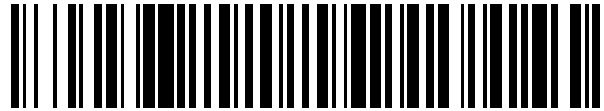


19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 425 223**

51 Int. Cl.:

G01S 7/285 (2006.01)

G01S 13/06 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **07.04.2005** **E 05714362 (0)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **22.05.2013** **EP 1735635**

54 Título: **Correlación de borde de pulso staccato**

30 Prioridad:

08.04.2004 AU 2004901930

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

14.10.2013

73 Titular/es:

**LOCATA CORPORATION (100.0%)
401 CLUNIES ROSS STREET
ACTON ACT 2601, AU**

72 Inventor/es:

LAMANCE, JAMES W., JR.

74 Agente/Representante:

ISERN JARA, Jorge

ES 2 425 223 T3

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

DESCRIPCION

Correlación de borde de pulso staccato.

CAMPO DEL INVENTO

5 Este invento se refiere en general a la mitigación de trayectos múltiples en sistemas de localización de Acceso Múltiple por División de Código (CDMA) de Espectro de Dispersión de Secuencia Directa (DSSS), pero se aplica también a otros tipos de señales de localización y sistemas de comunicación.

ANTECEDENTES DEL INVENTO

10 Las señales de radionavegación se utilizan para medir la distancia entre una antena transmisora y una antena receptora. En muchos entornos, la señal de radionavegación transmitida es reflejada desde objetos alrededor de la antena transmisora y/o receptora y/o a lo largo de la trayectoria de transmisión. En este tipo de entorno, la señal de radionavegación recibida resultante es una combinación de la totalidad de las señales de localización de radionavegación, incluyendo señales reflejadas y la señal directa deseada. Esta combinación de múltiples señales de localización de radionavegación, denominada multitrayecto, corrompe las señales de localización de radionavegación y por lo tanto degrada la precisión de la medición de distancia. El multitrayecto es una fuente de error importante en los sistemas de radionavegación.

15 Radionavegación de Acceso Múltiple por División de Código de Espectro de Dispersión de Secuencia Directa. Una estructura común de señal de radionavegación es Acceso Múltiple por División de Código (CDMA) de Espectro de Dispersión de Secuencia Directa (DSSS). Sistemas de radionavegación tales como el Sistema de Posicionamiento Global (GPS), el sistema Galileo propuesto, y el sistema GLONASS de construcción rusa utilizan todos una señal de radionavegación CDMA DSSS. Con la señal CDMA DSSS, la señal transmitida es continua, no de pulsos, y se transmite por una secuencia de expansión digital dentro del transmisor durante la generación de la señal de radionavegación. Un receptor, conociendo la secuencia de dispersión digital, entonces puede desexpandir la señal de radionavegación si la misma secuencia de dispersión digital se aplica a la señal entrante en alineación temporal con la señal de radionavegación transmitida. Es decir, la secuencia de dispersión digital aplicada a la señal de radionavegación dentro del receptor debe ser aplicada en el mismo lugar en la señal recibida, ya que fue aplicada a la señal en el transmisor. En términos de tiempo, esto significa que la secuencia de dispersión digital se aplica en el receptor al mismo tiempo que se aplica dentro del transmisor, corregida según el tiempo de vuelo.

20 La representación digital de la señal de radionavegación es modulada con la secuencia de dispersión digital. La señal de radionavegación es recibida por la antena de recepción y luego convertida a una señal digital. Un receptor de radionavegación típico convierte la señal de la frecuencia de radio (RF) a una frecuencia intermedia (IF). La señal es luego muestreada con un Convertidor Analógico a Digital (ADC) para proporcionar la representación digital, o muestras digitales, de la señal de radionavegación. Hay numerosos procesos matemáticos para la aplicación de una secuencia de dispersión digital a una señal recibida, tales como correlación, convolución, coincidencia con filtrado, y Transformadas Fourier Rápidas (FFT). A los efectos de describir el presente invento, el término correlación se utiliza como una generalización para todos los procesos matemáticos de la aplicación de la secuencia de dispersión digital a la señal de radionavegación recibida.

25 La secuencia de dispersión digital debe ser aplicada a la señal de radionavegación recibida al tiempo de transmisión corregido según el tiempo de vuelo para recuperar correctamente la señal de radionavegación generada por el transmisor. Sin embargo, en un sistema de localización generalmente el tiempo de vuelo no se conoce. Por lo tanto, el receptor debe buscar en los posibles desplazamientos de tiempo de la secuencia de dispersión digital para encontrar el desplazamiento de tiempo exacto que proporciona la recuperación correcta de la señal de radionavegación original generada dentro del transmisor. Durante este proceso de búsqueda, la señal de radionavegación recuperada sólo está disponible cuando la secuencia de dispersión digital está alineada en tiempo a dentro de más o menos un (1) elemento, o chip, de la secuencia de dispersión digital. Fuera de este tiempo de alineación de receptor más o menos un (1) chip, la señal recuperada resultante no es la señal de radionavegación original generada por el transmisor, sino que es ruido. Cuando está dentro del tiempo de alineación de receptor más o menos un (1) chip, la potencia de la señal de radionavegación recuperada varía a lo largo del rango de validez de dos chips con un patrón conocido. Para el proceso matemático de correlación, la potencia de la señal de radionavegación recuperada en este lapso de dos chips se denomina la función de respuesta de autocorrelación, o simplemente la función de respuesta de correlación.

30 Al correlacionar señales CDMA de ancho de banda completo sin corromper, la función de respuesta de correlación en el dominio de tiempo es sustancialmente un triángulo. El pico del triángulo, o el valor máximo de la función de respuesta de correlación, es interpretado por el receptor como una medición directa del tiempo en que el receptor obtiene la señal de localización de radionavegación. La forma de la función de respuesta de correlación está controlada por las capacidades de filtrado y muestreo del receptor y por el ruido de fondo. El aumento de filtrado redondea la cima del triángulo y disminuye el ancho en la base. Capacidad de muestreo limitada en el receptor y el ruido de fondo global empujan la forma de triángulo de la función de respuesta de correlación abajo hacia el ruido. Ninguno

de estos efectos cambia la ubicación de la potencia de función de respuesta de correlación máxima.

El efecto de trayectos múltiples en la función de respuesta de correlación es distorsionar la función de respuesta, a menudo implicando mover el máximo de respuesta de correlación en el tiempo, y por lo tanto creando un error en la medición de distancia resultante. La distorsión por trayectos múltiples también puede aumentar o disminuir la amplitud de la función de respuesta de correlación, aumentar o disminuir el intervalo de tiempo de la función de respuesta de correlación, y/o cambiar la forma de la función de respuesta de correlación.

La medición del retardo de tiempo óptimo de la señal de localización de radionavegación es el valor pico o máximo de la función de respuesta de correlación. El determinar la potencia pico exacta requiere un conocimiento exacto del tiempo de recepción de la señal de localización de radionavegación entrante para permitir la colocación del detector de potencia de función de respuesta de correlación en la ubicación de tiempo de retardo máximo exacta. Para evitar este problema, un receptor GPS típico realiza mediciones de potencia medio chip temprano y medio chip tarde en temporización relativa al pico. El bucle de seguimiento de código equilibra la potencia entre estas dos ubicaciones de retardo temporal en la función de respuesta de correlación, proporcionando de este modo una estimación del pico a medio camino entre la medición de potencia equilibrada temprana y tardía en la función de respuesta de correlación. La separación de estas medidas de potencia de función de respuesta de correlación puede variar desde la distancia de +/- medio chip descrita anteriormente. Algunos receptores utilizan un espaciado más estrecho, por ejemplo +/- 0,1 de un chip. Sin embargo, la función básica de equilibrar la potencia entre la potencia de función de respuesta de correlación temprana y tardía es la misma. Esta técnica en efecto encuentra el centroide de la función de respuesta de correlación y lo utiliza como la estimación de la potencia de correlación máxima, y por lo tanto forma la base de la estimación de distancia.

