcionamiento frenador. Con el fin de mantener el grado deseado de control de la salida de inversor, es necesario que se sigan los cambios en la frecuencia de deslizamiento por cambios de respuesta rápida en el inversor, o dicho de otra manera, el sistema tiene que

ser relativamente sensible a cambio en las señales de frecuencia de deslizamiento con el fin de mantener un deseado alto grado de control.

Normalmente, en interés de la precisión, la señal de velocidad del árbol es derivada por el uso de un tacómetro digital, puesto que pequeños errores en la velocidad causarían significativos errores en la señal de frecuencia de estator y, por lo tanto, la deseada salida de par de fuerzas de rotación. Sin embargo, en el caso de una condición de deslizamiento de rueda, como es común en vehículos de tracción de ferrocarril, la velocidad del árbol tiende a aumentar rápidamente y en lugar de fallar el par de fuerzas de rotación, como sería la reacción deseada, existiría una tendencia a que el sistema mantuviese el par de fuerzas mandado y el motor se acelerará. Para impedir esta reacción, la señal de velocidad del árbol puede ser filtrada para delimitar el régimen de cambio previsto por el dispositivo sumador. Sin embargo, con el fin de efectuar esta función limitadora de régimen, primero es necesario cambiar la señal digital a una señal análoga y subsiguientemente cambiar la señal análoga volviéndola a la forma digital. Estas funciones de conversión tiende a introducir un significativo error en el sistema, dando por ello el resultado del sacrificio de la precisión de frecuencia de estator y, por lo tanto, aquella del nivel de salida de par de fuerzas de rotación.

Por lo tanto, es un objeto de este invento procurar un sistema de control de deslizamiento de motor de tracción cuya eficacia no se reduzca significativamente por la ocurrencia de deslizamiento de rueda.

Otro objeto de este invento es la provisión de un alto grado de precisión en el control de par de fuerzas de rotación de un sistema de propulsión.

Todavía otro objeto de este invento es la provisión, en un sistema de control de deslizamiento de la limitación de régimen, de la

señal de velocidad de árbol motor sin la consiguiente degradación en la precisión del sistema.

Todavía otro objeto de este invento es la provisión, en un sistema de control de par de fuerzas de propulsión, de la respuesta sensible a cambio en las demandas de frecuencia de deslizamiento y respuesta retardada a cambio en las velocidades actuales del árbol motor.

Otro objeto de este invento es la provisión de un sistema de control de frecuencia de motor que es económico en su fabricación y eficaz en su uso.

Estos objetos y otras características y ventajas resultarán más particularmente evidentes haciendo referencia a la siguiente descripción cuando se toma conjuntamente con los dibujos anexos.

Brevemente, de acuerdo con un aspecto del invento, la velocidad del árbol motor está representada por una señal digital exacta que es filtrada para limitar el régimen de cambio causado por el deslizamiento de rueda. La salida filtrada es sumada con una señal representativa de la deseada frecuencia de deslizamiento para obtener una señal inexacta de frecuencia de estator. Al mismo tiempo, la señal de velocidad de árbol digital no filtrada se suma con la señal de frecuencia de deslizamiento digital y la suma se compara con la frecuencia de estator inexacta para producir una señal de error que, a su vez, es sumada a la señal de frecuencia de estator inexacta para procurar una señal de frecuencia de estator exacta para control de frecuencia de motor y par de fuerzas de rotación. De esta manera, se hace que el sistema sea altamente responsable al cambio en las demandas de frecuencia de deslizamiento, mientras no reacciona inmediatamente a deslizamientos de rueda manteniendo constante salida de par de fuerzas de rotación. La aplicación de la corrección de error asegura una deseada precisión del sistema.

En los dibujos, que se describirán a continuación, se ilustra una ejecución preferida y una ejecución modificada; sin embargo, pueden introducirse varias otras modificaciones y construcciones alternativas sin apartarse de la verdadera idea y del alcance del invento.

En los dibujos, la figura 1, es una ilustración esquemática de los circuitos de propulsión, con los que está generalmente asociada la ejecución preferida.

La figura 2, es un diagrama esquemático de la porción de circuito de control de deslizamiento de la ejecución preferida según el invento.

La figura 3, es una ilustración esquemática de la porción de suma y derivación de error de la ejecución preferida del invento.

La figura 4, es una ilustración gráfica de formas típicas de ondas que ocurren en el aparato de la figura 3.

La figura 5, es un diagrama esquemático de una ejecución modificada del invento.

En todas las figuras significan: E f, frecuencia de estator; F f, frecuencia de deslizamiento; G T, señal de mando de par de fuerzas modificado; H f, frecuencia de velocidad de árbol; I V, voltaje de corriente continua de inversor; J I, señal de mando compensada de par de fuerza; L I, señal de realimentación de corriente continua; O F, señal digital de frecuencia de deslizamiento; R V, señal análoga de frecuencia o deslizamiento; S V, señal análoga de régimen limitado de árbol; +, motor; -, freno.

En la figura 3 UL significa impulsos de reloj; U significa reloj; X significa muestra; Y significa lógica ascendente, descendente; Z significa transporte de salida; Fl significa signo de deslizamiento. En la figura 5 Hl significa frecuencia de velocidad de árbol limitado.

Haciendo ahora referencia a la figura 1, el circuito de control de deslizamiento del presente invento, se indica generalmente en -10- y forma parte de los circuitos de control de energía de un típico sistema de propulsión teniendo un par de motores de inducción de corriente alterna M_1 y M_2 que suministran energía motriz durante los modos de funcionamiento motrices y que actúan como generadores durante el frenado dinámico o modo de frenado regenerativos de funcionamiento.

La energía a los motores de inducción de corriente alterna trifásica M_1 y M_2 , se suministra por una fuente -11- de energía de corriente continua a través de un filtro de línea de paso baja -12- y un inversor -13-. La fuente de energía de corriente continua es típicamente un tercer carril alimentado desde su estación suministrando sustancialmente voltaje constante de corriente continua con transientes variables. El filtro de línea -12- es utilizado para disminuir al mínimo la interferencia con cualquier sistema señalizador y para suministrar la energía reactiva referida para la explicación de un motor de inducción de corriente alterna.

Deberá comprenderse que este invento también es aplicable para usos con un ciclo convertidor, que funcione desde una fuente de corriente alterna. En tal circuito la fuente -11- de energía de corriente continua, el ciclo -12- y el inversor -13- están reemplazados por una fuente de corriente alterna y un ciclo convertidor, funcionando la porción restante del circuito de una manera sustancialmente igual que con el inversor.

