

MINISTERIO DE INDUSTRIA Y ENERGIA

Registro de la Propiedad Industrial

5 ENE 1979

ES

NUMERO	47149	A1
FECHA DE PRESENTACION	06. JUL. 1978.	

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



ESPAÑA

PATENTE DE INVENCION

A1 471490 790201 E-21 B 47/00

(80) PRIORIDADES: (81) NUMERO 727.685 727.686 727.687	(82) FECHA 29.9.76 " "	(83) PAIS EE. UU. " "
---	---------------------------------	--------------------------------

(47) FECHA DE PUBLICIDAD	(51) CLASIFICACION INTERNACIONAL E21B	(62) PATENTE DE LA QUE ES DIVISIONARIA 462.412
--------------------------	--	---

(54) TITULO DE LA INVENCION
 "UN METODO Y UN APARATO PARA MEDICION, DURANTE PERFORACIONES DE POZOS, DE CONDICIONES DEL INTERIOR DE LOS MISMOS"

(71) SOLICITANTE (ES)
 SCHLUMBERGER TECHNOLOGY CORPORATION

DOMICILIO DEL SOLICITANTE
 5000 Gulf Freeway, P.O. Box 1472, Houston, Texas 77001, Estados Unidos de América

(72) INVENTOR (ES)
 James I. Bernanrd y Gerald A. Strom

(73) TITULAR (ES)

(74) REPRESENTANTE
 D. ALBERTO DE ELZABURU MARQUEZ (P.- 68.951)

POOR QUALITY

P.66826

La presente invención se refiere a la medición de datos de las condiciones subterráneas de los pozos durante la perforación y más particularmente se refiere a aparatos y métodos para la telemedición de datos en dichas operaciones con el uso de una señal acústica transmitida a través del fluido de perforación durante la perforación.

Se han propuesto diversas técnicas de registro de perfil durante la perforación para la telemedición de datos que representan las condiciones subterráneas durante la perforación de un pozo. Un enfoque emplea una técnica que imparte una señal acústica, modulada de acuerdo con las condiciones detectadas, al fluido de perforación, es decir, al lodo de perforación, para su transmisión a la entrada del pozo donde es recibida y decodificada por circuitos electrónicos de superficie. Esta técnica básica es descrita en detalle en la patente estadounidense No. 3.309.656 emitida el 14 de marzo de 1957 a nombre de Godbey intitulada "Logging-While-Drilling System" (Sistema de registro de perfil al perforar). En este método la señal modulada es aplicada al fluido de perforación con el empleo de un generador de señales acústicas que incluye un miembro movable para interrumpir selectivamente el fluido de perforación. Por lo menos parte del flujo del fluido de perforación es a través del generador acústico, y el miembro móvil impide selectivamente este flujo, transmitiendo una onda acústica continua hacia la superficie dentro del

fluido de perforación.

La señal acústica es preferiblemente modulada por manipulador en variación de fase, según se revela en la patente estadounidense No. 3.789.355, emitida el 29 de enero de 1974, a nombre de Patton titulada "Método y aparato para registrar el perfil al perforar". De acuerdo con la modulación manipulada en variación de fase (PSK), los datos derivados en respuesta a la condición detectada dentro del pozo son codificados inicialmente en formato binario, y el generador de señal acústica es excitado a velocidades tales que la fase de una onda portadora de frecuencia constante generada en el fluido de perforación es indicativa de los datos. En particular se emplea una modalidad PSK de tipo sin retorno a cero en la cual la fase de la señal portadora es cambiada solamente en cada recepción de datos de un valor predeterminado. Por ejemplo, para los datos codificados en binario, la fase de la onda portadora puede ser cambiada cada vez que ocurre un bit de dato de 1 lógico.

Lo ideal es que el cambio de fase de la señal portadora sea instantáneo al ocurrir los datos de valor particular. Esto se debe a que la unidad de telemedición del interior del pozo está transmitiendo continuamente datos a los instrumentos receptores de superficie donde los datos son a su vez decodificados continuamente. Las demoras en efectuar el cambio de fase y en retornar la señal acústica a su fre-

— frecuencia portadora introducen errores y/o ineficiencias en el funcionamiento.

Como asunto de práctica, no obstante, la fase de la señal acústica no puede cambiar instantáneamente en respuesta a datos del valor predeterminado. La parte física del equipo introduce demoras inherentes. Los circuitos de control del motor que hace funcionar al generador acústico excitado por motor son ajustados, en consecuencia, para que el generador efectúe una respuesta óptima. Las propuestas anteriores, tales como la patente referida de Godbey y Patton, y de la patente estadounidense No. 3.820.063, emitida el 25 de junio de 1974, a nombre de Sexton y otros, titulada "Logging While Drilling Encoder" (Codificador para registro de perfil al perforar), han propuesto varios circuitos para implementar el conjunto de circuitos de control del motor. En las patentes de Patton y de Sexton y otros, la velocidad del motor se debe variar temporariamente de manera tal que, al retornar la velocidad del motor a la velocidad productora de la frecuencia de la portadora, se acumularía la deseada magnitud de cambio de fase. En la patente de Sexton y otros, esto fue realizado variando la velocidad del motor en una primera dirección hasta que se hubo acumulado una magnitud predeterminada de variación de fase. La velocidad del motor era entonces retornada en la otra dirección a la velocidad productora de frecuencia de portadora por un período de tiempo pre

determinado, con lo cual se intentaba acumular el resto de la magnitud deseada de cambio de fase.

Las propuestas precedentes no pudieron superar los problemas asociados con los cambios en las condiciones ambientales del equipo para registro de perfil durante la perforación. Estas condiciones variables pueden afectar perjudicialmente la precisión con la cual la velocidad del motor excitador del generador acústico es devuelta a la velocidad productora de frecuencia portadora constante (la velocidad de la portadora) durante el cambio de fase (durante la modulación). Las propuestas parecían sugerir la sintonía de los equipos respectivos de manera que el retorno se aproximara a la acumulación de la magnitud deseada de cambio y se aproximara a la terminación del retorno cuando la velocidad del motor hubiera alcanzado la velocidad de la portadora. Sin embargo, las propuestas no llegaban a detectar la velocidad real del motor que permitiera la terminación del retorno precisamente al alcanzar la velocidad de portadora. Al no poder detectar la velocidad real del motor, las propuestas no podían proveer un método que permitiera que el retorno fuera en el período de tiempo más breve posible; es decir, no podían proveer un método que permitiera el accionamiento del motor excitador a la máxima excitación y sin embargo que obviarán el subimpulso o el sobreimpulso de la velocidad de la portadora. Las propuestas se basaban en circuitos para ajus-

tar y mantener fase separada y frecuencia para ajustar la fase y la frecuencia a los valores correctos después del retorno aproximado a la velocidad de portadora para justificar el subimpulso o el sobreimpulso. Tales circuitos de ajuste y mantenimiento, no obstante, requerían un tiempo relativamente prolongado para cambiar la velocidad del motor en una magnitud sustancial, con lo cual no llegaban a minimizar el período del retorno. Al no minimizar el período del retorno, las propuestas permitían la introducción de inexactitudes en el método o proveían un dispositivo de codificación/transmisión de datos innecesariamente lento.

Además del problema de la velocidad del motor recién tratado, sufre también la calidad de la modulación. Por ejemplo, los cambios en la carga sobre el motor excitador del generador acústico causados por cambios en la presión o el caudal o la viscosidad o densidad del fluido de perforación hace variar el período del tiempo necesario para hacer retornar la velocidad del motor a la velocidad de producción de la frecuencia de la portadora. Esta variación de tiempo hace variar la magnitud de fase acumulada durante el retorno a la velocidad que produce la frecuencia de portadora, haciendo necesario un mayor período de tiempo para generar la correcta magnitud de cambio de fase en la frecuencia de la portadora. Este período de tiempo más prolongado permite la introducción de inexactitudes en el funcionamiento y/o disminuye la velo-

— ciedad de la transmisión de datos que de otro modo se podría obtener.

Los enfoques propuestos en las patentes antes mencionadas comprenden una implementación analógica de los circuitos de control del motor. Debido a que los circuitos de control del motor funcionan a una frecuencia relativamente baja, el enfoque analógico ha dado como resultado un método y equipo que puede funcionar a una velocidad de codificación/decodificación menor que la óptima. Además, dichos circuitos analógicos sufren las inherentes desventajas de inestabilidad en un amplio margen de temperatura, con el resultado de un equipo menos confiable que el óptimo. Más específicamente, las temperaturas normales encontradas dentro de un pozo de sondeo durante la perforación varían desde 25°C hasta más de 175°C, produciendo cambios intrínsecos en las características del dispositivo de los circuitos analógicos. Además, el enfoque analógico sufre debido al ambiente rústico encontrado en las condiciones de perforación. Las vibraciones y el choque extremos recibidos por los circuitos analógicos no solamente reducen su vida útil sino también tienden a dejar desajustados los circuitos. Y además, los circuitos analógicos son relativamente costosos de fabricar y probar.

Los diversos aspectos de la presente invención apuntan a superar las desventajas indicadas precedentemente y otras más. Un aspecto de la invención es un método de medi

— ción mientras se perfora para cambiar momentáneamente la velocidad de un generador de señales acústicas excitado por motor respecto a su régimen normalmente constante para efectuar un cambio de fase apropiado en dicha señal acústica que incluye los pasos de cambiar la velocidad del generador apartándolo de su régimen normal, generando un par de señales digitales en respuesta a dicho paso de cambio de velocidad del generador, siendo la diferencia entre dichas señales digitales indicativa del cambio de fase de la señal acústica causado por el cambio en el motor del generador; y detener dicho cambio de velocidad de dicho generador respecto a su régimen normal cuando la diferencia entre dichas señales digitales llega a un valor predeterminado indicativo de una variación de fase predeterminada.