Cuando la respuesta de correlación se distorsiona con trayectos múltiples, el valor pico estimado de la respuesta de correlación está en error debido a la distorsión en mediciones de potencia a lo largo de la función de respuesta de correlación. Cuando se distorsionan las mediciones de potencia, el bucle de seguimiento de código intenta equilibrar la potencia entre dos estimaciones de potencia incorrectas, y por lo tanto identifica incorrectamente el pico de correlación sin multitrayecto.

Para fines ilustrativos, la Figura 1 muestra las dos funciones de respuesta de correlación para una señal de radionavegación CDMA ideal de la técnica anterior que incorpora: a) la función de respuesta de correlación no filtrada teórica 101 y b) la función de respuesta de correlación práctica filtrada de un receptor de navegación 102 típico. El centro 104 de la función de respuesta de correlación recibida está en la misma ubicación de retardo temporal que el centro 103 de la función de respuesta de correlación teórica no filtrada. La Figura 2 muestra las mismas dos respuestas de correlación de la Figura 1, sin embargo la señal recibida en este caso tiene la misma señal directa más una señal multitrayecto de retardo de 0,5 chip a -6 dB relativo a la señal directa. Para ambas representaciones en la Figura 1 y Figura 2, la curva teórica no tiene ruido de datos, alineación de código perfecta, y no hay filtrado de la señal recibida. La curva práctica observada tiene ruido de datos y un ancho de banda de filtro de doble cara de 20 MHz. Está claro de la Figura 2, que la medición de la distancia resultante derivada de una medición de potencia equilibrada de la función de respuesta de correlación será corrompida por el componente multitrayecto de la señal recibida.

Sistemas de radio y radionavegación convencionales DSSS CDMA, tales como el GPS, utilizan señales de emisión continua. Por lo tanto, las señales directas y multitrayecto están ambas presentes de forma continua en las muestras que se utilizan en el proceso de correlación. Con señales continuas no existe ninguna disposición para la separación del componente multitrayecto de las señales de radionavegación transmitidas desde el componente directo. Se han propuesto varias técnicas para mitigación multitrayecto en los sistemas de radionavegación CDMA DSSS. Uno de tales sistemas de la técnica anterior varía la ubicación relativa de las mediciones de potencia de función de respuesta de correlación (*Pseudorandom Noise Ranging Receiver Which Compensates for Multipath Distortion by Dynamically Adjusting the Time Delay Spacing Between Early and Late Correlators*, Fenton et al., Patente de EE.UU. 5,390,207, Febrero 14, 1995). Sin embargo, esta técnica requiere grandes anchos de banda del receptor para operar correctamente y no se puede separar el multitrayecto de la señal directa deseado en base en la ubicación de las mediciones de potencia en las funciones de respuesta de correlación según se describe en la Figura 2. Otra técnica común de mitigación de multitrayecto utiliza ratios posteriores señal-ruido post-correlación (Axelrad, P. C. J. Comp y P.F. MacDoran "*SNR Based Multipath Error Correction for GPS Differential Phase*", *IEEE Transactions on Aerospace & Electronic Systems*, en prensa) la cual también sufre de una incapacidad para separar el multitrayecto de la señal directa deseada en base a la ubicación de las mediciones de potencia en las funciones de respuesta de correlación según se describe en la Figura 2. Otro método utiliza ponderación de equalización post-correlación de la potencia de los estimados de función de respuesta para refinar la medición de retardo temporal óptimo, tal como se implementa en un demodulador de rastrillo (Proakis, *Digital Communications*, cuarta edición, McGraw-Hill, 2001). Sin embargo, esta técnica requiere una complicada circuitería del receptor para operar correctamente, y también sufre de incapacidad para separar el multitrayecto de la señal directa deseada en base a la ubicación de las mediciones de potencia en las funciones de respuesta de correlación según como se describe en la Figura 2. Todas estas técnicas de mitigación multitrayecto de la técnica anterior se basan en minimizar el impacto de las señales multitrayecto después de que las señales han sido ya absorbidas en el proceso de correlación. Como se muestra en la representación de la Figura 2, las técnicas que se basan en respuestas de potencia post-correlación se corromperán con multitrayecto

continuo. Es evidente que no es posible distinguir la señal corrompida por multitrayecto de la Figura 2 de la señal sólo directa de la Figura 1 al cambiar la ubicación relativa de las mediciones de respuesta de potencia post-correlación.

5 Sin embargo, otra técnica (*Enhanced Time of Arrival Method*, Sanderford et al, EE.UU. 5.764.686) propone el uso de la intersección del borde delantero de la respuesta de correlación con el ruido de fondo para obtener una medición de tiempo con menos multitrayecto. Sin embargo, este método está sujeto a errores inducidos por bajos ratios señal-a-ruido y está limitado por la capacidad para estimar el ruido de fondo que no es constante ni uniforme en aplicaciones del mundo real.

Sistemas de Radionavegación Utilizando Señales de Pulso

10 Un pulso se define como una ráfaga de energía electromagnética que tiene una duración limitada. Una señal de radionavegación de pulso se compone de períodos en los que hay una señal presente, y períodos en que el transmisor sustancialmente no está emitiendo potencia de salida y por lo tanto una señal está ausente.

15 El trabajo previo en pseudolitos (transmisores basados en tierra que generan señales de estructura similares a las señales de satélite GPS) utilizaba un esquema pulsante con una escala temporal larga en relación con el tiempo de correlación. Por ejemplo, un esquema de pulso común para pseudolitos es definido por la propuesta de 1986 de la Comisión Radiotécnica para Servicios Marítimos (RTCM) (Parkinson et al, *Global Positioning System: Theory and Application*, Vol II, AIAA Press, 1996). En este esquema pulsante cada ciclo de código completo está dividido en once (11) ranuras. Diseñado para el código C/A GPS, este esquema pulsante resultó en transmisión continua para 93 chips de la secuencia de 1023 chips y permanecer en silencio durante la duración del código restante. Durante el siguiente ciclo de 1023 chips, se emitiría una secuencia de 93 chips diferente. La ubicación de los 93 chips transmitidos varió con un patrón pseudoaleatorio conocido. Este esquema pulsante se utilizó para reducir al mínimo el impacto del llamado problema cerca-lejos. Aunque este esquema pulsante redujo el impacto del problema cerca-lejos, no hizo nada para proporcionar mitigación de multitrayecto.

25 Señales de radionavegación basadas en pulsos, tales como Ultra Wide Band (UWB), utilizan un esquema pulsante para mitigar multitrayectos (*Full Duplex Ultrawide-Band Communication System and Method*, Fullerton, Patente de EE.UU. 5.687.169, 11 de noviembre, 1997 o *Time-of-flight Radio Location System*, McEwan, Patente de EE.UU. 5.661.490, agosto 26, 1997). Los sistemas UWB transmiten pulsos cortos y proporcionan capacidad de comunicaciones y localización. Sin embargo, como el nombre implica, los sistemas UWB propagan la energía de emisión en el pulso sobre una sección grande (o secciones) de espectro radial. En el núcleo de los algoritmos de localización para UWB está la detección del borde delantero del pulso transmitido midiendo la energía recibida en el componente de RF de la señal de radionavegación.