El inversor -13- utiliza componentes de estado sólido para producir energía trifásica de frecuencia variable y voltaje variable desde la fuente de corriente continua para suministrar a los motores M_1 y M_2 para funcionamiento con velocidad variable. Con el fin de obtener los deseados valores de salida de par de fuerza de

rotación así como para compensar las variaciones de voltaje de línea, variaciones de carga y caída de voltaje en los cables, en el inversor y en el filtro de línea, es necesario variar el voltaje, la frecuencia o ambos. El control del inversor para obtener las deseadas frecuencias y voltaje se establece así por un generador
5 -14- de forma de onda teniendo entradas de deseada frecuencia de estator f_{stator} desde el circuito -10- de control de deslizamiento y un deseado voltaje V desde un circuito -16- de control de voltaje del tipo mostrado y descrito en la solicitud de patente pendiente simultáneamente en EE.UU. serie nº 402.253 a la que se ha
10 hecho referencia anteriormente. El generador de forma de onda es generalmente del bien conocido tipo mostrado y descrito en la obra Operational Amplifiers Design and Application, Tobey, Graeme and Huelmsan, McGraw-Hill, 1971. Su salida es preferentemente una onda
15 sinusoidal, cuya amplitud se determina por la señal V de entrada, y cuya frecuencia se determina por la señal de entrada f_{stator} . Sin embargo, otras varias formas de onda pueden ser generadas como, por ejemplo, ondas cuadradas o en diente de sierra.

El circuito de control de deslizamiento -10-, que se describirá con mayor detalle a continuación, tiene como una de sus entradas la frecuencia de deslizamiento de motor, f_{slip} , que se ajusta por un circuito -17- de control de corriente al valor requerido para la deseada corriente de motor y, por lo tanto, a nivel de esfuerzo de tracción. Inicialmente un módulo -18- de mando de par de fuerzas, es ajustado selectivamente para procurar una señal T
20 de mando de par de fuerzas, representativa del deseado par de fuerzas del motor, que deba aplicarse, bien sea para el funcionamiento motriz o frenado. Un circuito -19- de límite de sacudida puede estar incluido para limitar automáticamente el régimen de cambio de
25 la señal T de mando de par de fuerzas a un valor consistente con
30

la comodidad del pasajero. La resultante señal de mando de par de fuerzas modificadas T_{mod} se recibe entonces por el circuito compensador -21- cuyas otras entradas incluyen la frecuencia de velocidad del árbol f_{shaft} y el voltaje de corriente continua del inversor, V_{dc} junto con las líneas -22- y -23-, respectivamente. Una señal I_{call} de mando de par de fuerzas compensado, se produce entonces como una entrada sobre la línea -24- como se ilustra y escribe en la solicitud de EE.UU. pendiente simultáneamente nº 436.341 titulada "Control de esfuerzo de frenado" presentada el 25 de febrero de 1974 a nombre de Allan B. Plunkett y transferida a los titulares del presente invento. La señal I_{call} es una señal positiva cuando se funciona de un modo motriz y una señal negativa cuando se funciona en un modo frenador. Se usa como una señal de entrada al circuito -17- de control de corriente y el circuito -16- de control de voltaje de una manera descrita más detalladamente en las solicitudes de patentes de EE.UU. pendientes simultáneamente, a las que se ha hecho anteriormente referencia aquí.

Haciendo ahora referencia al circuito -17- de control de corriente, la señal I_{call} de mando compensado de par de fuerzas se recibe en un sumador -26- junto con una señal I_{motor} de realimentación de corriente continua, que es proporcional a la corriente de motor actual. La señal I_{motor} es realimentada desde las líneas de corriente del motor a través de un elemento -27- de realimentación que convierte las tres corrientes de línea del motor de corriente alterna, con la corriente de realimentación de corriente continua I_{motor} de una manera que se discute más detalladamente en la solicitud de patente de EE.UU. pendiente simultáneamente nº 402.253 a que se ha hecho referencia anteriormente. En el sumador -26- la señal I_{call} es comparada con la señal I_{motor} y la diferencia es enviada a lo largo de la línea -28- a un integrador -29-, que comprende un

resistor -31- de entrada, un amplificador -32- operacional y un resistor -33- de elementos de realimentación y capacitor -34-. La compensación de lazo en el integrador -29-, es de la forma $(S + W)/S$ con el polo en el origen dando un error cero de estado constante y permitiendo el cero $(S + W)$ una respuesta de lazo más rápida para una proporción de amortiguación dada. La salida del integrador -29- es la señal deseada de frecuencia de deslizamiento que es ajustada al valor requerido para los deseados corriente de motor y par de fuerza. Esta señal es convertida en una señal digital f_{slip} por medios apropiados (no ilustrados) y se inclina sobre la línea -36- al circuito -10- de control de deslizamiento como una señal positiva cuando se opera en el modo motriz y como señal negativa cuando se está en el modo de operación frenador.

La otra señal, que es aplicada al circuito de control de deslizamiento es la que representa la velocidad de árbol motor f_{shaft} que es realimentada a lo largo de la línea -35- desde los motores a través de los tacómetros -37- y -38-. En el interés de la exactitud se usan tacómetros digitales para la función palpadora de velocidad. En el circuito de control de deslizamiento un circuito sumador -39- añade las señales de entrada de la deseada frecuencia de deslizamiento f_{slip} y la actual frecuencia de árbol f_{shaft} para ajustar la frecuencia terminal del motor de inducción de corriente alterna. La deseada señal de frecuencia f_{stator} es así derivada apreciando la velocidad de árbol y añadiendo (para funcionar como motor) o restando (para frenaje) la deseada frecuencia de deslizamiento f_{slip} desde la frecuencia de rotor f_{shaft} , y entonces se hace pasar a lo largo de la línea -41- al generador de forma de onda cuya salida se envía responsablemente a lo largo de la línea -42- para controlar el inversor -13-.