Otro aspecto de la invención es un dispositivo de medición durante la perforación del pozo para medir las condiciones en el interior del pozo de sondeo y para transmitir a la superficie una señal acústica modulada representativa de las mismas por medio del fluido que está dentro del pozo con un generador acústico excitado por motor que funciona a una velocidad normalmente constante que es cambiada momentáneamente en respuesta a dichas condiciones para efectuar un cambio en estado de fase de dicha señal acústica, comprendiendo dicho dispositivo medios para cambiar la velocidad del generador apartándolo de su velocidad normal, medios que inclu-

yen por lo menos un acumulador digital acoplado para recibir una señal indicadora de la velocidad instantánea del generador, para generar un par de señales digitales en respuesta a dicho cambio de velocidad, siendo la diferencia entre dichas señales digitales indicativa del cambio de fase de la señal acústica causado por el cambio de la velocidad del motor; y medios para detener dicho cambio en apartamiento del nivel normal del generador cuando la diferencia entre dichas señales digitales llega a un valor seleccionado indicativo de una variación de fase predeterminada.

Otro aspecto más de la presente invención es un método de medición durante la perforación para cambiar momentáneamente la velocidad de un generador de señales acústicas excitado por motor desde un régimen normalmente constante que provee una señal de frecuencia portadora para efectuar un cambio de fase seleccionado para modular dicha señal portadora que comprende los pasos de: (a) cambiar la velocidad del generador apartándola del régimen normal para acumular una porción del cambio de fase seleccionado, y (b) retornar la velocidad del generador al régimen normal para con ello acumular el resto de dicho cambio de fase seleccionado; generar una señal de control cuando el cambio de fase acumulado en uno de los pasos (a) y (b) llega a un valor prescripto; y ajustar dicho valor prescripto en respuesta al cambio de fase acumulado durante por lo menos un paso precedente del otro de

los pasos (a) y (b).

Un aspecto ulterior de la invención es un equipo de medición durante la perforación para medir un parámetro en el interior del pozo de sondeo y para transmitir a la superficie una señal acústica modulada representativa del mismo a través del fluido dentro del pozo con un generador acústico excitado por motor que funciona a una velocidad normalmente constante para proveer una frecuencia portadora que es momentáneamente cambiada en respuesta a dichas condiciones para efectuar un cambio seleccionado en el estado de fase de la señal acústica, comprendiendo dicho equipo: un primer medio para cambiar la velocidad del generador, apartándola del régimen normal para acumular una porción de dicho cambio de fase seleccionado, y un segundo medio para retornar la velocidad del generador al régimen normal y con ello acumular el resto de dicho cambio de fase seleccionado; primer medio acoplado a uno de dichos primero y segundo medio y que incluye un circuito acumulador prefijable para generar una señal de control cuando la magnitud del cambio de fase alcanza un valor prescrito; y segundo medio, incluyendo un acumulador de fase para indicar la magnitud total de cambio de fase acumulada en cambiar la velocidad del motor para apartarla y luego para retornarla al régimen normal para ajustar dicho valor prescrito en respuesta a dicha cantidad total de cambio de fase.

La presente invención también incluye un método de medición durante la perforación con un generador acústico en el interior del pozo que tiene un miembro móvil propulsado para impartir al fluido del pozo una señal acústica con una frecuencia normalmente constante que es cambiada momentáneamente para efectuar una magnitud deseada de cambio en el estado de fase de la señal por lo cual se proveen estados de datos codificados a la señal, comprendiendo dicho método los pasos de: (a) cambiar el régimen de movimiento del miembro movable en una primera dirección apartándose del régimen que produce la frecuencia constante; (b) detener dicho paso de cambio en la primera dirección cuando se ha acumulado una variación de fase predeterminada que es menor que el cambio de seado en la fase; (c) cambiar el régimen de movimiento del miembro en una segunda dirección hacia el régimen productor de frecuencia constante para acumular por lo menos parcialmente el resto de dicha magnitud deseada; (d) generar una señal de fin de retorno cuando el régimen del miembro ha sido retornado a dicho régimen productor de frecuencia constante; y (e) terminar dicho paso de cambio del régimen de movimiento en la segunda dirección en respuesta a dicha señal de fin de retorno.

Otro aspecto más de la invención es un equipo de medición al perforar que incluye un generador acústico excitado por motor para impartir al fluido del pozo una señal

acústica con una frecuencia normalmente constante, y que comprende medios de cambio de velocidad para cambiar momentáneamente la velocidad del motor para efectuar una magnitud deseada de cambio en el estado de la fase de la señal por lo cual se proveen estados de datos modulados a la señal, incluyendo los medios de cambio de velocidad un circuito de control que comprende: un primer medio para cambiar la velocidad del motor en una primera dirección; un medio para generar un par de señales, entre las cuales la diferencia es indicativa del cambio en la fase de la señal acústica causada por el cambio de la velocidad del motor; un medio para generar una señal de control cuando dicha diferencia alcanza un valor predeterminado que es inferior a dicha magnitud deseada de cambio de fase; un segundo medio sensible a la señal de control para cambiar la velocidad del motor en una segunda dirección para con ello acumular por lo menos parcialmente el resto de dicha magnitud deseada; y un medio para generar una señal de fin de retorno cuando la velocidad del motor ha sido devuelta a la velocidad correspondiente a dicha frecuencia constante, en la cual dicho segundo medio es sensible a dicha señal de fin de retorno y en consecuencia detiene dicho cambio de velocidad.

Las características y ventajas precedentes y otras más de la presente invención resultarán más evidentes en vista de la siguiente descripción de una modalidad preferida de

realización cuando se estudia en conjunto con los dibujos, en los cuales:

La figura 1 es una representación esquemática que ilustra un equipo general de perforación de pozo y medición de datos de acuerdo con la invención;

La figura 2 es un diagrama de bloques de un aparato de telemedición de pozo de sondeo utilizado en el equipo de la figura 1;

La figura 3 es un esquema de los circuitos lógicos utilizados dentro del aparato de telemedición del pozo de sondeo de la figura 2;

La figura 4 es un conjunto de formas de onda de ejemplo que ilustran el funcionamiento del aparato de telemedición del pozo de sondeo; y

La figura 5 es un diagrama de bloques funcional que representa los circuitos de compensación de objetivo utilizado en el aparato de la figura 3.

Haciendo ahora referencia a los dibujos, la figura 1 ilustra un equipo de perforación de pozo 10 en asociación con un dispositivo de medición durante la perforación 12 que es una modalidad de realización de la invención. Por conveniencia, la figura 1 representa un equipo de perforación con base terrestre, pero queda entendido que también se considera un equipo con base marítima.

Al perforar el equipo de perforación un pozo de

sondeo 14, el dispositivo de medición durante la perforación 12 detecta las condiciones en el interior del pozo y genera una señal acústica que es modulada de acuerdo con los datos generados para representar las condiciones dentro del pozo. La señal acústica es impartida al fluido de perforación, denominado comúnmente lodo de perforación, en el cual la señal es comunicada a la superficie del pozo de sondeo 14. En la superficie, o próximamente, del pozo de sondeo 14 la señal acústica es detectada y procesada para proveer datos registrables representativos de las condiciones en el pozo. Este dispositivo básico es actualmente bien conocido y se describe en detalle en la patente estadounidense No. 3.309.656 a nombre de Godbey antes mencionada que se incorpora como referencia.

El equipo de perforación 10 es convencional e incluye una cadena de tubos de perforación 20 y una torre de perforación (no ilustrada) representada por un gancho 22 que sostiene a la cadena de tubos de perforación 20 dentro del pozo de sondeo 14.

La cadena de perforación 20 incluye un trépano 24, uno o más collares de perforación 26, y un tramo de tubo de perforación 28 que se extiende dentro del pozo. El tubo 28 está acoplado a un vástago hueco (kelly) de transmisión 30 que se extiende a través de un mecanismo de transmisión giretorio 32. El accionamiento del mecanismo de transmisión gira-

torio 32 (por equipos no ilustrados) hace girar al vástago hueco 30 que a su vez hace girar al tubo de perforación 28 y al trépano 24. El vástago hueco 30 es sostenido por el gancho por medio de un pivote 34.

Posicionado próximo a la entrada al pozo de sondeo 14 hay un equipo de circulación de fluido de perforación convencional 40 que hace circular al fluido de perforación, al que se denomina comúnmente lodo, hacia el pozo de sondeo 14. El lodo se hace circular hacia abajo a través del tubo de perforación 28 durante la perforación, sale a través de los surtidores del trépano 24 hacia la corona circular y retorna pozo arriba donde es recibido por el equipo 40. El equipo de circulación 40 incluye una bomba de lodo 42 acoplada para recibir el lodo de un pozo de lodo 44 por medio de un tramo de tubería 46. Un amortiguador de golpes de ariete 48 está acoplado al extremo de salida de la bomba de lodo 42 para remover los golpes de ariete o sobrepresiones en el flujo del lodo desde la bomba 42, por lo cual suministra un flujo continuo de lodo en su orificio de salida 50. Una tubería de lodo 52 acopla al orificio de salida 50 del amortiguador de golpes de ariete al vástago hueco 30 por medio del cuello de cisne 54 acoplado al pivote 34.

El lodo que retorna desde abajo del pozo sale próximo a la boca del pozo de sondeo 14 desde una abertura en una tubería de revestimiento 56 que provee un pasaje de flu-

jo 58 entre las paredes del pozo de sondeo 14, y el tubo de perforación 28. Una tubería de retorno de lodo 60 transfiere al lodo de retorno desde la abertura en la tubería 56 hacia el pozo de lodo 44 para su recirculación.