30 Detectar con precisión el borde delantero de un pulso requiere un ancho de banda extremadamente amplio. Los sistemas UWB típicos utilizan 1 GHz de ancho de banda. Esto es muy amplio en comparación con los sistemas CDMA DSSS tales como GPS, que normalmente utilizan solamente entre 2 y 20 MHz. Para señales de pulso, el tiempo de elevación del borde delantero del pulso es proporcional al ancho de banda. Para señales de gran ancho de banda, el tiempo de elevación del pulso es corto, lo que permite una sincronización precisa cuando la potencia recibida se eleva por encima de un umbral predeterminado. Por lo tanto, es posible una determinación precisa de la distancia. Para señales pulsadas de ancho de banda limitado, el tiempo de elevación es relativamente largo, resultando en un aumento gradual en la potencia observada en el borde delantero del pulso. Con el aumento gradual de potencia, determinar con precisión el inicio exacto del pulso es poco práctico.

35 Una tecnología UWB alternativa desarrollado por Aetherwire (*Spread Spectrum Localizers*, Fleming et al., patente de EE.UU. 6.400.754., Junio 4, 2002) utiliza CDMA de Secuencia Directa (DS-CDMA) proporcionando ganancia de procesamiento desde el procesamiento CDMA. El procesamiento CDMA descrito por Fleming proporciona un receptor de navegación con la capacidad de calcular mediciones de distancia a partir del tiempo de vuelo de la señal DS-CDMA de una manera similar a la descrita anteriormente para GPS. Este método además elimina más restricción de detectar el borde delantero del pulso. Sin embargo, las necesidades fundamentalmente grandes de ancho de banda de UWB hacen a la tecnología impracticable en muchas aplicaciones de localización. Además, el patrón pulsante de la realización preferida de Fleming utiliza una longitud de chip de 10 nanosegundo y una secuencia de código de 1024 de chips, lo cual se traduce en un tiempo total de recepción de aproximadamente 10 microsegundos. Esta forma de patrón pulsante no permite tiempo suficiente para que el multitrayecto se disipe antes de iniciar la transmisión del chip subsiguiente.

40 Las técnicas de mitigación multitrayecto en radionavegación CDMA de la técnica anterior se basan en la correlación continua de señales continuas o pulsadas, incluyendo así el componente multitrayecto de la señal en la función de respuesta de correlación. Estas técnicas de la técnica anterior son intrínsecamente limitadas debido a que la señal directa deseada y las señales multitrayecto no deseadas están unidas durante el proceso de correlación, y por lo tanto se vuelven difíciles de separar dentro del procesamiento post-correlación. Los sistemas de radionavegación de la técnica anterior que utilizan la detección del borde delantero de un pulso para determinar distancia requieren un gran ancho de banda de señal para proporcionar mediciones precisas de distancia. Esto es debido a los rápidos

tiempos de elevación requeridos en los pulsos recibidos.

5 Existe una clara necesidad de un sistema de radionavegación que pueda mitigar los efectos perjudiciales del multitrayecto en las señales de localización pero que no requiera (a) grandes extensiones de espectro de radio, (b) grandes anchos de banda del receptor, o (c) interpretación de respuesta de potencia post-correlación. El presente invento consigue estos objetivos deseables mediante la separación digital de las señales directas deseadas de las señales multitrayecto no deseadas, antes del proceso de correlación. Esto se logra sin necesidad de antenas especiales o ancho de banda adicional más allá de lo típicamente utilizado en los sistemas de radionavegación CDMA DSSS.

OBJETO DEL INVENTO

10 Es un objeto del presente invento el proporcionar un sistema y método para hacer estimaciones de distancia en receptores de sistema de radionavegación CDMA DSSS de modo que el componente multitrayecto de la estimación de distancia sea mitigado antes de la correlación.

Es además un objeto adicional del presente invento el proporcionar un sistema y método para la difusión de una señal de radionavegación CDMA DSSS pulsada de manera que partes de la señal de radionavegación estén sustancialmente libres de multitrayecto.

15 Es además un objeto adicional de el presente invento el proporcionar un sistema y un método para la transmisión de una señal de radionavegación pulsada de tal manera que la señal de radionavegación pulsada sea procesada como una señal continua.

20 Es además un objeto adicional del presente invento el proporcionar un sistema y un método para la separación de muestras digitales de una señal de radionavegación recibida, de tal manera que las muestras que estén sustancialmente corruptas con multitrayecto sean procesadas por separado de aquellas señales que están sustancialmente libres de multitrayecto.

25 Es además un objeto adicional del presente invento el proporcionar un sistema y un método para el procesamiento de muestras digitales de una señal de radionavegación en un receptor de radionavegación sincrónicamente con una señal de radionavegación pulsada. Es además un objeto adicional del presente invento el proporcionar un sistema y un método para la estimación de retardos de código individuales a partir del procesamiento separado de muestras digitales dentro de un receptor de radionavegación cuando las muestras digitales se procesan sincrónicamente con una señal de radionavegación pulsada recibida.

Es además un objeto adicional del presente invento el proporcionar un sistema y método para proporcionar mitigación multitrayecto en receptores de ancho de banda limitado.

30 Es además un objeto adicional del presente invento el proporcionar un sistema y método para generar estimaciones de localización a partir de correlaciones derivadas únicamente de los bordes delanteros de señales de radionavegación CDMA DSSS pulsadas.

Es además un objeto adicional del presente invento el proporcionar un sistema y método para proporcionar mitigación multitrayecto en receptores de ancho de banda limitado sin necesidad de antenas especiales.

35 RESUMEN DEL INVENTO

40 El presente invento da a conocer un sistema y método para mitigar multitrayecto en señales de radionavegación CDMA DSSS vía a) la transmisión de un patrón de pulsación rápida desde un dispositivo de transmisión a un receptor de posición que muestrea la señal transmitida, b) separando las muestras recibidas y almacenando valores de acumulación de correlación basados en muestras en contenedores independientes que son sincrónicos con el patrón de pulso recibido, c) aplicando un proceso de decisión lógica para determinar el contenedor de acumulación asociado con los bordes delanteros de los pulsos recibidos, y d) generando una estimación de distancia a partir del contenedor de acumulación de correlación asociado con los bordes delanteros de los pulsos recibidos.

BREVE DESCRIPCIÓN DE LOS DIBUJOS

45 La Fig. 1 representa respuestas de autocorrelación de la técnica anterior como una función del tiempo de retardo de código para una señal de radionavegación DSSS CDMA ideal procesada a través de un receptor de ancho de banda infinito y la misma señal de radionavegación DSSS CDMA ideal procesada a través de un receptor de ancho de banda limitado.

50 La Fig. 2 representa respuestas de autocorrelación de la técnica anterior como una función del tiempo de retardo de código para una señal de radionavegación DSSS CDMA ideal corrompida con una sola señal multitrayecto retardada en medio chip de código y 6 dB por debajo de la señal directa. La función de respuesta de correlación para esta señal corrompida multitrayecto se procesa a través de un receptor de ancho de banda limitado.

La Fig. 3. representa la relación entre la temporización de muestras digitales tomadas dentro de un receptor de radionavegación del presente invento, en el que el intervalo de muestreo es sincrónico con la tasa de pulsos de la señal de radionavegación pulsada recibida. También se representan un patrón de pulso de señal de radionavegación pulsada recibido, procesamiento de correlación, y una pluralidad de contenedores de acumulación de correlación utilizados para separar las muestras digitales en contenedores que son sincrónicos con el patrón pulsante.

La Fig. 4 representa la relación entre la temporización de muestras digitales tomadas dentro de un receptor de radionavegación del presente invento, en el que el intervalo de muestreo no es sincrónico con la tasa de pulsos de la señal de radionavegación pulsada recibida. También se ilustran un patrón de señal de radionavegación pulsada recibida, procesamiento de correlación, una marca de temporizador de pulsos de receptor, y una pluralidad de contenedores de acumulación de correlación utilizados para separar las muestras digitales en contenedores que sean sincrónicos con el patrón pulsante.