Haciendo ahora referencia a la figura 2, se ilustra un cir-

cuito de control de deslizamiento modificado en que de nuevo una
señal de velocidad de árbol f_{shaft} es transmitida a lo largo de la
línea -35- por medio de los circuitos -43- y -44- al circuito -39-
sumador donde una señal de frecuencia de deslizamiento análoga
5 V_{slip} desde la línea -36- es añadida para procurar una señal de
frecuencia de estator f_{stator} a la línea -41-. Elementos adicionales
conectados en serie en el circuito entre la línea -35- y el cir-
cuito sumador -39-, incluyen un convertidor -43- de frecuencia a
voltaje, un circuito -44- limitador de régimen y un convertidor
10 -46- de voltaje a frecuencia. Los convertidores -43- y -46- son co-
nocidos en la técnica y son del tipo mostrado y descrito en Burr-
Brown, "Operational Amplifiers, Design and Applications", Graeme,
Tobey, Huelsman, McGraw-Hill, 1971. El circuito -44- limitador de
régimen es básicamente un amplificador de error impulsando un in-
15 tegrador que comprende un par de amplificadores operacionales de
cascada -47- y -48- teniendo cada uno, una entrada inversa y una
fuente de energía positiva y negativa conectada a ello. Una espira
-49- de realimentación negativa está prevista entre la salida del
amplificador -48- y la entrada del amplificador -47-. El amplifi-
20 cador -48- está conectado a tierra a través de un resistor -51- y
tiene un capacitor -52- conectado a través de ello, que actúa como
un integrador. Conectada entre los amplificadores -47- y -48- está
una red divisora de voltaje comprendiendo los resistores -53- y
-54- conectados en serie con su juntura conectada a tierra a través
25 de un resistor -56-. Esta red de resistor actúa para ajustar la am-
plitud de la señal al amplificador -48- y también procura una refe-
rencia a tierra para el capacitor -52-. El circuito sumador -39-
comprende un amplificador sumador de un tipo bien conocido que suma
la señal análoga de frecuencia de deslizamiento V_{slip} desde la jun-
30 tura -57- y línea -58- con la señal análoga limitada de régimen

V_{shaft} para procurar una señal de frecuencia de estator, que es convertida a la forma digital f_{stator} por el convertidor -46-.

Se le ocurrirá a alguien experto en la materia que, aunque el régimen de aceleración del sistema está limitado por el régimen limitador del cambio de la señal f_{shaft} , se ha introducido un significativo error a la señal f_{stator} por los convertidores -43- y -46-. Puesto que el sistema está destinado para el uso con motores de inducción de bajo deslizamiento, este error es considerado que es crítico en la salida del par de fuerzas del control de motor. Por lo tanto, es la finalidad de la restante porción del circuito, el calcular que error existe y corregir la señal f_{stator} por la suma, con la misma, de una señal de corrección de error en el circuito sumador -59- que, a su vez, es un circuito amplificador sumador comúnmente conocido.

Brevemente, la corrección de error es completada como sigue. La señal análoga de frecuencia de deslizamiento V_{slip} primero es convertida por el convertidor -61- de voltaje a frecuencia en una señal digital f_{slip} que, a su vez, es sumada (o restada en el caso de frenado) a la frecuencia exacta digital de árbol f_{shaft} para llegar a una exacta frecuencia de estator digital. El convertidor -61- es simplemente un oscilador que genera una salida de frecuencia proporcional al voltaje de entrada, según se describe en Burr-Brown citado aquí anteriormente. La función sumadora es realizada por un circuito sumador -62- que recibe la señal f_{slip} a lo largo de la línea -63- y la señal f_{shaft} a lo largo de la línea -64-. El circuito sumador -62- también recibe la señal final f_{stator} a lo largo de la línea -66- y la compara con la frecuencia exacta digital de árbol y la frecuencia de deslizamiento para llegar a una señal de error, que es transmitida a lo largo de la línea -67- a un contador -68-, que la convierte en una señal análoga.

desde el contador pasa a lo largo de la línea -69- a un filtro -71- donde es filtrada y transmitida a lo largo de la línea -72- para ser aplicada a la señal limitada de régimen por el circuito sumador -59-. Posteriormente se hará una descripción más detallada sobre el circuito sumador -62- y aquellos elementos entre el circuito sumador -62- y el circuito sumador -59-.

Haciendo ahora referencia a aquella porción del circuito de la figura 2 entre la línea -36- donde la señal análoga V_{slip} , entra y el circuito sumador -62-, donde es sumada con la señal digital exacta f_{shaft} , se conecta un par de líneas -63- y -64- en paralelo entre la juntura -57- y una juntura -77-, teniendo la línea -63- una resistencia -77- y teniendo la línea -74- resistencias -78-, -79- y -81-. Conectada a la juntura -76- está la línea de entrada -82- a un amplificador operacional -83- teniendo un resistor de realimentación -84-. Su terminal de salida -87- está conectado al convertidor -61- por la línea -88-, que transmite el valor absoluto del deslizamiento, $|V_{slip}|$ a ello, como se ilustrará posteriormente.

Conectado a través del resistor -79- está un amplificador operacional -89- teniendo terminal -91-, de entrada inversor, terminal de salida -92- y resistor de tierra -92-. En serie, entre el resistor ajustador de ganancia -79- y la juntura de salida -92-, está un diodo -94- con sus cátodos conectados a la juntura -94-. Un segundo diodo -95- está conectado en una espira -96- entre la salida y la juntura de entrada -92- y -91-, teniendo el diodo su ánodo conectado a la juntura de salida -92-. Acoplado a la juntura de salida -92- está un terminal -93- de entrada invertida de un amplificador operacional -94- teniendo el resistor de tierra -104- y teniendo fuentes de energía positivas y negativas. Acoplado entre el terminal de salida -96- y la fuente de energía positiva, está un cir-

cuito de embornado comprendiendo espiras ralelas con un resistor -97- en uno y un diodo -98- y resistor -99- en el otro. Su función es embornar el terminal de salida a la fuente de energía positiva, por ejemplo, 15 voltios, siempre que la salida del amplificador operacional -94- sea positiva y permitirle ir a cero siempre que la salida sea negativa. Un filtro de realimentación, comprendiendo un resistor -101- y un capacitor -102-, está conectado en paralelo entre el terminal de salida -96- y el terminal -103- positivo de entrada, que está puesto a tierra a través del resistor -104-.

10 En operación el circuito opera como sigue: cuando aparece un voltaje positivo sobre la línea -36-, como ocurre cuando en el modo motriz de funcionamiento se observa una salida negativa en el terminal -92- amplificador operacional y conduce el diodo -94-. Los valores de resistencia son tales que la ganancia en el resistor -81- es dos veces aquella que hay en el resistor -77- y, por lo tanto, domina el circuito inferior. Por lo tanto, el voltaje negativo, que aparece sobre la línea de entrada -82- y el voltaje positivo, que aparece en el terminal -87-, serán iguales al voltaje en la junta -57-. Al mismo tiempo, el voltaje negativo en el terminal -92- dará un voltaje positivo en el terminal -96-, que es incrementado al valor de la fuente positiva, + 15 V por la alta ganancia del amplificador -94-. Esta señal marcha a lo largo de la línea -106- a los pasos lógicos -107- para generar una señal digital, que es transmitida al contador -68-, dirigiéndola para contar en una de dos direcciones. El sumador -62- también procura entrada a los pasos lógicos -107- por vía de la línea -108-.

25 Si ahora se supone que aparece una señal negativa en la línea -36-, como ocurriría durante la operación de frenado dinámico, el terminal de salida -92- marcha a positivo, el diodo -94- está fuera de conexión y no hay flujo de corriente a través del resistor -81-.