El dispositivo de medición durante la perforación 12 incluye una unidad de generación de señales acústicas en el interior del pozo 68 y un dispositivo de recepción y decodificación de datos en la superficie 70. La unidad de generación de señal acústica 68 detecta las condiciones dentro del pozo de sondeo e imparte señales acústicas codificadas al fluido de perforación. La señal acústica es transmitida por el fluido de perforación al equipo receptor y decodificador de superficie 70 para su procesamiento y representación.

Con este fin, el equipo de recepción y decodificación 70 incluye un procesador de señales 72 y una unidad de registro y representación 74. El procesador 72 está acoplado por una línea 76 y un transductor de presión 78 a las líneas de lodo 52. La señal acústica codificada transmitida a la superficie por el fluido de perforación es controlada por el transductor 78 que a su vez genera señales eléctricas hacia el procesador 72. Estas señales eléctricas son decodificadas en información significativa que representa las condiciones interiores del pozo; y la información decodificada es registrada y representada por la unidad 74.

Un tipo de equipo de recepción y decodificación de

datos de superficie de esta clase 70 es descripto en la patente estadounidense No. 3.886.495 a nombre de Sexton y otros, emitida el 27 de mayo de 1975, titulada "Uphole Receiver for Logging-While-Drilling System", que se incorpora a esta memoria como referencia.

La unidad de generación de señal acústica de pozo de sondeo 68 es sostenida dentro de uno de los collares de perforación dentro del pozo 26 mediante un mecanismo de suspensión 79 y generalmente incluye un modulador 80 a través del cual pasa por lo menos parte del flujo del lodo. El modulador 80 es excitado controlablemente para interrumpir selectivamente el flujo de fluido de perforación para con ello impartir la señal acústica al lodo. Se provee un cartucho 82 para detectar las diversas condiciones dentro del pozo y para excitar al modulador 80 en la forma correspondiente. La unidad generadora 68 también incluye una fuente de energía 84 para energizar al cartucho 82. Una pluralidad de centralizadores 85 está provista para posicionar al modulador 80, al cartucho 82 y a la fuente 84 centralmente dentro del collar 26.

La fuente de potencia 84 es actualmente bien conocida en el arte e incluye una turbina 86 posicionada dentro del flujo del fluido de perforación para impulsar el rotor de un alternador 88. Un regulador de tensión 90 regula la tensión de salida del alternador 88 a un valor correcto para

ser usado por el cartucho 82.

El modulador 80 también es actualmente bien conocido en el arte. Incluye un miembro movable en forma de un rotor 92 que está montado giratoriamente sobre un estator 94. Por lo menos parte del flujo del lodo pasa a través de las aberturas en el rotor 92 y en el estator 94, y la rotación del rotor interrumpe selectivamente el flujo de fluido de perforación cuando las aberturas están desalineadas, impartiendo con ello la señal acústica al fluido de perforación. El rotor 92 está acoplado a una articulación de transmisión de reducción de engranaje 96 que impulsa al rotor. El cartucho 82 está conectado operativamente a la articulación 96 para hacer girar al rotor 92 a velocidades que producen una señal acústica en el fluido de perforación teniendo (1) una frecuencia portadora sustancialmente constante que define un valor de fase de referencia, y (2) una variación de fase producida selectivamente en relación con el valor de fase de referencia en la frecuencia portadora. La variación de fase es indicativa de los valores de datos codificados que representan las condiciones medidas dentro del pozo. En la modalidad de realización preferida la articulación de transmisión 96 y los diseños del rotor 92 y el estator 94 se seleccionan para generar 1/5 de un ciclo de portadora en la señal acústica para cada revolución del motor 102.

Un modulador apropiado 80 es ilustrado y descrip-

to en detalle en la patente estadounidense No. 3.764.970 a nombre de Manning, que ha sido cedida al solicitante de la presente invención. Otros moduladores apropiados 80 se describen en las patentes ya mencionadas, a nombre de Patton y Godben, así como en "Logging-While-Drilling Tool" por Patton y otros, patente estadounidense No. 3.792.429, emitida el 8 de noviembre de 1973, todas las cuales se incorporan a esta memoria como referencia.

Haciendo ahora referencia al cartucho 82, el mismo incluye uno o más detectores 100 y circuitos de codificación de datos asociados 101 para medir las condiciones dentro del pozo y generar señales de datos codificadas representativas de los mismos. Por ejemplo, se pueden proveer detectores 11 para controlar los parámetros de perforación tales como la dirección de la perforación (áзимut de la desviación de la perforación), peso sobre taladro, par torsor, etc. Los detectores 100 pueden ser provistos para controlar los parámetros de seguridad como por ejemplo para detectar zonas de sobrepresión (mediciones de resistividad) y características de entrada de fluido, midiendo la temperatura del lodo de perforación dentro de la corona circular 58. Además se pueden proveer detectores de radiaciones tales como detectores sensibles a los rayos gamma para discriminar entre esquistos y arena y para correlación de la profundidad.

Los circuitos de codificación de datos 101 son

convencionales e incluyen una disposición multiplex para codificar las señales de los detectores en binario y luego transmitir las seriadamente por una línea de datos. Un dispositivo codificador multiplex apropiado se revela en detalle en la patente estadounidense de Sexton y otros No. 3.820.063 ya mencionada que se incorpora a esta memoria como referencia. El cartucho 82 también incluye un motor 102 acoplado a la articulación 96, y circuitos de control de motor 104 para controlar la velocidad del motor 102 para hacer girar al rotor 92 del modulador 80 en las velocidades correctas para efectuar la modulación de señal acústica deseada. El motor 102 es un motor de inducción de corriente alterna de dos fases convencional que en la modalidad preferida de realización, es impulsado a 60 Hz por los circuitos del motor 102. El empleo de un motor de inducción para el motor 102 no es crítico, pues son apropiados otros tipos de motores, tales como un servomotor de corriente continua.

Los circuitos de control de motor 104 se ilustran relacionados con el motor 102, con los detectores 100 y los circuitos de codificación 101, y con el modulador 80 en la figura 2. Los circuitos de control de motor 104 incluyen circuitos (1) para mantener la frecuencia de la portadora sustancialmente constante de la señal acústica transmitida en el lodo de perforación en la fase correcta y (2) para cambiar la frecuencia de la señal acústica y hacerla volver a la frecuencia

— frecuencia de la portadora para con ello cambiar la fase de la misma en un valor predeterminado tan rápidamente como es posible en respuesta a los datos codificados. En las modalidades de realización preferidas en la que los datos de los detectores 100 son codificados en binario, el cambio de fase es de 180° .

Los circuitos de control del motor 104 incluyen un circuito conmutador de motor 110, tal como un inversor cc-ca, para suministrar potencia bifásica al motor bifásico 102.

Un generador de señal de fase 112 y un circuito oscilador controlado por tensión (VCO) 114 son provistos para generar en el circuito conmutador de motor 110 un par de señales de fase ϕA , ϕB y sus complementos $\overline{\phi A}$, $\overline{\phi B}$. Las señales de fase están 90° fuera de fase una de otra. El circuito oscilador de control de tensión 114 es convencional, y el generador de señal de fase 112 incluye circuitos convencionales para generar aproximadamente el 50% de forma de ondas de ciclo de servicio y sus complementos. En la modalidad de realización preferida el circuito (VCO) 114 funciona a ligeramente más de 240 Hertz durante la operación de frecuencia de portadora. Esta frecuencia significa un "resbalamiento" inherente del motor de inducción 102 y provee un factor de multiplicación de frecuencia de 4, necesario para que el generador de señal de fase 112 provea las señales de fase ϕA , ϕB

en la frecuencia deseada de 60 Hertz. Para comodidad de la descripción, se supondrá en adelante que el resbalamiento del motor es despreciable.

En la modalidad de realización preferida los circuitos para mantener la frecuencia de portadora y la fase de la señal acústica en ausencia de señales de datos seleccionados, en combinación con el circuito conmutador de motor 110 el generador de señal de fase 112 y el circuito oscilador de control de tensión 114, ventajosamente implementa un circuito de bucle con enganche de fase.

El circuito de mantenimiento de fase en frecuencia incluye un taquímetro 120 acoplado al motor 102 para producir una serie de impulsos cuya velocidad de repetición es indicativa de la frecuencia a la cual es excitado el motor 102. En la modalidad preferida el taquímetro 120 es seleccionado para generar 3 ciclos por revolución de motor. Esta relación en combinación con el diseño del modulador 80, el diseño de la articulación de transmisión 96 y la velocidad de 60 Hz del motor 102, da como resultado la generación de una señal acústica dentro del lodo de perforación que tiene una frecuencia portadora de 12 Hz y la generación de una señal de salida de taquímetro (WT) tiene una frecuencia de 360 Hz.

Un circuito de acondicionamiento de señal de taquímetro 122 está acoplado a la salida del taquímetro 120 para proveer una señal de frecuencia de bucle de frecuencia re

lativamente baja, ω_L , y una señal de frecuencia de motor de frecuencia relativamente alta ω_M . Por ejemplo la señal de frecuencia de bucle ω_L es producida a una frecuencia de 24 Hz y la señal de frecuencia de motor ω_M es producida a una frecuencia de 720 Hz cuando el motor está funcionando a 60 Hz. El circuito de acondicionamiento 122 está implementado convencionalmente con el uso de circuitos de cruce por cero y circuitos de multiplicación/división de frecuencia.