La Fig. 5 representa las funciones de respuesta de autocorrelación sub-muestreadas del presente invento utilizando una señal de radionavegación pulsada DSSS CDMA de ancho de banda limitado.

SISTEMA Y MÉTODO

El presente invento describe la transmisión de pulsos cortos y rápidos de señales DSSS CDMA para proporcionar el tiempo entre pulsos para que las señales multitrayecto se disipen antes del comienzo de pulsos subsiguientes. Pulsos cortos y rápidos permiten que un receptor de radionavegación reciba e interprete el tren de pulsos cortos como una señal DSSS CDMA continua, y aún así proporcionar períodos silenciosos entre pulsos en donde los componentes multitrayecto se pueden disipar. El presente invento separa aún más las muestras recibidas suministradas al proceso de correlación de modo que las muestras asociadas con el borde delantero de cada pulso sean procesadas independientes de aquellas muestras que ocurren más tarde en cada período de pulso, y que por lo tanto son más susceptibles a la corrupción multitrayecto. Los pulsos cortos se procesan como un flujo continuo de muestras proporcionando las mismas ventajas de las señales CDMA DSSS que están presentes en los sistemas de CDMA DSSS de transmisión continua.

Esquema Pulsante

En la realización preferida, se utiliza un esquema pulsante de un (1) chip activado y dos (2) chips desactivados para describir el presente invento. A título de ejemplo de este esquema pulsante, se elige una velocidad de chip de 10 M-chips/seg. En consecuencia, la duración del pulso es de aproximadamente 100 nanosegundos (aproximadamente 30 metros) seguido de un período de silencio de 200 nanosegundos. Durante el tiempo de silencio de dos chips, las señales multitrayecto generadas a partir de las reflexiones de un pulso de chip disminuyen. La naturaleza del proceso de correlación rechaza señales multitrayecto de más de 1,5 chips. Por lo tanto, un período de silencio de dos chips permite un tiempo suficiente para que el multitrayecto corto (es decir, menos de 1,5 chips) se disipe. El proceso de correlación rechazará las señales multitrayecto con un retraso de más de dos chips. Una realización alternativa utiliza un esquema pulsante pseudoaleatorio para mitigar cualquier efecto de modulación que pudiera ser generado a partir del patrón fijo un chip activado, dos chips desactivado. Este patrón pulsante pseudoaleatorio conservaría suficiente tiempo de silencio entre pulsos para permitir que los componentes de señal multitrayecto corta se disipen antes de comenzar el pulso siguiente. Otros esquemas pulsantes y de chip, tales como los que no están sincronizadas con el patrón de chip, también se pueden emplear y caen dentro del amplio alcance y ámbito del presente invento.

Borde Delantero y Procesamiento de Muestras

El presente invento separa las muestras de datos recibidas y los valores de acumulación de correlación dentro de un receptor de radionavegación en sincronía con la temporización de la señal pulsada recibida. Cuando las muestras de datos y los valores de acumulación de correlación se separan sincrónicamente con el patrón de pulsos recibido, el borde delantero del pulso recibido se puede procesar independientemente del resto de la señal recibida. El borde delantero del pulso recibido está menos corrompido por el multitrayecto que el resto del pulso recibido, o la señal multitrayecto pura aparece después de el final de la recepción del pulso. Por lo tanto, la estimación de distancia derivada de las muestras de borde delantero estará menos corrompida por el multitrayecto que las muestras que aparecen más tarde durante el ciclo de pulso.

El proceso de correlación del presente invento acumula y almacena valores de respuesta de potencia de correlación en una pluralidad de contenedores de acumulación de procesos de correlación. Cada contenedor de acumulación de procesos de correlación tiene una relación de tiempo específica con el patrón de pulsos recibidos. Esto es en contraste con un proceso de correlación convencional que acumula y almacena todos los resultados de correlación en un solo contenedor. Tanto en el proceso de correlación convencional como en el presente invento, la señal de radionavegación recibida es convertida en una corriente de muestras digitales y las muestras digitales son moduladas con una secuencia de dispersión digital. En el proceso de correlación convencional, la modulación resultante de las muestras digitales y la secuencia de dispersión digital se suman y el resultado se guarda en un contenedor de acumulación de proceso de correlación. Esta modulación y acumulación ocurre secuencialmente según se recoge cada

muestra digital o se produce después de la recogida de las muestras digitales. El elemento común en el procesamiento de correlación convencional es que los resultados de las muestras de modulación digital con secuencias de dispersión digitales se acumulan todos en un solo contenedor de acumulación de procesos de correlación, independiente de la temporización relativa de las muestras digitales recibidas. Con la transmisión pulsada del presente invento, cada muestra digital tiene diferente contenido de señal directa y multitrayecto. Por lo tanto, la separación de las muestras digitales en el procesamiento de correlación de acuerdo con la posición relativa del patrón pulsante proporciona un método para analizar estos diferentes contenidos.

Haciendo referencia ahora a la Figura 3 hay representado un ejemplo ilustrativo del proceso de correlación del presente invento, en el que dos pulsos 300 y 313 son representados como una función del tiempo. Los pulsos, 300 y 313 son los tiempos de pulso encendido / apagado transmitido y no el patrón de chip generado por la secuencia de dispersión digital. Esta descripción ilustra el patrón de un (1) chip activado y dos (2) chips desactivados de la realización preferida. Además, el receptor de la realización preferida está configurado para proporcionar una velocidad de muestreo de 70 M-muestras/seg, para el procesamiento de una señal de radionavegación recibida con una velocidad de chip de código CDMA DSSS de 10,023 M-chips/seg y una frecuencia de pulso de 10 M-pulsos/seg. Por lo tanto, para cada uno de los pulsos de un (1) chip completos en 300, 313 mostrados en la Figura 3 el receptor genera siete (7) muestras de datos. Estos se muestran en la secuencia de tiempo recibida relativa al patrón pulsante y se numeran 301, 302, 303, 304, 305, 306 y 307 para el pulso 300. Todas las muestras tomadas de la señal recibida se ilustran como puntos a lo largo de la línea de señal ilustrada y se indexan en la Figura 3 como "Muestras de Datos de ADC". En el ejemplo ilustrado en la Figura 3, las muestras 301, 308 y 314 corresponden al comienzo de un pulso, las muestras 302, 309 y 315 corresponden a la segunda muestra de un pulso, las muestras 303, 310 y 316 corresponden a la tercera muestra de un pulso, y así sucesivamente por la corriente de muestras. La muestra 307 corresponde a la última muestra del pulso 300. Además, todas las muestras en la línea de tiempo ilustrada que contienen muestras 317, 320, 318, 327, 312, 319 y 321 se corresponden con el tiempo de silencio entre pulsos.

La muestra 317 es la hora de inicio arbitrario y muestra de datos para la separación de las muestras entrantes en contenedores de acumulación de proceso de correlación sincronizados con el patrón de pulsación. Así, la muestra 317 se acumula en el contenedor de acumulación de procesos de correlación 322 de Submuestra 1, la muestra 320 se acumula en el contenedor de acumulación de procesos de correlación 323 de Submuestra 2 y continuando la secuencia en la que la quinta muestra en esta secuencia, la muestra 302 se acumula en el contenedor de acumulación de procesos de correlación 324 de Submuestra 5, la sexta muestra en esta secuencia, la muestra 303 se acumula en el contenedor de acumulación de procesos de correlación 325 de Submuestra 6, y la séptima muestra en esta secuencia, la muestra 304 se acumula en el contenedor de acumulación de procesos de correlación 326 de Submuestra 7. La siguiente muestra en esta secuencia sincronizada con el patrón pulsante, la muestra 318, es la primera de la siguiente secuencia de siete muestras. Tiene la misma temporización relativa al patrón de pulsos que la muestra 317 y por lo tanto se acumula en el contenedor de acumulación de procesos de correlación 322 de Submuestra 1. Todas las muestras con la misma temporización relativa al patrón de pulsos que la muestra 317 (en este ejemplo se ven las muestras 318 y 319 para ilustración) se acumulan en el contenedor de acumulación de procesos de correlación 322 de Submuestra 1.