30

La señal negativa sobre la línea -73- entonces aparece como una señal positiva en el terminal -87-. En el circuito inferior la condición de voltaje positivo en el terminal -92-, hace que el terminal -96- marche a negativo y, por lo tanto, a tierra. La señal de voltaje cero es entonces transmitida a los pasos lógicos -107- para generar una señal digital, que dirige el contador para contar en la otra dirección.

Haciendo ahora referencia a la figura 3, los circuitos mostrados con mayor detalle incluyen el circuito sumador -62-, el contador -68a-, el convertidor -68b- y el filtro -61-. Teniendo el circuito sumador -62- entradas digitales de f_{shaft} , f_{stator} , y f_{slip} comprende un reloj -108- de fases múltiples normalizados que procura impulsos de reloj a una pluralidad de circuitos improvisadores A, B y C, comprendiendo cada circuito improvisador un par de flip-flops del tipo D conectados en cascada, designándose los flip-flops por A1 y A2, B1 y B2 y C1 y C2 respectivamente. Las salidas de los circuitos sincronizadores son alimentadas a los circuitos lógicos, que comprenden pasos NOR -109-, -111-, -112-, transmitiéndose los circuitos de reloj resultantes a lo largo de la línea -67- a través del contador -68a-.

Cada uno de los flip-flops del tipo D A1 hasta C2 es de diseño normalizado teniendo un terminal de datos D, un terminal de reloj CL y un terminal de salida Q, un terminal de reajuste R y un terminal de ajuste S. Cada uno de los terminales de ajuste está unido a tierra y cada uno de los flip-flops A1, B1 y C1 tiene su terminal de datos unido a una fuente positiva (es decir + 15 voltios). Las señales digitales f_{stator} y f_{slip} son alimentadas como impulsos de reloj a los flip-flops A1, B1 y C1, respectivamente y las señales CL2, muestray CL2Q procuran el impulso de tiempo a los terminales de reloj CL, de los flip-flops A2, B2 y C2, respectivamente.

La señal CL2Q está prevista para reajustar el flip-flop A2 mientras que la señal CL2 reajusta el flip-flop C2 y la señal CL2Q reajusta el flip-flop B2. Los flip-flops A1, B1, y C1, cada uno son reajustados por la señal de salida desde su respectivo flip-flop asociado. Esto significa que A1 es reajustado por la señal de salida desde A2, B1 es reajustado por la señal de salida desde B2 y C1 es reajustado por la señal de salida desde C2.

Las formas de onda que están asociadas con las señales en los circuitos de la figura 3, están ilustradas en la figura 4. Representando la señal que pasa al paso -111- NOR en la figura 3, está una onda cuadrada básica CL y siguiendo a aquella existen formas de onda desde el reloj, que procuran los impulsos de reloj a los flip-flops. Las señales digitales f_{slip} , f_{stator} y f_{shaft} son generalmente de una frecuencia mucho más baja que la indicada y los impulsos pueden aparecer en cualquier tiempo en el ciclo y en cualquier secuencia relativa. Para fines ilustrativos se ilustran en secuencia uniforme próxima; sin embargo, deberá reconocerse que pueden estar espaciados en una forma relativamente amplia o pueden ocurrir al mismo tiempo. Es la función de los circuitos improvisadores, sujetos al reloj, el separar las señales, de modo que puedan contarse por los circuitos lógicos.

En la porción inferior de la figura 4 se ilustran las salidas P de forma de onda de los flip-flops según están generados en relación con los impulsos de reloj y las señales digitales, que deben sumarse. Cuando dan impulsos la señal f_{shaft} , el estado del terminal Q de salida cambia a una señal de salida P1 que, a su vez, es transmitida a los terminales D_Q del flip-flop A2 cuando da impulsos CL2, como se ilustra. Entonces aparece la señal P2 para reajustar el flip-flop A1, así como para ser transmitida al paso -109- NOR. La señal P2 permanece impulsada hasta que el flip-flop A2 sea

reajustado por la señal CL2Q. Similarmente, cuando las señales f_{stator} procuran un impulso de reloj al flip-flop B1, la señal P3 aparece en su terminal Q y al aparecer un impulso de reloj desde la muestra de señal, la señal P4 es transmitida al paso -109- NOR para reajustar el flip-flop B1. La señal P4 permanece impulsada hasta que el flip-flop B2 se reajuste con la señal CL2Q. Finalmente cuando la señal f_{shaft} da impulsos, al terminal CL de reloj del flip-flop C1, la señal P5 es impresionada en su terminal Q y cuando da impulso la señal de reloj CL2Q, la señal P6 es transmitida al paso -109- NOR y para reajustar el terminal del flip-flop C1.

De esta manera, las señales P2, P4 y P6 son alimentadas en el paso -109- NOR y la salida resultante de la forma de onda P7, ilustrada en la figura 4 que, a su vez, es alimentada en el paso -111- NOR. También actuando como entradas en el paso -111- NOR se encuentra una señal representada por la forma de onda CL de la figura 4, y la señal de transporte de salida, que es transmitida a lo largo de la línea -113- desde el contador -68-. La señal de transporte de salida está normalmente en un estado bajo y como tal no afecta al funcionamiento del circuito. Sin embargo, cuando el contador está en cualquier extremo del alcance, es decir cuenta máxima o mínima, la señal de transporte de salida marcha hacia lo alto y actúa para bloquear el funcionamiento del paso -111- NOR (mantiene su salida en un estado bajo). Se supone un estado bajo de la señal de transporte de salida, el paso -111- NOR está representado por la forma de onda P8, representando cada impulso una señal digital indicada para ser o bien sumada o restada desde la cuenta almacenada en el contador de ascenso/descenso. La señal P8 es invertida por el paso -112- NOR para procurar los impulsos de reloj al contador bidireccional a lo largo de la línea -77-. El contador bidireccio-

nal -68a- y su convertidor asociado -68b- de digital a análogo son de tipo conocido y funcionan de acuerdo con bien conocidos principios, según se expone en la solicitud de patente de EE.UU. pendiente simultáneamente, serie nº 432.513 titulada "Circuito
5 de control de régimen de análogo a digital a análogo para sistema de control de motor de tracción" presentada por Alvin L. Gardner y transferida al titular del presente invento. Generalmente, el contador bidireccional recibe los impulsos de reloj y cuenta subiendo o bajando con cada impulso, que recibe, dependiendo la dirección de la cuenta de la salida del paso -108- NOR. Por ejemplo,
10 al recibir un impulso f_{shaft} cuenta hacia arriba y al recibir un impulso f_{stator} cuenta hacia abajo. Los impulsos f_{slip} son contados, bien sea hacia arriba o hacia abajo dependiendo de la lógica de subida/bajada recibida a lo largo de la línea -108-. Como se ha
15 mencionado aquí anteriormente, una señal digital (alta para funcionamiento motriz y baja para frenado) es transmitida a lo largo de la línea -106- a los pasos lógicos -107-. La línea -106- es puesta a tierra a través de un resistor -114- para la protección de los pasos lógicos, que comprenden pasos NOR -116-, -117- y -118-.
20 El paso NOR -116- invierte la señal desde la línea -106- y la transmite al paso NOR -117- viniendo su otra señal de entrada CL2QA a lo largo de la línea -119-. La salida del paso NOR -117- se convierte en la entrada al paso NOR -118- con la señal CL2 transmitida a lo largo de la línea -1212-. La salida desde el paso NOR
25 -118-, entonces se convierte en la señal lógica arriba/abajo que es transmitida al contador a lo largo de la línea -108-.