Completando los circuitos de bucle de enganche de fase hay un circuito detector de fase 124. El circuito detector de fase 124 es sensible a la señal de frecuencia de bucle ω_L , y a una señal de frecuencia de referencia de bucle de 24 Hertz ω_{LF} para generar selectivamente una señal de control VCO sobre una línea 126 que está acoplada operativamente al circuito VCO 114 por medio de un conmutador de bucle 128. El detector de fase 129 es convencional y puede incluir un flip-flop (no ilustrado) sensible a las señales ω_L ,

ω_{LF} y un filtro de paso bajo (no ilustrado) acoplado a la salida del flip-flop. La salida del detector 124 genera la señal de control VCO en función de la diferencia por ciclo de bucle entre las señales ω_L y ω_{LF} que será indicativa de que el motor 102 se desvía de la frecuencia o fase de portadora. En respuesta a la señal de control en la línea 126, el circuito VCO 114 cambia la frecuencia de excitación suministrada al motor 102 por vía del inversor 110 para retornar

al motor a, y mantenerlo en, enganche de fase y frecuencia.

La patente estadounidense de Sexton y otros No. 3.820.063 ilustra y describe otro circuito de bucle de enganche de fase que funciona sobre principios similares.

Los circuitos para cambiar la velocidad del motor 102 para con esto cambiar la fase de la señal acústica en respuesta a los datos de los detectores 100 están implementados digitalmente en la modalidad de realización ilustrada y preferida. La implementación digital efectúa un cambio de frecuencia y fase en la señal acústica rápidamente pero en una forma extremadamente exacta. El tamaño del paquete para los circuitos de control del motor ha sido reducido sobre el de los sistemas analógicos previamente propuestos debido a la implementación digital, y se logra una confiabilidad en amplios márgenes ambientales. Sin embargo, la invención también es implementada apropiadamente en dispositivos analógicos si así se desea.

Como se describirá, los circuitos para cambiar la velocidad del motor funcionan inicialmente para desacelerar la velocidad del motor 102 y luego acelerarlo para acumular el total de cambios de fase de 180° . Aunque una secuencia de aceleración/desaceleración es operable, la secuencia de desaceleración/aceleración da como resultado que el motor 102 funcione en un alto margen de par torsor y de esta manera en la modulación de la señal acústica más pronosticable y en un

período de tiempo más corto.

Los circuitos de cambio de velocidad hacen funcionar al interruptor 128 y a un conjunto de interruptores de aceleración y desaceleración 130, 132 que controlan respectivamente la entrada de tensión al circuito VCO 114. En la modalidad de realización ilustrada, el interruptor de aceleración 130 tiene un terminal conectado comúnmente a la entrada del circuito VCO 114 y a un terminal del interruptor de bucle 128. Tiene su otro terminal acoplado comúnmente a una red productora de tensión de rampa y al interruptor de desaceleración 132 por vía de un resistor R1. La tensión de rampa no necesita ser limitada a una tensión linealmente cambiante. Por ejemplo puede cambiar sustancialmente en forma exponencial con el tiempo. Como se ilustra, un circuito de temporización RC que comprende la conexión en serie de un resistor R2 y capacitor C entre una tensión V_1 y masa del circuito produce una tensión de margen exponencialmente creciente. Por consiguiente, cuando se abre el interruptor de bucle 128, el interruptor de aceleración 130 está en la posición cerrada y el interruptor de desaceleración está abierto, la entrada al circuito VCO es una tensión de rampa, efectuando una salida desde el circuito VCO 114 que aumenta con el tiempo y efectúa así la aceleración del motor, que aumenta en función del tiempo. Esto asegura que se realice el cambio de fase en la señal acústica con la mayor rapidez posible.

El interruptor de desaceleración 132 tiene un terminal conectado comúnmente al resistor R1 y así al interruptor 130. Tiene su otro terminal conectado a la masa del circuito. Cuando el interruptor de aceleración 130 está cerrado y el interruptor de desaceleración 132 está en la posición cerrada, el capacitor C, que ha sido descargado a través del resistor R1 a la masa del circuito cerrando el interruptor 132, permanece descargado. En la modalidad preferida de realización, al cerrar el interruptor 130 el capacitor descarga C produce un nivel de tensión en la entrada del circuito VCO 114 que hace que la salida del circuito VCO 114 descienda escalonadamente hasta aproximadamente 180 Hz de su frecuencia de portadora que en los demás aspectos es constante produciendo la salida de aproximadamente 240 Hz.

Los circuitos de cambio de velocidad incluyen un acumulador de fase de objetivo 140, un detector de frecuencia de motor 142 y un circuito lógico de control 144. En respuesta a señales de entrada del acumulador de fase de objetivo 140 y desde el detector de frecuencia de motor 142, el circuito de lógica control 144, genera un conjunto de señales de control, \bar{X} , X y \bar{Z} sobre un conjunto de líneas 145, 146, 147 a los interruptores 128, 130, 132 respectivamente. Estas señales son generadas en una secuencia, iniciada apropiadamente por datos proveniente de los detectores 100, la cual: (1) abre inicialmente el interruptor de bucle 128 para

retirar el control de bucle de enganche de fase; (2) cierra el interruptor de aceleración 130 (habiendo ya sido cerrado el interruptor de desaceleración 132) para hacer alimentar un nivel de baja tensión al circuito VCO 114 para con ello causar la rápida desaceleración del motor 102, y cambiar así la frecuencia de la señal acústica aproximadamente 180 Hz; (3) abrir el interruptor de desaceleración 132 mientras se deja cerrado el interruptor de aceleración 130 para comenzar la aceleración de la velocidad del motor 102 retornando a la velocidad de producción de frecuencia de portadora; y (4) posteriormente abrir el interruptor de aceleración 130 y cerrar el interruptor de bucle 128 para devolver el control del motor 102 al bucle de enganche de fase cuando la velocidad que produce la frecuencia de la portadora ha sido lograda por el motor 102.

En más detalle y haciendo referencia a las formas de onda ilustradas en la figura 4 el acumulador de fase de objetivo 140 genera una señal de control TPA en la línea 148 en un período de tiempo, denominado período integrador IP, correspondiente a la acumulación de una magnitud predefinida de cambio de fase, después de una señal de temporización de arranque de transición (en adelante TS) que ha sido generada en una línea 149. Al comienzo de un período integrador, IP, el circuito de control de lógica 144 es accionado para generar las señales de control X , \bar{X} y \bar{Z} para abrir el

interrupción de bucle 128 y cerrar el interruptor de aceleración 130 y para mantener el cierre del interruptor de desaceleración 132, causando con ello la desaceleración del motor 102.

En efecto, el acumulador de fase de objetivo 140 es un circuito integrador diferencial. Durante el período integrador, el acumulador de fase de objetivo 140 está integrando efectivamente la diferencia entre una señal de frecuencia de referencia de motor 720 Hertz, ω_{MR} , en una línea 150 y la señal de frecuencia de motor, ω_M , en una línea 132. En la modalidad de realización ilustrada, las señales ω_M y ω_R están integradas. La diferencia entre estas señales integradas produce una indicación de la magnitud de fase que se está acumulando debido a cambios de velocidad del motor 102. Cuando la diferencia entre los valores integrados de las señales en las líneas 150, 152 llega a un valor predeterminado debido a la desaceleración de la velocidad del motor, el acumulador de fase de objetivo 140 genera la señal TPA en la línea 146, haciendo que el circuito de lógica de control 144 haga abrir el interruptor 132. Esto permite el comienzo de la rápida aceleración de la velocidad del motor retornando a la velocidad que produce la frecuencia de la portadora.

Como se indica precedentemente para la modalidad de realización ilustrada, la señal de frecuencia de referencia del motor ω_{MR} en la línea 150 es una señal 720 Hz. Esto

da como resultado que se produzcan 60 ciclos de señal de frecuencia de referencia del motor para cada ciclo de la frecuencia de portadora de 12 Hz. Por consiguiente 30 ciclos de la señal ω_{MR} corresponde a 180° de fase de la portadora de 12 Hz.

Puesto que se requiere un tiempo finito para retornar la velocidad del motor a 60 Hz, la variación de fase adicional a la efectuada por la desaceleración es acumulada durante el retorno. Con una carga típica sobre el motor, se ha determinado que se acumulan aproximadamente 65° de cambio de fase de portadora en el proceso del retorno de la velocidad del motor 102 desde la frecuencia de 45 Hz a la velocidad que produce la frecuencia de portadora de 60 Hz. Por consiguiente es necesario acumular 115° de variación de fase en el acumulador de fase de objetivo 140 antes de la generación de la señal TPA y así del comienzo de la aceleración de la velocidad del motor en retorno a los 60 Hz. Puesto que 30 ciclos de la señal ω_{MR} corresponden a 180° de variación de fase de portadora, el acumulador de fase de objetivo 140 necesita acumular

$115/180 \times 30 = 19$ ciclos o cuentas E C N. 1 como diferencia entre las señales integradas ω_M e integrada ω_{MR} . El cálculo en la ECN. 1 está condicionado a la relación lineal característica entre la pérdida de fase y la ganancia de fase de la señal acústica en función del cambio de la se-

— Señal de frecuencia del motor ω_M .

La magnitud de la fase adicional acumulada debido al retorno de la velocidad del motor varía con la carga del motor. Sin embargo, debido a que los circuitos de mantenimiento de fase y frecuencia funcionan con entradas al doble de la frecuencia de portadora de 12 Hz, actúa para arrastrar la velocidad del motor a engancharse a 180° de variación de fase aún cuando los circuitos de cambio de fase dan como resultado un margen de 91 - 269° de variación de fase. También como se describirá subsiguientemente, el valor objetivo de 115° de variación de fase puede ser actualizado y modificado de acuerdo a las condiciones de carga sobre el motor 102. Esta actualización permite que los circuitos de cambio de frecuencia efectúen casi la magnitud precisa de cambio de fase deseada cuando hacen volver la velocidad del motor de nuevo sustancialmente a la velocidad de producción de frecuencia de portadora, momento en el cual devuelve el control a los circuitos de mantenimiento de fase y frecuencia. Esto minimiza el período de tiempo requerido para que el circuito de bucle de enganche de fase establezca precisamente la magnitud predeterminada de cambio de fase en la señal acústica en la frecuencia de portadora.