Del mismo modo:

- El contenedor de acumulación de procesos de correlación 323 de Submuestra 2 acumula todas las muestras con la misma temporización relativa al patrón de pulsos que la muestra 320 (en este ejemplo se ven las muestras 327 y 321 para ilustración);
- El contenedor de acumulación de procesos de correlación 324 de Submuestra 5 acumula todas las muestras con la misma temporización relativa al patrón de pulsos que la muestra 302 (en este ejemplo se ven las muestras 309 y 315 para ilustración);
- El contenedor de acumulación de procesos de correlación 325 de Submuestra 6 acumula todas las muestras con la misma temporización relativa al patrón de pulsos que la muestra 303 (en este ejemplo se ven las muestras 310 y 316 para ilustración);
- El contenedor de acumulación de procesos de correlación 326 de Submuestra 7 acumula todas las muestras con la misma temporización relativa al patrón de pulsos que la muestra 304 (en este ejemplo se ve la muestra 311 para ilustración);

y así sucesivamente.

El proceso de correlación del presente invento puede acumular y almacenar los valores de acumulación en los contenedores de acumulación de correlación submuestreados utilizando una variedad de métodos. Por ejemplo, si se conoce la ubicación del pulso, tal como en el ejemplo anterior, no hay necesidad de procesar las muestras después del borde delantero del pulso recibido. En una realización adicional, el proceso de correlación puede acumular una primera sincronización de muestra 301 durante un primer tiempo de acumulación de correlación y una segunda temporización de muestra 302 durante un segundo tiempo de acumulación de correlación y continuar adquiriendo

muestras para un número predeterminado de contenedores. La realización preferida detalla la utilización de siete (7) contenedores de acumulación con una frecuencia de muestreo de sustancialmente siete (7) muestras por chip. En el esquema pulsante preferido, hay un chip de señal de pulso con dos chips de tiempo de silencio entre los chips pulsados. En lugar de acumular los siete (7) contenedores preferidos, el receptor podría alternativamente acumular cualquier número de contenedores continuando el patrón de acumulación más allá de los siete (7) contenedores detallados en la realización preferida. En una realización alternativa, el receptor podría acumular 21 contenedores para proporcionar un muestreo completo de las funciones de respuesta de correlación con respecto a la totalidad del patrón pulsante. En una realización adicional, el receptor podría acumular menos de los siete (7) contenedores detallados en la realización preferida. Otros métodos de correlación y acumulación caen dentro del amplio alcance y ámbito del presente invento.

Temporización de Muestra relativa al Patrón Pulsante

En la realización preferida del presente invento, la frecuencia de muestreo del receptor de navegación no es un múltiplo entero de la velocidad del pulso transmitido como es el caso ilustrado en la Figura 3. La frecuencia de muestreo preferida es un múltiplo entero de la velocidad de pulso más un componente fraccional que causa que el muestreo se deslice relativo a los pulsos recibidos. El deslizamiento del muestreo relativo a los pulsos recibidos reduce los efectos de solapamiento que podrían estar presentes si todas las muestras ocurrieran al mismo tiempo exacto relativo a los pulsos recibidos. Por lo tanto, un ratio frecuencia de muestreo a frecuencia de pulso depende de la longitud del pulso. Un desplazamiento de frecuencia de muestreo relativa a la frecuencia de pulso hace que las ubicaciones de muestra varíen a lo largo de la corriente de pulsos. Por ejemplo, en un sistema de 10 M-pulsos/seg como se ilustra en la Figura 3, el componente fraccional de la frecuencia de muestreo a la frecuencia de pulso es 1 muestra adicional en cada 10.000 pulsos. Otros ratios de frecuencia de muestreo a frecuencia de pulso de muestras también pueden ser utilizados. Por ejemplo, 1 muestra adicional en cada 1.000 pulsos también produce un desplazamiento relativo para longitudes de código de 1.000 a 10.000 chips. Por lo tanto, en la realización preferida, si la frecuencia de muestreo nominal eran 7 muestras por pulso, la frecuencia de muestreo preferida se ajusta a una frecuencia de entre 7,0001 a 7,001 muestras por pulso. Para frecuencias de pulso más lentas, se requieren mayores desplazamientos fraccionarios entre la frecuencia de muestreo y la frecuencia de pulso para variar la ubicación de la muestra a lo largo del pulso durante el período de tiempo de integración.

En la realización preferida, la frecuencia de muestreo no es sincrónica con la frecuencia de pulso y por lo tanto las muestras no son sincrónicas con el patrón pulsante. Sin embargo, los valores de acumulación de correlación permanecen sincrónicos con el patrón pulsante. Esta sincronización se consigue con un temporizador dentro del receptor programado a la frecuencia de pulso de transmisor conocido. A la expiración del temporizador, el receptor emite una marca de tiempo de pulso que proporciona una referencia entre la frecuencia de pulso de transmisor conocido y el reloj receptor. La marca de tiempo de pulso de receptor se utiliza para asignar contenedores de correlación y acumulación con un desplazamiento desconocido pero constante relativo a el patrón de pulso recibido.

En referencia ahora a la Figura 4, las muestras digitales ya no están sincronizadas con el patrón pulsante como era el caso en la Figura 3. Una primera ubicación de pulso, 401, cambia relativa a las muestras de datos, 402 y 403 a la siguiente ubicación de pulso, 404, y las muestras de datos alrededor de ese pulso 405 y 406. Hay un cambio adicional en la ubicación de pulso 414 entre muestras de datos 407 y 408. Una primera marca de tiempo de pulso receptor se indica como 409. Aunque la ubicación absoluta de esta marca de tiempo de pulso receptor, 409, no se conoce relativa a la primera ubicación de pulso, 401, la temporización relativa de los dos eventos, 409 y 401, es una constante. Para este ejemplo, la marca de tiempo de pulso receptor, 409, se establece aproximadamente tres muestras de datos antes de cada pulso 401, 404, y 414. Aunque la alineación de la muestra de datos relativa tanto a la marca de tiempo de pulso de receptor, 409, y la ubicación de pulso, 401, varía, la alineación entre el receptor de marca de tiempo de pulso, 409, y la ubicación de pulso, 401, permanece constante. Para este ejemplo, la primera muestra de datos, más allá de la marca de tiempo de pulso receptor, 409, se acumula en el contenedor de acumulación 412 de la Submuestra 1. Cada muestra subsecuente es procesada y los valores de acumulación de correlación se colocan en los contenedores de acumulación y correlación subsecuentes relativo a la marca de tiempo interno.

Estimaciones de Temporización *A Priori*

En la realización preferida, el procesamiento de correlación convencional se utiliza para obtener temporización de retardo de código aproximada y conocimiento aproximado del patrón pulsante. Aunque estas estimaciones de la temporización del retardo de código y patrón pulsante están corrompidas con multitrayecto, estimados aproximados de la temporización del retardo de código, dentro de +/- 1,5 chips del patrón pulsante, son posibles. La estimación aproximada de la temporización de retardo de código se utiliza posteriormente como entrada para el proceso de correlación sub-muestreado para establecer el valor inicial de la temporización del retardo de código. Otros métodos, tales como búsquedas de correlación sub-muestreada o búsquedas de pulso crudas, para la obtención de estimaciones de tiempo de retardo de código y conocimiento de patrón pulsante, caen dentro del amplio alcance y ámbito del presente invento.