Puede ocurrir, como por ejemplo cuando se arranca por primera vez el sistema, que el límite en cualquier extremo del contador sea alcanzado. Puesto que no puede contar más alto (o más bajo), es necesario cerrar temporalmente el sistema por el uso de la señal de
30

transporte de salida, discutida anteriormente aquí. En esta condición ya no ocurre más cuenta en aquella dirección hasta que se hayan recibido los impulsos apropiados para impulsarle en la otra dirección. La salida del contador bidireccional va a accionar in
5 terruptores digitales en resistores para convertir la señal digital en señales análogas de voltaje representativas. El sistema es
tá dispuesto de tal modo por una desconexión tal que la señal de sa
lida de voltaje análoga es cero cuando el contador está en el centro de su alcance. Desde el convertidor -68b- la señal análoga pasa
10 a lo largo de la línea -69- a través del resistor -122- al generador de función -71- que es básicamente un filtro de paso bajo lineal, que impide la corrección rápida que de otro modo se montaría sobre el circuito limitador de régimen -44-. El requisito de la función de transferencia es compensar la espira que comprende el circuito sumador -62-, el contador -68-, el circuito sumador -59- y el conver
15 tidor -46- de tal modo que la respuesta total en la espira sea más lenta que aquella del circuito limitador de régimen -44-. Como tal, la señal de error tiene que variar lentamente en relación con los cambios en la señal de f_{shaft} . Deberá recordarse que el conta
20 dor es en efecto, un integrador con función de transferencia K/S y así contribuye a la total compensación de la espira. También actúa como un limitador de régimen, puesto que se impiden límites en cada extremo del contador.

El generador de función -71- (figura 3), que tiene una fun-
25 ción de transferencia de $K/(S + W)$ comprende un amplificador operacional -123- con una entrada invertida a través del resistor -124- y un resistor que cierra -126-. Un resistor -127- de reali-
mentación y un capacitor -128- están previstos para ajustar la ganancia del circuito y la línea de entrada -69- es unida a tierra
30 a través de un capacitor -129- de modo que el generador de función -71-, en adición a compensar la espira, actúa para filtrar sacando

saltos en las posiciones del contador debidos a la suma de impulsos de frecuencia de deslizamiento (frecuencia relativamente baja) a los impulsos de frecuencia de árbol (frecuencia relativamente alta) Todavía el sistema permanece sensible a cambios en la señal de frecuencia de deslizamiento a causa de la espira superior en la figura 2, donde la señal de deslizamiento V es sumada con la señal de régimen ya limitada f_{shaft} .

En la figura 5 está ilustrada en la ejecución modificada del invento comprendiendo un generador de función -131- para limitar el régimen la señal de velocidad de árbol, un convertidor -132- de voltaje a frecuencia, una espira -133- de realimentación de frecuencia estabilizadora, que corrige el error, un comparador -134-, que compara la señal de régimen limitado f_{shaft} con la señal exacta f_{shaft} y hace que esta última siga a la primera, y un contador bidireccional -136- que convierte las señales digitales en señales análogas. El contador -136- está dispuesto para dar error de salida cero cuando no hay ningún error o cuando el error ha sido compensado por la espira de realimentación -133-. La función de transferencia $K((S+W)/S)$ del generador de función -131- impide que el contador tenga que estar en el extremo de su alcance. Es decir, siempre estará en cero a no ser que exista un cambio repentino de frecuencia, en cuyo tiempo se suspenderá temporalmente en un extremo como se ha descrito aquí anteriormente.

De esta manera, el régimen lento de la señal digital es limitado y la señal limitada f_{shaft} puede ser ahora transmitida a lo largo de la línea -137- para sumarse digitalmente con la señal de deslizamiento no filtrada f_{slip} en el sumador -138-. Se reconocerá una ejecución modificada que aunque la señal f_{shaft} está limitada en régimen y la señal de deslizamiento V_{slip} no está limitada permitiendo por ello respuesta sensible en cambios a ellos, la adición

digital de deslizamiento sin subsiguiente filtrado tiende a causar señal no uniforme en la señal f_{stator} . Esto es cierto, puesto que la frecuencia de deslizamiento f_{slip} es normalmente mucho más baja que aquella de la secuencia de estator f_{stator} y cuando se les suma digitalmente resulta la ocurrencia de saltos periódicos en la forma de onda resultante.

N O T A

EN RESUMEN: la presente Patente de Invención que por veinte años solicita para España, ha de recaer sobre las siguientes reivindicaciones

10 1ª.- Mejoras en la construcción de circuitos de control de precisión de deslizamiento para un suministro de energía de motor de inducción con régimen de velocidad limitada, caracterizadas porque el circuito comprende medios para generar una señal representativa de la velocidad del árbol del motor; medios para filtrar dicha señal de velocidad de árbol, de modo que es el límite el régimen de cambio de la
15 misma y para introducir por ello el error en dicha señal de velocidad de árbol filtrada; medios para generar una señal representativa de la deseada frecuencia de deslizamiento del motor; medios para sumar dicha señal de frecuencia de deslizamiento con dicha señal de velocidad de árbol filtrada, para obtener una señal de frecuencia de estator; 20 medios para palpar la magnitud del error introducido por el filtrado de dicha señal de velocidad de árbol y medios para compensar dicha señal de frecuencia de estator por aplicación de dicha magnitud de error a los circuitos para obtener una frecuencia de estator compensada que debe aplicarse al suministro de energía del motor.

25 2ª.- Mejoras según la reivindicación 1ª, caracterizadas porque dicho medio palpador de error comprende circuitos sumador para sumar dicha señal de frecuencia de deslizamiento con dicha señal de velocidad de árbol y medios para comparar su resultado con la señal de frecuencia de estator, para obtener una señal de error de frecuencia de estator.

30 3ª.- Mejoras según la reivindicación 2ª, caracterizadas por-

que dicho medio compensador comprende un circuito sumador para sumar la señal de error de frecuencia de estator con dicha señal de frecuencia de estator.