En la modalidad de realización ilustrada para proporveer la integración diferencial el acumulador de fase de objetivo 140 incluye un par de circuitos acumuladores digita-

les en forma de un contador de frecuencia de motor 154 y un contador de frecuencia de referencia de taquímetro 156. El contador de frecuencia de motor 154 es prefijable a un valor indicativo de una magnitud deseada de pérdida de fase (es decir, el valor objetivo de 115°) debido a la desaceleración del motor durante el período de integración. En la modalidad preferida de realización el contador 154 es prefijado o actualizado después de cada codificación mediante un circuito de compensación de objetivo 157 para ajustar el valor objetivo de acuerdo a las condiciones de carga sobre el motor 102. Para los fines de simplificar la descripción del acumulador de fase de objetivo, se supondrá que el circuito de compensación de objetivo 157 mantiene el valor objetivo de 115° ; es decir, que no ocurren cambios en la carga del motor 102.

El acumulador de fase de objetivo 140 también incluye un comparador digital 158. El comparador digital 158 está acoplado a las salidas de los contadores 154, 156 y determina cuando el contador de frecuencia de referencia de taquímetro 156 ha sido incrementado por un valor de 19 más que el contador de frecuencia de motor 154. Al realizarse esta condición, el comparador 158 genera la señal TPA al circuito de lógica de control de motor 144, indicando que el valor objetivo de 115° de cambio de fase, ha sido acumulado.

El detector de frecuencia de motor 142 y el circuito de lógica de control 144, como se ilustra en detalle

en la figura 3, efectúan la aceleración de la velocidad del motor 102 en retorno a la velocidad de producción de frecuencia de portadora de 60 Hz. El detector 142 comprende un integrador digital que incluye un par de contadores prefijables 160, 162 que están acoplados a la salida de un flip-flop R/S 164. El flip-flop R/S 164 tiene su entrada de reloj acoplada a la línea 152 para recibir la señal de frecuencia del motor ω_M y generar una señal ENABLE a través de un par de compuertas 166, 168 a los contadores 160, 162 por medio de una línea 170. La señal ENABLE en la línea 170 es generada ante la ausencia de la señal de control \bar{Z} en la línea 147 al terminal de reposición del flip-flop R/S 164. La señal de control \bar{Z} en la línea 147 es eliminada por el circuito de lógica de control 144 ante la generación de la señal TPA (en el final de período de integración IP) en la línea 148 para el acumulador de fase de objetivo 140.

Debido a que el motor 102 ha sido desacelerado hasta una velocidad inferior a 60 Hz en el momento que ocurre la señal TPA, el período de señal de frecuencia del motor ω_M es más prolongado que el normal. La finalidad de los contadores prefijados 160, 162 es determinar cuándo la señal de frecuencia del motor ω_M es indicadora de que la velocidad ha sido acelerada en retorno a 60 Hz después de la generación de la señal TPA. Con esta finalidad los contadores 160, 162 tienen líneas prefijadas (no ilustradas) que determinan

el número de cuentas de los contadores 160, 162 que alcanzarán cuando el período de la señal ω_M es correcto para el funcionamiento a 60 Hz. Los contadores 160, 162 también son sensibles a la señal de referencia de alta frecuencia 24 kHz en una línea 170 que provee una señal de reloj de alta frecuencia a los contadores para incrementarlos. Los contadores 160, 162 son prefijados al valor que produce una señal MFD a ser generada en una línea 174 en todo momento en que la señal de referencia 24 kHz en la línea 172 hace acumular el número de cuentas por los contadores 160, 162 de manera que exceda el valor prefijado. El período de la señal ENABLE en la línea 170 disminuye con el tiempo debido a la aceleración del motor. Eventualmente la señal MFD en la línea 174 no es generada por un período dado de la señal ENABLE. Ante esta condición el motor 102 funciona una vez más a la velocidad productora de la frecuencia de portadora.

Se comprenderá mejor el funcionamiento del detector de frecuencia del motor 142 al considerar el circuito de lógica de control 144 como se ilustra en la figura 3. El circuito de lógica de control 144 incluye 3 flip-flops R/S 180, 182, 184 y una compuerta No-Y (NAND) 186. Los flip-flops 180, 184 generan una señal \bar{Y} en una línea 187 y las señales X y \bar{X} en las líneas 146, 145. La compuerta 186 está acoplada a las líneas 146, 187 para generar la señal \bar{Z} en la línea 147 en función de las señales X e \bar{Y} .

Los flip-flops 180, 184 son sensibles a la señal de tiempo TS en la línea 146 y son fijados al producirse datos de un estado lógico predeterminado según lo detectan los detectores 100. La fijación del flip-flop 184 hace generar un 1 lógico y un 0 lógico como señales X y \bar{X} , por lo cual cierran y abren los interruptores de aceleración y bucle, 130, 128 respectivamente. El flip-flop 180 genera un 0 lógico como la señal \bar{Y} en la línea 187 al ser fijada por la señal TS. La señal \bar{Y} es entonces acoplada a la compuerta 186 para generar un estado de 0 lógico de la señal \bar{Z} . Al producirse la señal TPA al final del período de integración IP la señal TPA en la línea 148 da un impulso de reloj al flip-flop 180, cambiando la señal \bar{Y} a un 1 lógico. Durante este intervalo, la señal \bar{Z} ha mantenido al interruptor de desaceleración 132 cerrado y ha deshabilitado las operaciones del flip-flop 182 por vía de la entrada de reposición.

Recapitulando, al generarse la señal de temporización TS, o sea en el comienzo del período de integración IP, las señales X, \bar{X} y \bar{Z} han cerrado respectivamente al interruptor 130, abierto al interruptor 128 y mantenido el cierre del interruptor 132, causando la desaceleración del motor 102.

Al final del período de integración cuando el acumulador de fase de objetivo 140 ha indicado que se acumularon los 115° de fase deseados, como se indica por la señal TPA en la línea 148, el flip-flop 180 cambia de estado. Esto

es resultado de que se aplique un 0 lógico a su entrada de datos y se aplique la señal TPA a la entrada de reloj. Este cambio de estado genera un 1 lógico como la señal \bar{Y} en la línea 187, haciendo generar un 0 lógico en la línea 147 como señal \bar{Z} . Esto abre el conmutador de desaceleración 132, finalizando la fase de desaceleración del cambio de motor y comenzando el cambio de aceleración.

Haciendo ahora referencia al detector de frecuencia de motor 142, como es ilustrado también en detalle en la figura 3, cuando la señal \bar{Z} en la línea 147 cambia a un 0 lógico, los flip-flops 164, 182 quedan sin enganche. Un 1 lógico aplicado a la entrada de datos del flip-flop 164 es luego impulsado por reloj dentro del mismo por la señal de frecuencia de motor ω_M , produciendo un cero lógico en una entrada de la compuerta 166. Otra entrada de la compuerta 166 recibe la señal ω_M en la línea 152. Las compuertas 166, 168 generan por ello la señal ENABLE en la línea 170 a los contadores 160, 162 para prefijarlos al comienzo de cada ciclo de la señal ω_M . Los contadores comienzan entonces a contar a una velocidad de 24 kHz, según lo determina la señal de 24 kHz en una línea 172.

Al final de la señal ENABLE, es decir, al final de un ciclo de la señal de frecuencia de motor ω_M , si se ha producido un acarreo fuera del contador 162, es decir, si se ha generado un cero lógico en la línea 174 como la señal MFD,

el flip-flop 182 permanece en el estado de reposición (habiendo sido colocado en el estado de reposición por la señal \bar{Z} en la línea 147 ante la producción de la señal X que va al estado de cero lógico, indicando el fin de la modulación). Solamente ante la condición de que se provea un 1 lógico en la línea 174 al flip-flop 182 cuando se produce una señal ENABLE de 1 lógico se proveerá una señal de reloj por vía de una línea 188 al flip-flop 184. A menos que se provea una señal de reloj por vía de la línea 188, el flip-flop 184 mantiene las señales X y \bar{X} en los estados de 1 lógico, cero lógico, según lo fijado respectivamente por las señales de tiempo TS.

Cuando los contadores 160, 162 indican que el período de la señal ENABLE, es decir el período de un ciclo de la señal de frecuencia de motor ω_M ha sido reducido a un valor correspondiente a una frecuencia de motor de 60 Hz, no se producirá acarreo del contador 162. El 1 lógico necesario para cambiar el estado del flip-flop 182 es generado a consecuencia de esto. Esto provee una señal de reloj a, y cambia el estado de, el flip-flop 184, lo que a su vez cambia los estados de las señales X y \bar{X} , cerrando con ello el conmutador de bucle 128 y abriendo el conmutador de aceleración 130.

Con el fin de simplificar la descripción de los circuitos de mantenimiento de fase y frecuencia y de los circuitos de mantenimiento de frecuencia de portadora, hasta ahora

ra se ha supuesto que el circuito de compensación de objetivo 157 ha estado manteniendo el valor de objetivo del acumulador de fase de objetivo 140 a una constante de 115° de fase. Esto corresponde a la ausencia de cambios en la carga sobre el motor 102. Durante las reales operaciones de perforación de pozo, sin embargo, hay cambios de carga sobre el motor 102. Estos cambios de carga son cuasi-estáticos por cuanto generalmente cambian sólo muy lentamente con el tiempo. El circuito de compensación de objetivo 157 detecta estos cambios en la carga sobre el motor 102 y ajusta la prefijación del acumulador de fase de objetivo 140, es decir el valor de objetivo identificado hasta ahora como de 115° , para hacer que la variación de fase total provista por la desaceleración en primer lugar y luego la aceleración del motor durante la codificación sea la magnitud total deseada. Debido a que el circuito de compensación funciona continuamente, no es necesario un conocimiento previo de las condiciones de carga sobre el motor 102.