En general, no es posible de sincronizar con precisión el pulso de marca de tiempo de receptor con el patrón de pulsos recibido. Sincronización con el patrón de pulsos recibido es sólo tan preciso como la estimación de distancia

al transmisor. El conocimiento preciso del patrón de pulsos requiere un conocimiento preciso de la distancia al transmisor. La distancia al transmisor es, en general, desconocida en un dispositivo de posicionamiento antes de calcular una posición precisa. Por lo tanto, se requiere una búsqueda del borde delantero del pulso. Esta búsqueda incluye el procesador de correlación submuestreada acumulando una serie de tiempos de muestra en contenedores de acumulación separados relativos a la marca de tiempo de pulso del receptor de navegación de radio; cada contenedor de acumulación representa un borde delantero de pulso recibido potencial. Haciendo referencia de nuevo a la Figura 3, los tiempos de muestra de este ejemplo ilustrativo se eligieron de tal manera que las primeras muestras ocurrieran antes del inicio de un pulso. Utilizando técnicas de correlación convencionales, se determina primero un tiempo aproximado para el borde delantero del patrón de pulsos recibido, el cual puede entonces proporcionar una ubicación aproximada para una marca de tiempo de receptor de radio navegación relativa al patrón de pulso recibido. En el ejemplo en la Figura 3, un temporizador de marca de tiempo de receptor de navegación de radio se ajusta de tal manera que la marca de tiempo fue inicializada aproximadamente tres (3) muestras antes de un pulso recibido. A partir del conjunto de resultados de contenedor de acumulación de correlación de marca de tiempo, un proceso de decisión lógica determina el juego de muestreo de borde delantero de pulso correcto, o más probable. En general, la colocación de la marca de tiempo de receptor se debe colocar en base a la incertidumbre en la estimación aproximada de la temporización del retardo de código.

Proceso de Decisión Lógica

Un proceso de decisión lógica determina el contenedor de acumulación de correlación que corresponde al borde delantero del pulso recibido. En la realización preferida, el proceso de decisión utiliza valores de potencia de acumulación de cada contenedor de temporización de acumulación de correlación. Sin embargo, otros parámetros de medición, tales como ratio señal-a-ruido, En Fase y en Cuadratura (I y Q) seguimiento de bucle, seguimiento de portadora valores de acumulación de bucle, mediciones de bucle de seguimiento de código pseudoaleatorio, y datos similares disponibles dentro del receptor pueden ser utilizados y caen dentro del amplio alcance y ámbito del presente invento.

Haciendo referencia a la Figura 5, en ella se muestra un ejemplo ilustrativo de 7 funciones de respuesta de correlación sub-muestreadas 502, 503, 504, 505, 506, 507, y 508, de acuerdo con el presente invento, junto con una función de respuesta de correlación convencional 501. La función de respuesta de correlación 501 es la respuesta de correlación convencional teórica sin filtrado ni ruido de los datos. Las funciones de respuesta de correlación sub-muestreadas 502, 503, 504, 505, 506, 507, y 508 se filtran con un filtro de ancho de banda de 20 MHz, tal como se describe en la realización preferida, y la señal está corrompida con el ruido y el multitrayecto. La función de respuesta teórica 501 y las funciones de correlación de respuesta sub-muestreadas 502, 503, 504, 505, 506, 507, y 508 se han reducido de tal manera que todas son claramente visibles en la misma traza. Las funciones de respuesta de correlación sub-muestreadas 502, 503, 504, 505, 506, 507, y 508 son distintas a la función de respuesta de correlación convencional 501 en que son planas, con potencia constante en la dimensión de tiempo, en lugar de en forma triangular con una potencia pico en el valor de correlación máximo. Las funciones de respuesta de correlación sub-muestreadas 502, 503, 504, 505, 506, 507, y 508 son la descomposición de la función de respuesta de correlación convencional 501. Haciendo referencia al borde delantero de la respuesta correlación convencional, 501, es fácilmente evidente que la suma de las funciones de correlación de respuesta sub-muestreadas, 502, 503, 504, 505, 506, 507, y 508, resultaría en una función de respuesta de correlación convencional. Si más funciones de respuesta de correlación sub-muestreadas fueran representadas en el borde de salida de la función de respuesta de correlación convencional, estas también se sumarían a la función de respuesta de correlación convencional.

En el ejemplo en la Figura 5, el proceso de decisión lógica compara siete (7) funciones de respuesta de correlación y acumulación sub-muestreadas, 502, 503, 504, 505, 506, 507 y 508 para seleccionar la función de respuesta correlación sub-muestreada correspondiente al borde delantero del pulso recibido. Usando la estimación *a priori* de la temporización de pulso recibido desde el procesamiento de correlación convencional, una marca de tiempo de pulso receptor está alineada de tal manera que se producen nominalmente tres (3) contenedores de acumulación de correlación antes de la estimación del borde delantero del pulso recibido y los cuatro (4) contenedores de acumulación de correlación restantes se producen después del borde delantero del pulso recibido. En la realización preferida, siete (7) muestras que rodean el borde delantero del pulso recibido se procesan en sus correspondientes contenedores de acumulación de correlación. Realizaciones alternativas varían el número de contenedores de correlación y acumulación necesarios para garantizar que se observe el borde delantero del pulso recibido en base a la aplicación específica, el medio ambiente, y medición del receptor y calidad del reloj. Por ejemplo, en ambientes de bajo multitrayecto donde se sabe que la estimación aproximada de la temporización del retardo de código está dentro de un cuarto de un chip no serían necesarios todos los siete (7) contenedores de acumulación de correlación de submuestra. En su lugar, se necesitarían sólo tres (3) o cuatro (4) contenedores. Además, si la incertidumbre del reloj del receptor fuera grande en comparación con la estimación aproximada de la temporización de retardo del código, se necesitarían muestras adicionales más allá de los siete (7) contenedores de acumulación de correlación de submuestra descritos para la realización preferida.

En la realización preferida, se establece un conjunto de criterios de comparación en base a la potencia relativa del contenedor de acumulación y ubicación relativa a la marca de tiempo del receptor de pulsos de radionavegación. Por

ejemplo, se espera que el valor de potencia del contenedor de acumulación de correlación del borde delantero sea más alto que el valor de potencia del contenedor de acumulación de correlación anterior por algún ratio, debido a que el contenedor de acumulación de correlación anterior se acumula a partir de muestras que contienen solamente ruido. Para los resultados ilustrados en la Figura 5, la curva de respuesta de potencia de correlación de sub-muestra 505 corresponde a los tiempos de muestra del borde delantero. La respuesta de potencia de correlación de sub-muestra en el borde delantero del pulso, 510 es aproximadamente 3,5 dB mayor que la anterior curva de respuesta de potencia de correlación de sub-muestra sólo ruido, 504. Además, como se muestra en la Figura 5, se espera que la curva de respuesta de potencia de correlación de sub-muestra subsecuente, 506, sea más alta que la curva de respuesta de potencia de correlación de muestra de borde delantero, 505. Este aumento en potencia de correlación se debe a un efecto de filtrado causada por la recepción de señales de banda limitada, creando así un aumento del pulso. Esto se traduce en que la señal aumento su potencia según el pulso se transmite inicialmente.