5 4ª.- Mejoras según la reivindicación 1ª, caracterizadas porque dicho medio palpador de error comprende un contador de subida/bajada teniendo entradas de señales de velocidad de estator filtradas y no filtradas y teniendo una salida de una señal análoga, cuya magnitud es proporcional al integral de la diferencia entre dicha dos entradas.

10 5ª.- Mejoras según la reivindicación 4ª, caracterizadas porque dicho medio compensador comprende un contador de subida/bajada teniendo entradas de señales de velocidad de árbol filtradas y no filtradas y teniendo una salida de una señal análoga, cuya magnitud es proporcional al integral de la diferencia entre dichas dos entradas.

15 6ª.- Mejoras según la reivindicación 1ª, caracterizadas porque dicha señal de velocidad de árbol es una señal digital y además porque la misma es convertida a una señal análoga antes de ser filtrada.

20 7ª.- Mejoras según la reivindicación 1ª, caracterizadas porque dicha deseada señal de frecuencia de deslizamiento es una señal análoga y además porque es convertida en una señal digital antes de ser alimentada a dicho medio sumador.

25 8ª.- Mejoras según la reivindicación 1ª, caracterizadas porque dicha señal de frecuencia de estator inexacta es una señal y además porque la misma es convertida en una señal digital para comparación con dicha señal de frecuencia de estator.

30 9ª.- Mejoras según la reivindicación 1ª, caracterizadas porque dicha señal de error es una señal digital y además porque la misma es cambiada a una señal análoga filtrada antes de ser sumada con dicha señal de frecuencia de estator.

10ª.- Mejoras según las reivindicaciones precedentes, caracterizadas porque el circuito comprende medios para generar una señal representativa de la velocidad de árbol del motor; medios para filtrar dicha señal de velocidad del árbol, de modo que se limite el régimen de su cambio; medios para generar una señal representativa de la deseada frecuencia de deslizamiento del motor; primeros 5 medios para sumar dicho final de frecuencia de deslizamiento con dicha señal de velocidad de árbol para obtener una señal exacta de frecuencia de estator; segundos medios para sumar dicha señal de deslizamiento con dicha señal de velocidad de árbol filtrada para 10 obtener una señal de frecuencia de estator inexacta; medios para comparar dicha frecuencia de estator exacta con dicha señal de frecuencia de estator inexacta para obtener una señal de error y medios para sumar dicha señal de error y dicha señal de frecuencia de estator inexacta para obtener una señal de frecuencia de estator corregida para ser aplicada al suministro de energía del motor. 15

11ª.- Mejoras según la reivindicación 1ª, caracterizadas porque dicha señal de velocidad de árbol es una señal digital y además porque la misma es convertida en una señal análoga antes de ser filtrada. 20

12ª.- Mejoras según la reivindicación 1ª, caracterizadas porque dicha señal de frecuencia de deslizamiento deseada es una señal análoga y además porque la misma es convertida en una señal digital antes de ser alimentada dentro de dicho primer medio sumador.

13ª.- Mejoras según la reivindicación 1ª, caracterizadas porque dicha señal de frecuencia de estator inexacta es una señal análoga y además porque la misma es convertida en una señal digital para comparación con dicha señal de frecuencia de estator exacta. 25

14ª.- Mejoras según la reivindicación 1ª, caracterizadas porque dicha señal de error es una señal digital y además porque la 30

misma es cambiada en una señal análoga y filtrada antes de ser sumada con dicha señal de frecuencia de estator inexacta.

5 15a.- Mejoras según las reivindicaciones precedentes, caracterizadas porque el circuito comprende: medios para generar una señal representativa de la velocidad del árbol del motor; medios para filtrar dicha señal de velocidad de árbol, de modo que se limite el régimen de su cambio e introducir por ello un error dentro de dicha señal de velocidad de árbol filtrada; medios para palpar la magnitud de dicho error y compensar dicha señal de velocidad del árbol filtrado; medios para generar una señal representativa de la deseada
10 frecuencia de deslizamiento del motor y medios para sumar dicha señal de frecuencia de deslizamiento con dicha señal de velocidad de árbol compensada, para obtener una señal de frecuencia de estator para ser aplicada al suministro de energía del motor.

15 16a.- Por último se reivindica como objeto sobre el que ha de recaer la presente Patente de Invención que por veinte años se solicita registrar para España,-----

p o r

20 "MEJORAS EN LA CONSTRUCCION DE CIRCUITOS DE CONTROL DE PRECISION DE DESLIZAMIENTO PARA UN SUMINISTRO DE ENERGIA DE MOTOR DE INDUCCION CON REGIMEN DE VELOCIDAD LIMITADA"

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

Madrid, 6/02/1975

P.A.,
PEDRO FELIPE MANA
p. p.