Haciendo ahora referencia a la figura 5, el circuito de compensación de objetivo 157 incluye un circuito de corrección de objetivo 190 y un acumulador de fase de fin de transición (EOT) 192. El acumulador de fase EOT 192 computa la magnitud total de fase acumulada durante cada codificación, es decir, aquella que es causada por la desaceleración y aceleración del motor 102, y genera una señal EOT en una

línea 194 al circuito de corrección de objetivo 190 cuando se ha acumulado la deseada variación de fase total para la codificación. En la modalidad de realización ilustrada y preferida, esta variación de fase es de 180° para los datos codificados en binario. El circuito de corrección de objetivo 190 es sensible a la señal EOT y ajusta el valor prefijado del acumulador de fase de objetivo 140 por vía de una línea 195 de acuerdo a si ha sido acumulado más o menos 180° de fase por el acumulador 192.

El acumulador de fase EOT 192 es en efecto otro circuito integrador diferencial similar al implementado para el acumulador de fase de objetivo 140. El acumulador 192 genera la señal EOT cuando la diferencia entre la señal de frecuencia de referencia de motor integrada ω_{MR} y la señal de frecuencia de motor ω_M excede un valor predeterminado correspondiente a la magnitud deseada de cambio de fase. En la modalidad de realización ilustrada y preferida, el circuito integrador diferencial incluye un contador de referencia 196, un contador taquímetro 198 y un comparador 200.

El contador de referencia 196 es sensible a la señal de frecuencia de referencia del motor ω_{MR} en la línea 150 y a la señal de tiempo TS en la línea 149 para generar una señal de frecuencia de referencia de motor integrada en una línea 202 al comparador 200. La señal de frecuencia de referencia de motor integrada es indicadora del valor de la

frecuencia de portadora integrada durante el período de tiempo que comienza al ocurrir la señal TS, es decir, al producirse los datos seleccionados de los circuitos de codificación 101. La señal de tiempo TS reestablece el contador 196 al comienzo de cada período de integración IP.

El contador taquímetro 198 es sensible a la señal de frecuencia del motor ω_M y a la señal de tiempo TS para producir una señal de frecuencia de motor integrada en una línea 204. La señal de frecuencia de motor integrada ω_M es indicadora del valor de la velocidad de motor instantánea integrada durante el período de integración IP que comienza al producirse cada señal de tiempo TS. De manera similar al contador de referencia 196, el contador taquímetro 198 es restablecido por la señal TS. Aunque no se ilustra, el contador taquímetro 198 es un contador programable y tiene entradas de programación fijadas a un valor correspondiente a una variación de fase de 180° . De acuerdo con lo descrito, este valor es una cuenta de 30. La prefijación del contador de taquímetro 198 permite que se indique una diferencia de fase de 180° cuando las señales integradas en las líneas 202, 204 logran el mismo valor digital.

El comparador 200 está acoplado a las líneas 202, 204 para detectar cuándo los valores digitales de las señales integradas desde los contadores 196, 198 se hacen iguales. Esto indica que se han acumulado 180° de fase en la se-

nal acústica debido a la operación de los circuitos cambiadores de frecuencia. Un circuito de cerrojo (no ilustrado) está acoplado a la salida del comparador 200. A condición de que los valores digitales se hagan iguales, el comparador 200 fija el circuito de enganche para generar la EOT en la línea 194. El circuito de enganche es restablecido por la señal de tiempo TS.

El circuito de corrección de objetivo 190 incluye un contador prefijado 210, un generador de impulsos de corrección 212, lógica de manejo 214, y un generador de impulsos de error 216. El circuito de corrección de objetivo 190 es sensible a la señal EOT en la línea 194 y a la señal \bar{X} en la línea 145 para generar una señal en la línea 195 que actualiza el valor prefijado del contador de frecuencia de motor 154 en el acumulador de fase de objetivo 140 de acuerdo con el hecho de si se acumuló más o menos de 180 grados de variación de fase durante la codificación. Por consiguiente, la compensación de carga de motor para una codificación se basa en una codificación previa, o expresado de otro modo, la corrección para la carga de motor durante una codificación dada es compensación para la codificación que ocurra a continuación.

El contador prefijado 210 es un contador ascendente/descendente convencional implementado con el uso de un par de contadores ascendentes/descendentes de cuatro bits conec-

tados en serie. El contador prefijado 210 recibe un impulso de reloj en una línea 217 del generador de impulsos de corrección 212 cada vez que la variación de fase acumulada total durante una codificación difiere en más de un valor predeterminado del valor objetivo de 180 grados. En la modalidad de realización ilustrada, como cada cuenta del contador de frecuencia de motor 154 corresponde a 6 grados de variación de fase acumulada, cada impulso CP generado hacia el contador prefijado 201 incrementa o disminuye el valor de objetivo del contador de frecuencia de motor 154 en 6 grados. El hecho de que el contador 210 aumente o disminuya en valor depende del impulso de manejo SP generado en una línea 220 desde la lógica de manejo ascendente/descendente 214.

El generador de impulsos de corrección 212 incluye un par de contadores binarios de cuatro bits conectados en serie que son reposicionados por la señal de tiempo TS. Los contadores son sensibles a una señal de frecuencia de referencia de compensación de objetivo ω_{TC} en una línea 222 y a un impulso de error, EP desde el generador de impulsos de error 216. Cuando el impulso de error EP es de una duración suficiente de acuerdo con la frecuencia de la señal ω_{TC} , se genera un impulso desde la salida de los contadores para proveer el impulso de reloj CP al contador prefijado 210. El impulso CP también es acoplado a los contadores en el generador 212 para reposicionarlos. Por consiguiente, eligiendo

cualquiera de las diversas frecuencias para la señal ω_{TC} , la magnitud de sobreimpulso o infraimpulso de variación de fase acumulada que dispara el ajuste del valor de objetivo del contador prefijado 210 es ajustable. En la modalidad preferida de realización se usa una frecuencia de aproximadamente 380 Hz para la señal de frecuencia de referencia de compensación de objetivo ω_{TC} .

El generador de impulsos de error 216 es sensible a la señal \bar{X} en la línea 145 y a la señal EOT en la línea 194. En la modalidad preferida de realización el generador 216 es un circuito EXCLUSIVE-OR para producir la señal EP que tiene un ancho de pulso indicativo de la diferencia de tiempo entre el retorno del control a los circuitos de mantenimiento de fase y frecuencia (como lo indica el cambio de estado de la señal \bar{X}) y el logro de la fase total de 180 grados (como lo indica la señal EOT). La diferencia de tiempo se transforma en un número específico de grados de variación de fase que o supera o es inferior al valor objetivo de 180 grados.

La lógica de manejo ascendente/descendente 214 es sensible a la señal EOT en la línea 194 y a la señal \bar{X} en la línea 145 para generar la señal SP en la línea 220. La lógica de manejo ascendente/descendente en la modalidad preferida de realización es un flip-flop RS que posee su terminal de reloj acoplado para recibir la señal \bar{X} , teniendo un 1 lógico

impreso sobre su terminal de entrada de datos y que es restablecido por la señal EOT. Por consiguiente, la señal SP en la línea 220 es generada como un 1 lógico o un 0 lógico, dependiendo de cuál de las señales \bar{X} o EOT se produjo primero, por lo cual se indica si el control ha sido devuelto al circuito de mantenimiento de fase y frecuencia, es decir, al bloque de enganche de fase, antes o después de haberse acumulado los 180 grados de fase.

Haciendo nuevamente referencia a la figura 2 la señal de tiempo TS es producida de manera convencional por un circuito de arranque de transición 230. El circuito de arranque de transición 230 genera un impulso como señal de tiempo TS al producirse datos de un estado lógico predeterminado detectados por los detectores 100 y codificados por los circuitos de codificación 101. En la modalidad de realización ilustrada y preferida, los circuitos de codificación 101 codifican los datos de los detectores 100 en binario y el circuito de arranque de transición 230 detecta cuándo se ha codificado una señal de 1 lógico por el circuito de codificación 101 y genera la señal de tiempo TS en consecuencia.

El circuito de arranque de transición 230 es descrito apropiadamente en la patente estadounidense número 2.820.063 de Sexton y otros ya mencionada, que ha sido incorporada previamente como referencia.

Como se describe precedentemente, resultará así

evidente que la detección de velocidad del motor durante la codificación, tomada en forma individual o en combinación con la combinación de carga del motor, es un auxiliar sobresaliente en la reducción de las inexactitudes de los equipos y/o en el aumento de la velocidad de la transmisión de datos.

Aunque se ha descrito una modalidad preferida de realización con un cúmulo sustancial de detalles, se entiende que lo específico ha sido solamente para dar ejemplo. Numerosos cambios y modificaciones a los circuitos y al aparato resultarán evidentes, sin apartarse del espíritu y el alcance de la invención.