Son posibles otros procesos lógicos y criterios de decisión para establecer la primera submuestra en el borde de pulso, tales como definición de umbrales de ratio señal a ruido (SNR) específicos, datos de En Fase y En Cuadratura (I y Q) de bucle de seguimiento de portadora de procesamiento, procesamiento de mediciones de bucle de seguimiento de código pseudoaleatorio, o procesamiento de datos similares disponibles en el receptor. Estos criterios de decisión también pueden cambiar cuando se calibra contra señales de datos reales de diferentes tipos de transmisores recibidos con diferentes configuraciones de receptor. Además, el proceso de selección de la correlación de borde delantero y contenedor de acumulación se puede ajustar dinámicamente en el receptor según el medio ambiente y señales específicas sean observados según su contenido general o multitrayecto específico. El contenedor de acumulación de correlación correspondiente a la mejor estimación del borde delantero del patrón de pulsos recibido se utiliza entonces para estimar la medición de distancia.

Medición de Pseudorange a partir de Resultados de Acumulación de Correlación de Muestra de Borde Delantero

Una vez que se determina el contenedor de correlación y acumulación de sub-muestra de borde delantero, en base a ese contenedor de acumulación de correlación se determina una estimación de distancia. En la realización preferida, un algoritmo de ajuste de datos estima el borde de la meseta, elemento 510 en la Figura 5, para determinar una medición de distancia. Este borde de meseta es la base de la medición de distancia derivada de la respuesta de potencia de correlación de sub-muestra, 505. En la realización preferida, el algoritmo de ajuste de datos utiliza un punto de muestra en el flanco ascendente de la respuesta de correlación sub-muestreada y el valor máximo de la respuesta de correlación. En la realización preferida, los brazos de seguimiento 0.5 chip convencional temprano y 0.5 chip tardío se utilizan para obtener los dos puntos de muestra requeridos. En una realización adicional, una combinación de los brazos de seguimiento temprano, tardío y exacto se pueden utilizar para obtener los puntos de muestra requeridos. En otras formas de realización, se utiliza una separación de brazo de seguimiento estrecha, tales como 0.1 de chip o se utiliza una separación de brazo de seguimiento no simétrica. Para la realización preferida, la pendiente del borde delantero de la respuesta de correlación sub-muestreada es calibrada a partir de una simulación de Monte-Carlo de muchas curvas de respuesta de correlación sub-muestreadas dada una amplia variedad de condiciones de señal. Otras técnicas para establecer la distancia a partir de la función de respuesta de correlación de la sub-muestra tal como experimento de laboratorio, calificación de campo, y modelado matemático caen dentro del amplio alcance y ámbito del presente invento.

Haciendo referencia de nuevo a la Figura 5, un sesgo sistemático, 509, existe entre la estimación de distancia derivada del borde delantero del pulso, 510, y la respuesta máxima de la respuesta de correlación convencional, 511, utilizada tradicionalmente como la base de la estimación de distancia. En la realización preferida, este sesgo se calibra y mantiene como una constante dentro del receptor. Opcionalmente, este sesgo puede ser modelado en una base continua.

En la Figura 5, se muestran los valores de contenedor de acumulación de correlación de esta técnica con una frecuencia de muestreo preferida de 7.001 muestras por chip y se ven las funciones de respuesta sub-muestreadas. El multitrayecto en este ejemplo ilustrativo es el mismo que el representado en la Figura 2 de 0,5 chip de retardo en -6 dBm. El error en la estimación de la distancia es de aproximadamente 2 cm para este escenario multitrayecto utilizando la técnica de contenedor de acumulación de correlación sub-muestreada del presente invento, en comparación con 2-3 metros de un método de correlación de separación convencional, por lo tanto dando una mejora significativa con respecto a los métodos de la técnica anterior.

Por supuesto, se entenderá que aunque lo anterior ha sido dado a modo de ejemplo ilustrativo de este invento, todas estas y otras modificaciones y variaciones del mismo, como sería evidente para personas expertas en la técnica, se considera que caen dentro del amplio alcance y ámbito de este invento tal como se expone en este documento.

REIVINDICACIONES

1. Un método de mitigación del multitrayecto en un receptor de radionavegación, comprendiendo dicho método:
 recibir una señal de radionavegación CDMA pulsada,
 caracterizado porque
 - 5 dicho receptor de radionavegación correlaciona dicha señal de radionavegación CDMA pulsada con una secuencia de código pseudoaleatorio generado internamente para producir valores de correlación; y genera estimaciones de distancia a partir de un subconjunto de los valores de correlación producidos asociados con los bordes delanteros (401, 404, 414) de dicha señal de radionavegación CDMA pulsada.
 - 10 2. El método de la reivindicación 1, caracterizado en que el método comprende además los pasos de: muestreo para formar muestras de señales de radionavegación CDMA pulsadas (301-312, 314-321); separación de las muestras de señal de radionavegación CDMA pulsada (301-312, 314-321) suministradas al proceso de correlación; y procesamiento de muestras (301, 308, 314) asociado con los bordes delanteros (401, 404, 414) de cada pulso de señal de radionavegación CDMA (300, 313) independientemente a partir de muestras (302-307, 309-311, 315-316) que ocurren luego en cada pulso de señal de radionavegación CDMA (300, 313).
 - 15 3. El método de la reivindicación 1 o la reivindicación 2, caracterizado en que dicha señal de radionavegación CDMA pulsada proporciona, entre pulsos (300, 313), tiempo de silencio donde la señal está ausente, para que las señales multitrayecto se disipan antes del comienzo de pulsos subsiguientes.
 4. El método de cualquiera de las reivindicaciones 1 a 3, caracterizado en que una medida de distancia es generada incluyendo los pasos de: obtención de puntos de muestra en una función de respuesta de correlación (505) de dicho subconjunto de valores de correlación, dicha función de respuesta de correlación incluyendo una rampa de aumento seguida por una región de meseta seguida de una rampa descendente; y la determinación del borde (510) de dicha región de meseta utilizando dichos puntos de muestra.
 - 20 5. El método de la reivindicación 4, caracterizado en que los puntos de muestra obtenidos son ajustados de manera que al menos un punto de muestra esté sobre dicha rampa ascendente de dicha función de respuesta de correlación (505) y al menos un punto de muestra está en dicha región de meseta de dicha función de respuesta de correlación (505).
 - 25 6. El método de la reivindicación 1, caracterizado en que el método comprende además los pasos de: muestrear dicha señal de radionavegación CDMA pulsada a una frecuencia de muestreo previa a la correlación; almacenar los valores de correlación producidos en contenedores de acumulación independientes (412, 413); y determinación de contenedores de acumulación (413) asociados con los bordes delanteros (401, 404, 414) de dicha señal de radionavegación CDMA pulsada.
 - 30 7. El método de la reivindicación 6, caracterizado en que dicha frecuencia de muestreo se desliza con respecto a dicha frecuencia de señal de radionavegación CDMA pulsada, de tal modo que los efectos de solapamiento se reducen.
 - 35 8. El método de la reivindicación 6 o 7, caracterizado en que dicho método comprende además el paso de emisión de una marca de tiempo de pulso (409, 410, 411), dicha marca de tiempo de pulso (409, 410, 411) proporciona una referencia entre dicha señal de radionavegación CDMA pulsada y dicha frecuencia de muestreo, de tal manera que los valores de correlación producidos permanecen sincrónicos con dicha señal de radionavegación CDMA pulsada.
 - 40 9. El método de cualquiera de las reivindicaciones 1 a 8, caracterizado en que dicha señal de radionavegación CDMA pulsada es procesada utilizando procesamiento de correlación convencional para obtener temporización de retardo de código aproximada y conocimiento aproximado del patrón de pulsación de dicha señal de radionavegación CDMA pulsada.