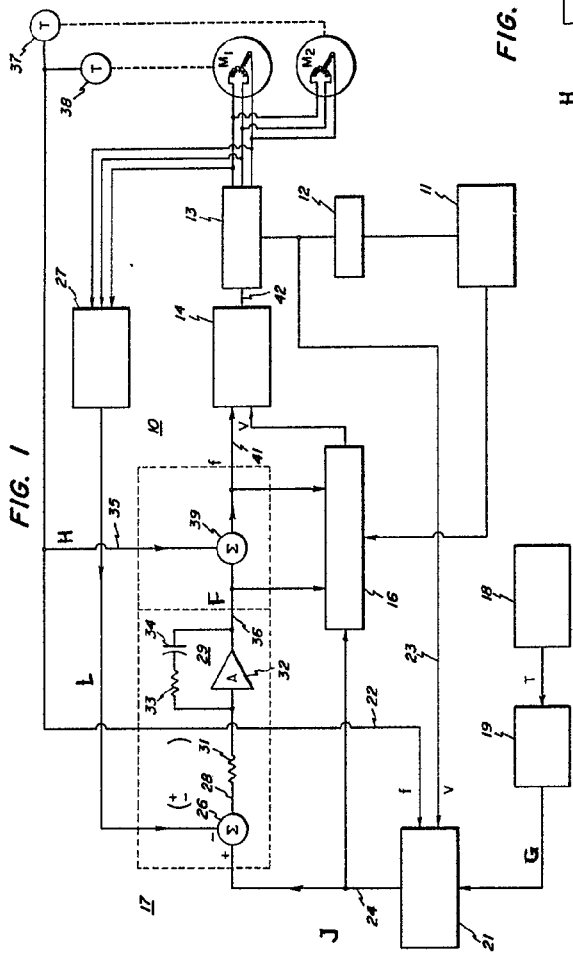


FIG. 1

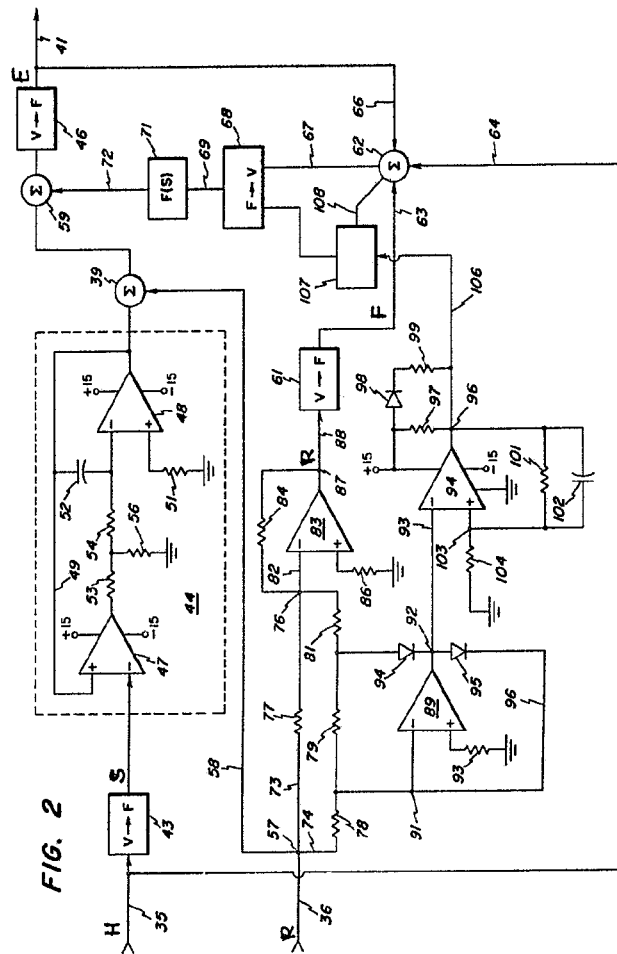


FIG. 2

Madrid
P. O. # 2000 FELIX MARA

FIG. 1

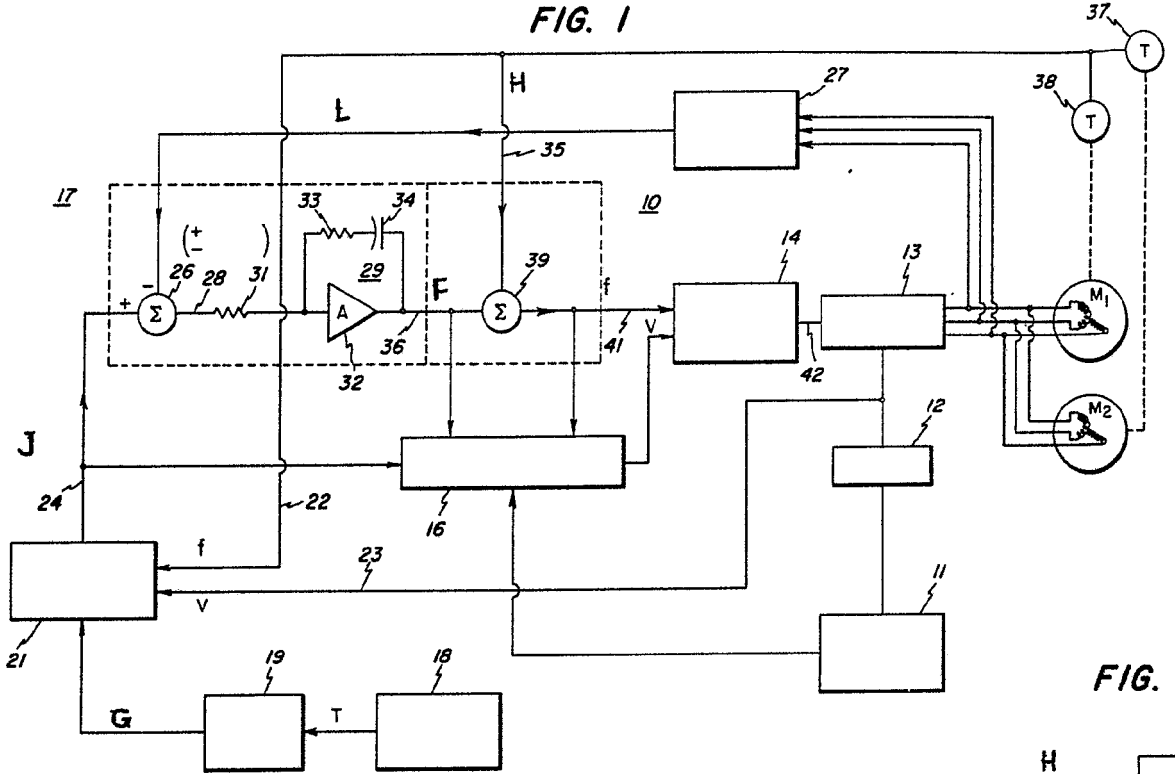
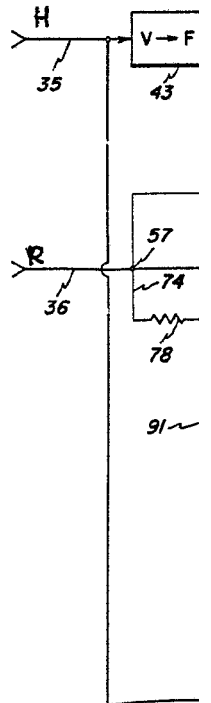
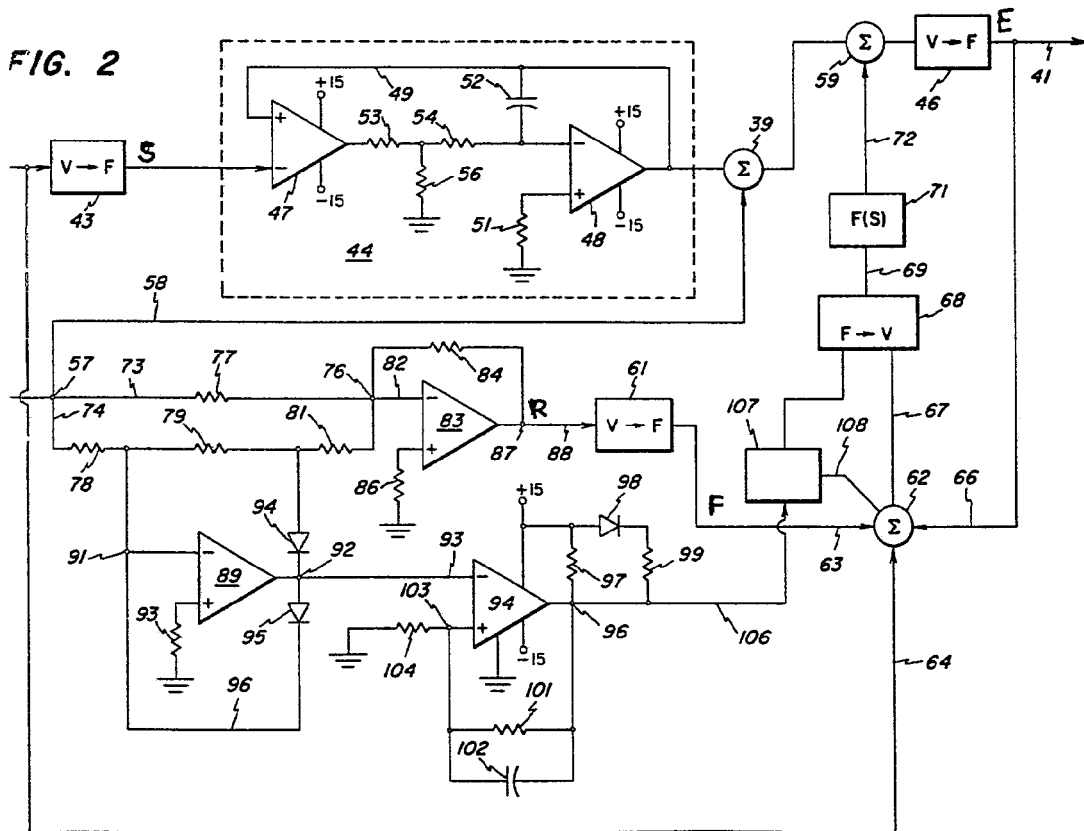
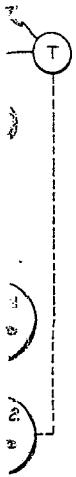