**POOR
QUALITY**

REIVINDICACIONES

5 Los puntos de invención propia y nueva que se presentan para que sean objeto de esta solicitud de Patente de Invención en España, por VEINTE años, son los que se recogen en las reivindicaciones siguientes:

10 1ª.- Un método para medición durante la perforación para cambiar momentáneamente la velocidad de un generador de señal acústica excitado por motor desde un régimen normalmente constante que provee una señal de frecuencia de portadora para efectuar un cambio de fase seleccionado para modular dicha señal de portadora, que comprende los pasos de: (a) cambiar la velocidad del generador apartándola del régimen normal para acumular una porción del cambio de fase seleccionado, y (b) hacer retornar la velocidad del generador al régimen normal para con ello acumular el resto de dicho cambio de fase seleccionado; caracterizado por: generar una señal de control cuando el cambio de fase acumulado en uno de los pasos (a) y (b) alcanza un valor prescrito; y ajustar dicho valor prescrito en respuesta al cambio de fase acumulado durante por lo menos un paso precedente del otro de los pasos (a) y (b).

25 2ª.- Un método de acuerdo con la reivindicación

30068

**POOR
QUALITY**

ción 1ª, en el cual dicha señal de portadora es modulada en respuesta a datos que se producen intermitentemente, caracterizado porque el paso de ajuste del valor prescrito durante una modulación es en respuesta al cambio de fase acumulado durante la modulación previa.

5 3ª.- Un método de acuerdo con la reivindicación 1ª ó 2ª, en el cual el motor es inicialmente desacelerado y luego acelerado a la velocidad normal, caracterizado porque el valor prescrito para la acumulación de cambio de fase es asignado a la etapa de desaceleración.

10 4ª.- Un método de acuerdo con una de las reivindicaciones 1ª a 3ª, caracterizado porque el paso de generación de la señal de control comprende: generar una señal representativa de la frecuencia de portadora, generar una señal representativa de la velocidad sustancialmente instantánea del generador acústico, integrar la señal de frecuencia de portadora y la señal de velocidad instantánea durante un período de tiempo que comienza con la iniciación de un cambio de velocidad, y generar dicha señal de control cuando la diferencia entre dichas señales integradas alcanza un valor predeterminado.

15 20 25 5ª.- Un método de acuerdo con la reivindicación 4ª, caracterizado porque dicho paso de ajuste de dicho valor prescrito es en respuesta a la diferencia entre dichas señales integradas, a condición de que la velo

cidad del motor haya sido retornada sustancialmente a su régimen normal después de la generación de dicha señal de control.

5 6ª.- Un aparato para medición durante la perforación de un pozo para medir un parámetro del interior del pozo y para transmitir a la superficie una señal acústica modulada representativa del mismo a través de fluido dentro del pozo con un generador acústico excitado por motor que funciona a una velocidad normalmente constante para proveer una frecuencia de portadora que es momentáneamente cambiada en respuesta a dichas condiciones para efectuar un cambio seleccionado en el estado de fase de la señal acústica, comprendido dicho equipo: un primer medio para cambiar la velocidad del generador apartándola del régimen normal para acumular una porción de dicho cambio de fase seleccionado, y un segundo medio para hacer volver la velocidad del generador al régimen normal y por ello acumular el resto de dicho cambio de fase seleccionado; y caracterizado por: un primer medio acoplado a uno de dichos medios primero y segundo y que incluye un circuito acumulador prefijable para generar una señal de control cuando la magnitud del cambio de fase alcanza un valor prescrito; y un segundo medio, que incluye un acumulador de fase para indicar la magnitud de cambio de fase total acumulada en el cambio de la velocidad del motor, apartándolo y

10

15

20

25

30068

**POOR
QUALITY**

luego volviéndolo al régimen normal para ajustar dicho valor prescripto en respuesta a dicha magnitud total de cambio de fase.

5 7ª.- Un aparato de acuerdo con la reivindicación 6ª, caracterizado porque dicho medio de ajuste genera una señal de corrección a dicho medio generador de señal de control para ajustar la prefijación de dicho circuito acumulador cuando dicho cambio de fase total difiere de dicha fase seleccionada en por lo menos un valor predeterminado.

10 8ª.- Un aparato de acuerdo con la reivindicación 6ª ó 7ª, caracterizado porque dicho primer medio comprende un medio de circuito integrador diferencial para generar la señal de control cuando un valor predeterminado es excedido por la diferencia entre (1) una señal de frecuencia de portadora integrada, que representa el valor de la frecuencia de portadora integrada, durante un período de tiempo que comienza sustancialmente al producirse un valor particular de un parámetro medido del interior del pozo, y (2) una señal de velocidad de generador instantánea integrada representativa del integral de la velocidad de generador instantánea integrada durante dicho período de tiempo, en el cual dicho acumulador prefijable provee una de dichas señales integradas.

20 9ª.- Un aparato de acuerdo con las reivindicaciones 7ª y 8ª, caracterizado porque el medio de ajuste ge

nera dicha señal de corrección en respuesta a la diferencia entre dicha velocidad de generador integrada instantánea y dicha frecuencia de portadora integrada al retorno de la velocidad del generador a su régimen normal.

5

10ª.- Un aparato de acuerdo con la reivindicación 9ª, caracterizado por tener medios para generar una señal para profijar dicho circuito acumulador a dicho valor prescrito correspondiente a una porción predeterminada de dicho cambio de fase seleccionado, generando dicho medio de ajuste dicha señal de corrección en respuesta a la fase acumulada durante un cambio de velocidad momentáneo que se produce previamente.

10

15

11ª.- Un aparato de acuerdo con las reivindicaciones 6ª a 10ª, en el cual dichos medios primero y segundo para cambiar la velocidad del generador comprenden respectivamente medios para desacelerar dicho motor y medios para acelerar dicho motor, caracterizado porque el medio de ajuste es sensible a la velocidad del motor para detectar condiciones de carga de cambio sobre el motor.

20

25

12ª.- Un aparato de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones 6ª a 11ª, que incluye además uno o más detectores en el pozo, un generador acústico dispuesto dentro del flujo del fluido del pozo para interrumpir dicho flujo a un régimen controlado, un motor acoplado entre el detector y el generador acústico para efectuar la

30068

**POOR
QUALITY**

interrupción del flujo de fluido a un régimen controlado de acuerdo con la señal de salida del detector, un circuito de mantenimiento de fase y frecuencia operativo para excitar al generador a dicha velocidad normalmente constante en ausencia de una señal del detector con un valor predeterminado, caracterizado porque el medio de ajuste corrige el valor prescrito una vez que la velocidad del motor ha retornado a su régimen normal.

13ª.- Un método y un aparato para medición, durante perforaciones de pozos, de condiciones del interior de los mismos.

Tal y como se ha descrito en la Memoria que antecede, representado en los dibujos que se acompañan y para los fines que se han especificado.

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

Madrid, 06. JUL. 1978

P.A.