FIG. 2



Escala variable



Madrid
P. D. PEDRO FELIX MAÑA
A. P.

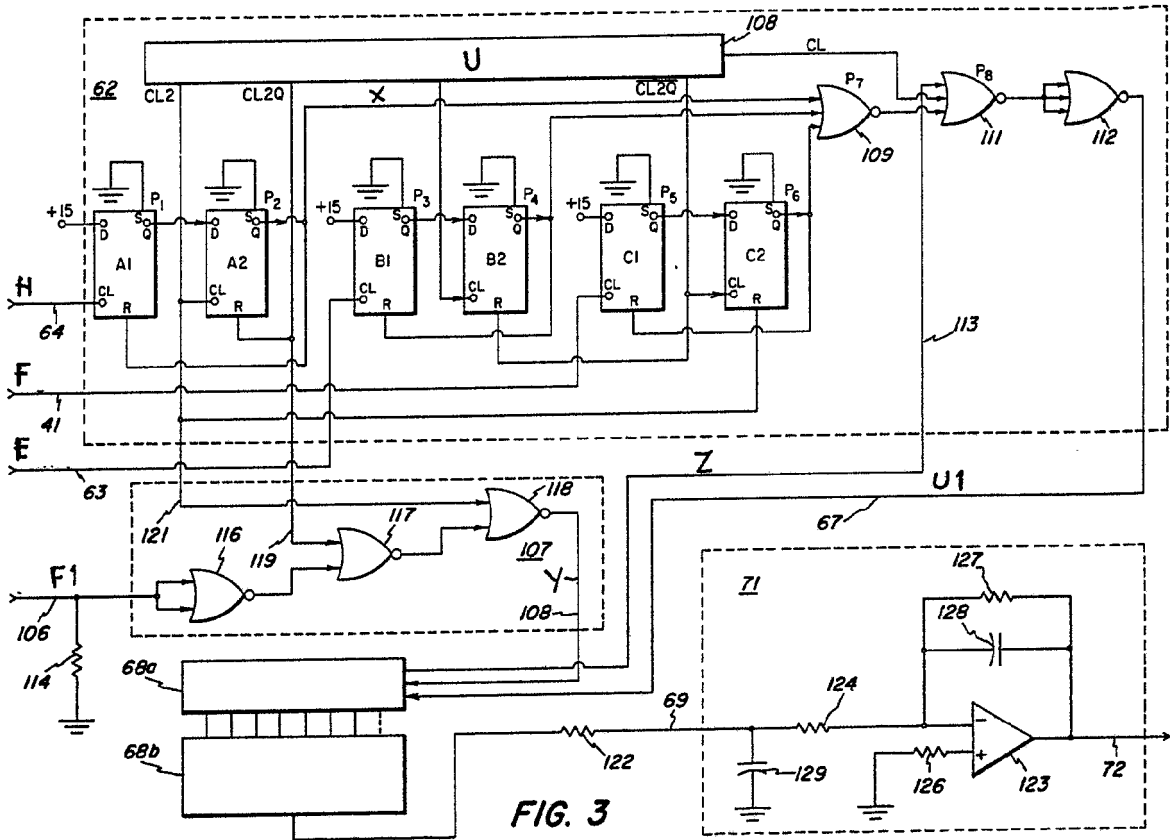
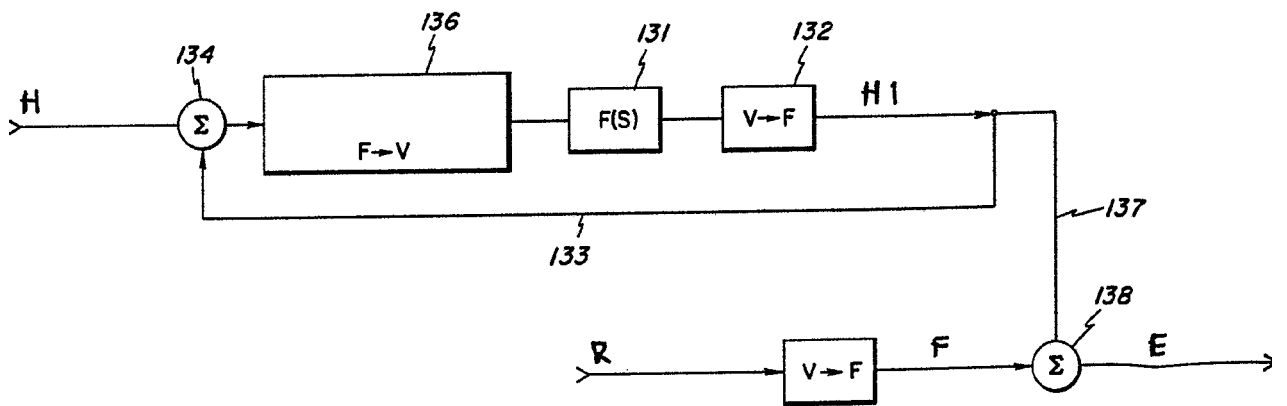


FIG. 3

FIG. 5



Escalator variable