Falberto de Ezaburu

30068

MPB.-

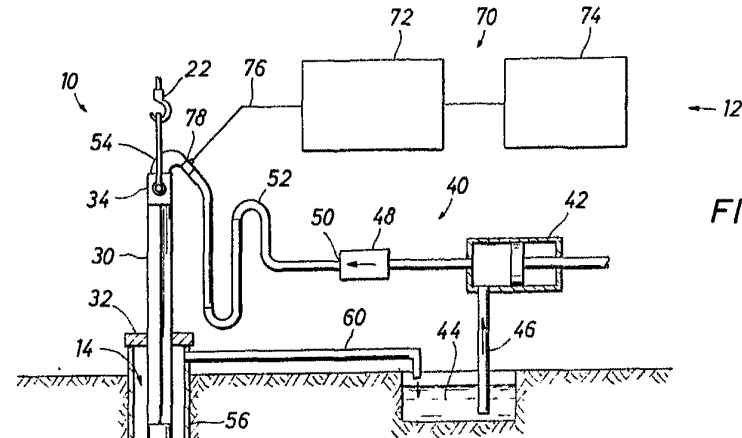


FIG. 1

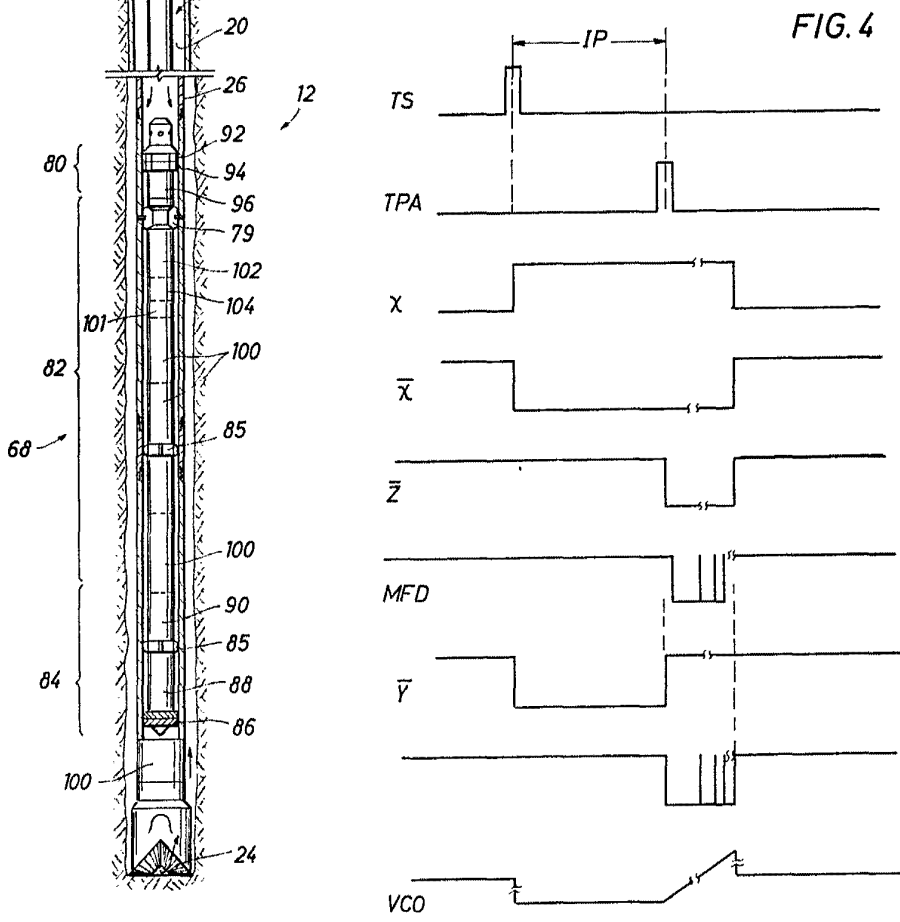


FIG. 4

Alberto de Estabro
Por Favor

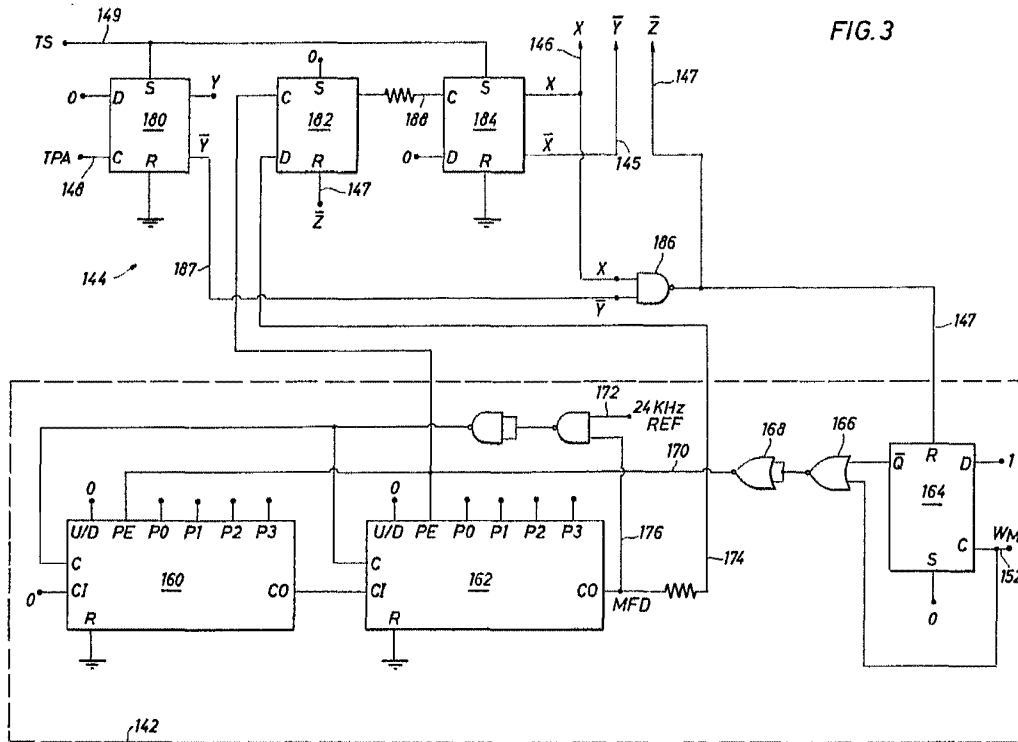
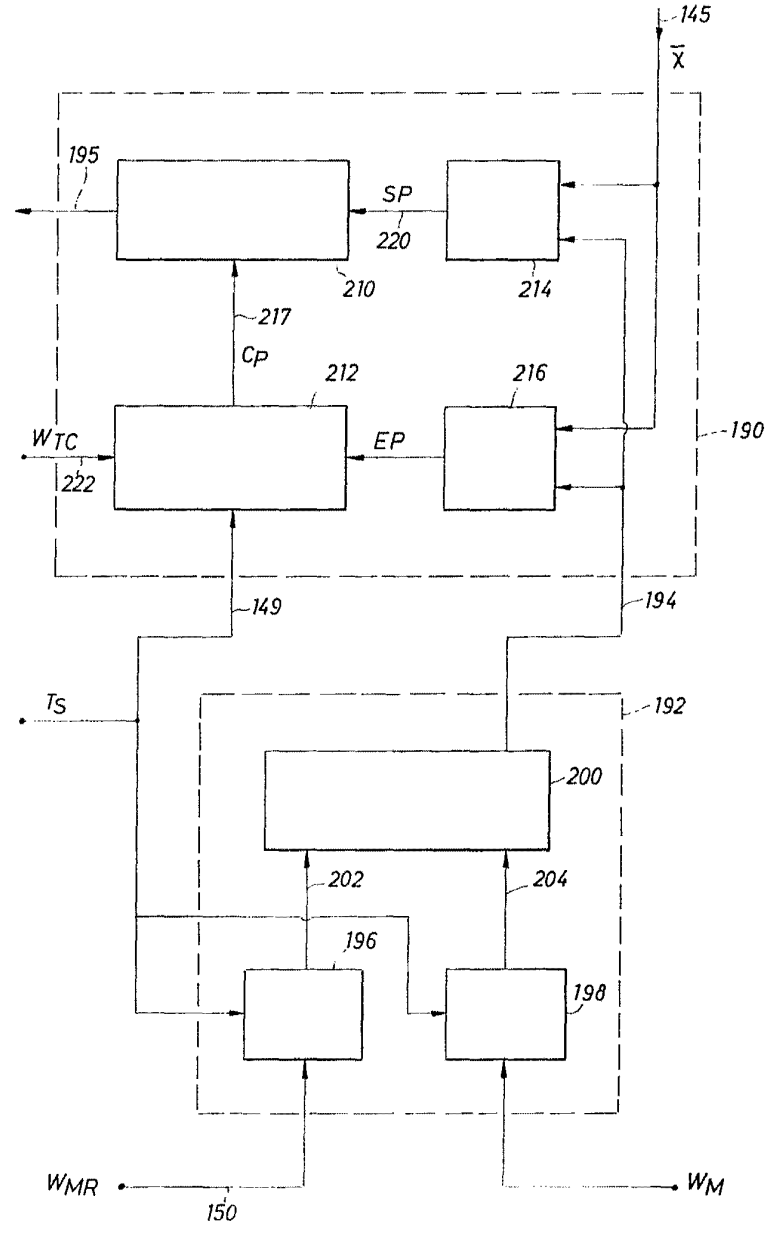


FIG. 3

Albert J. ...
Pot ...

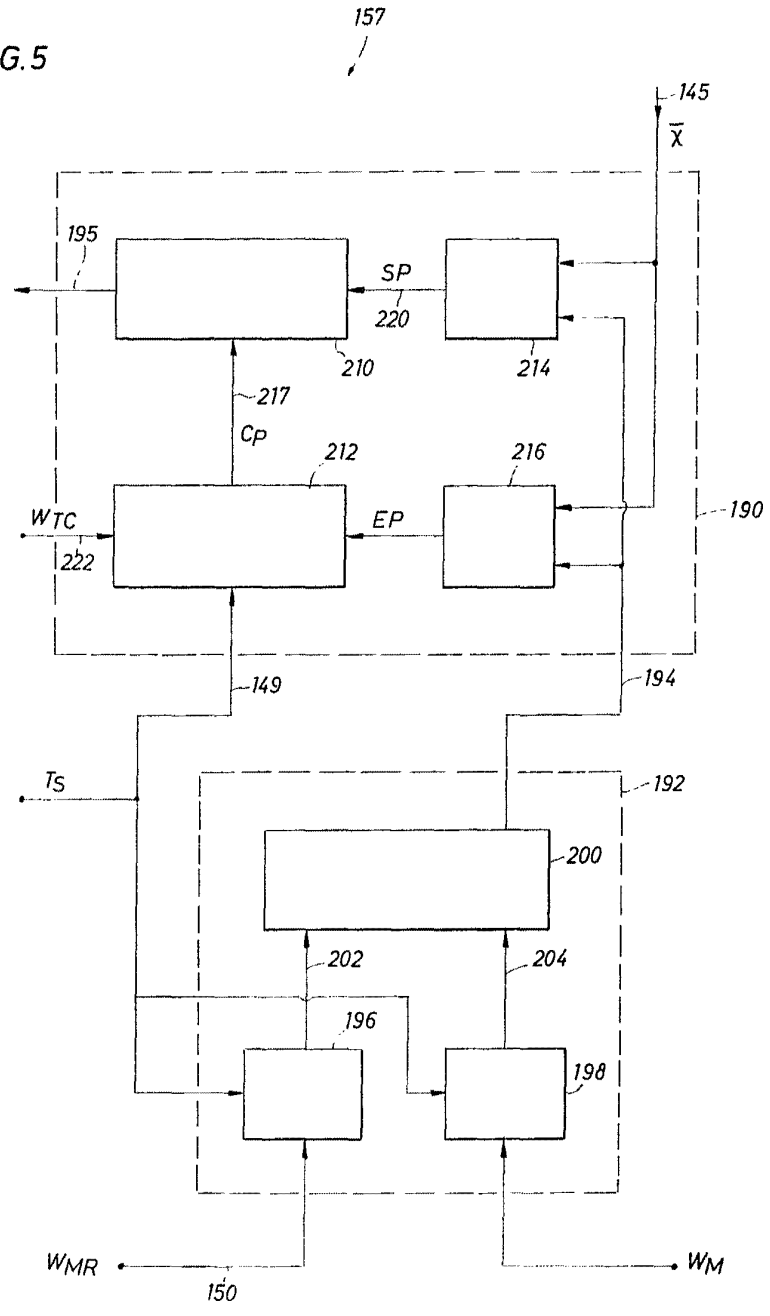
FIG. 5

157



157

FIG.5



150 157