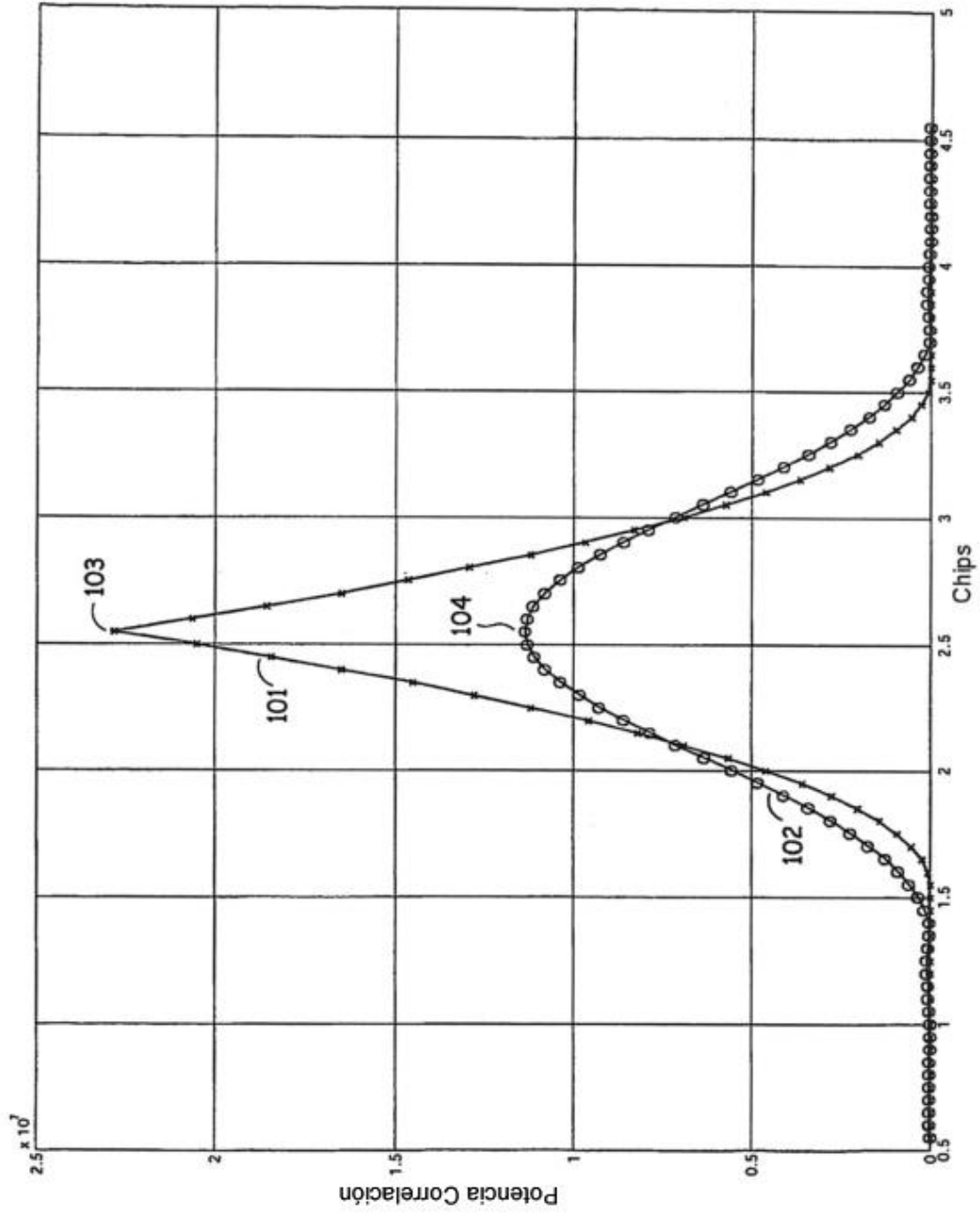


Fig. 1

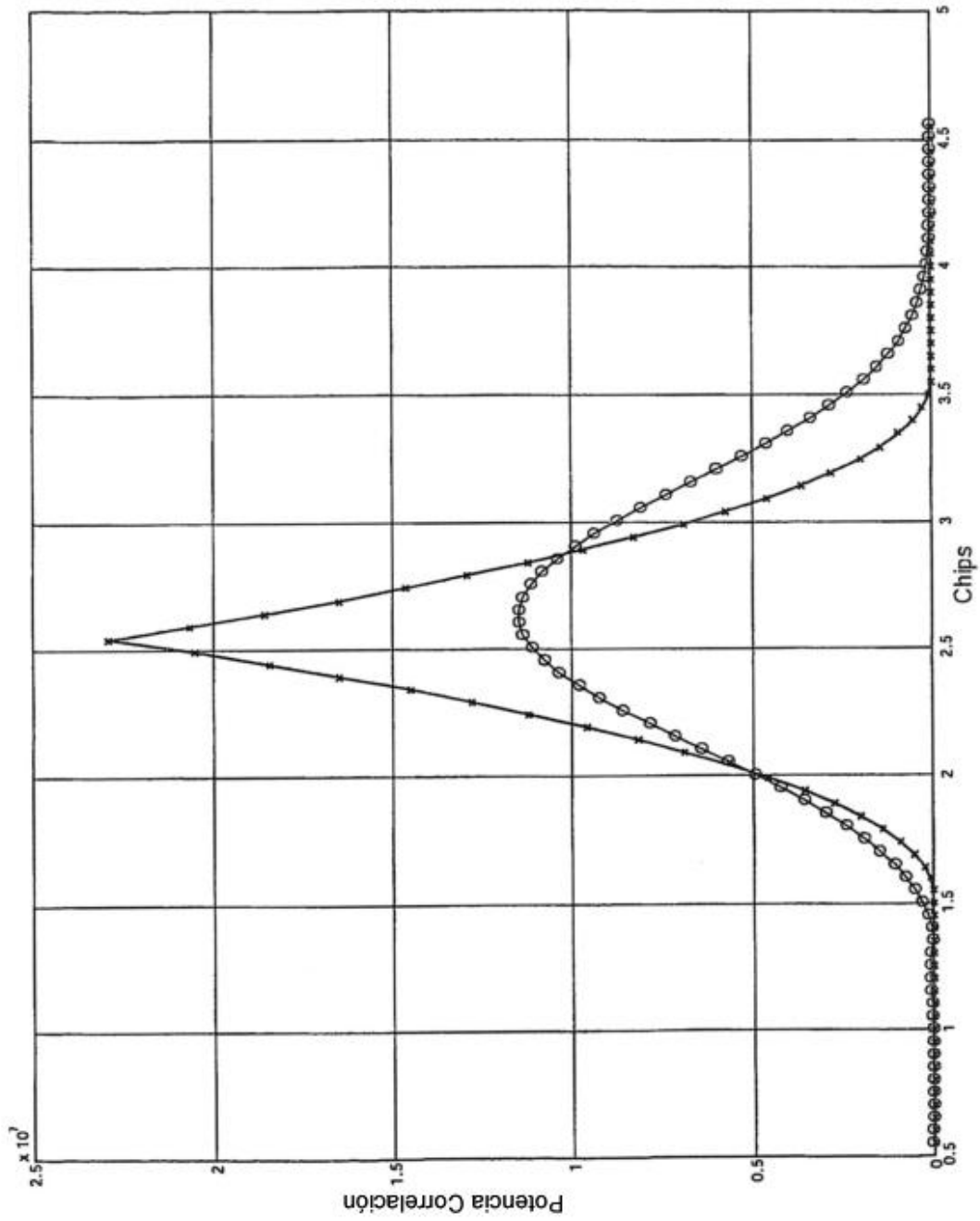


Fig. 2

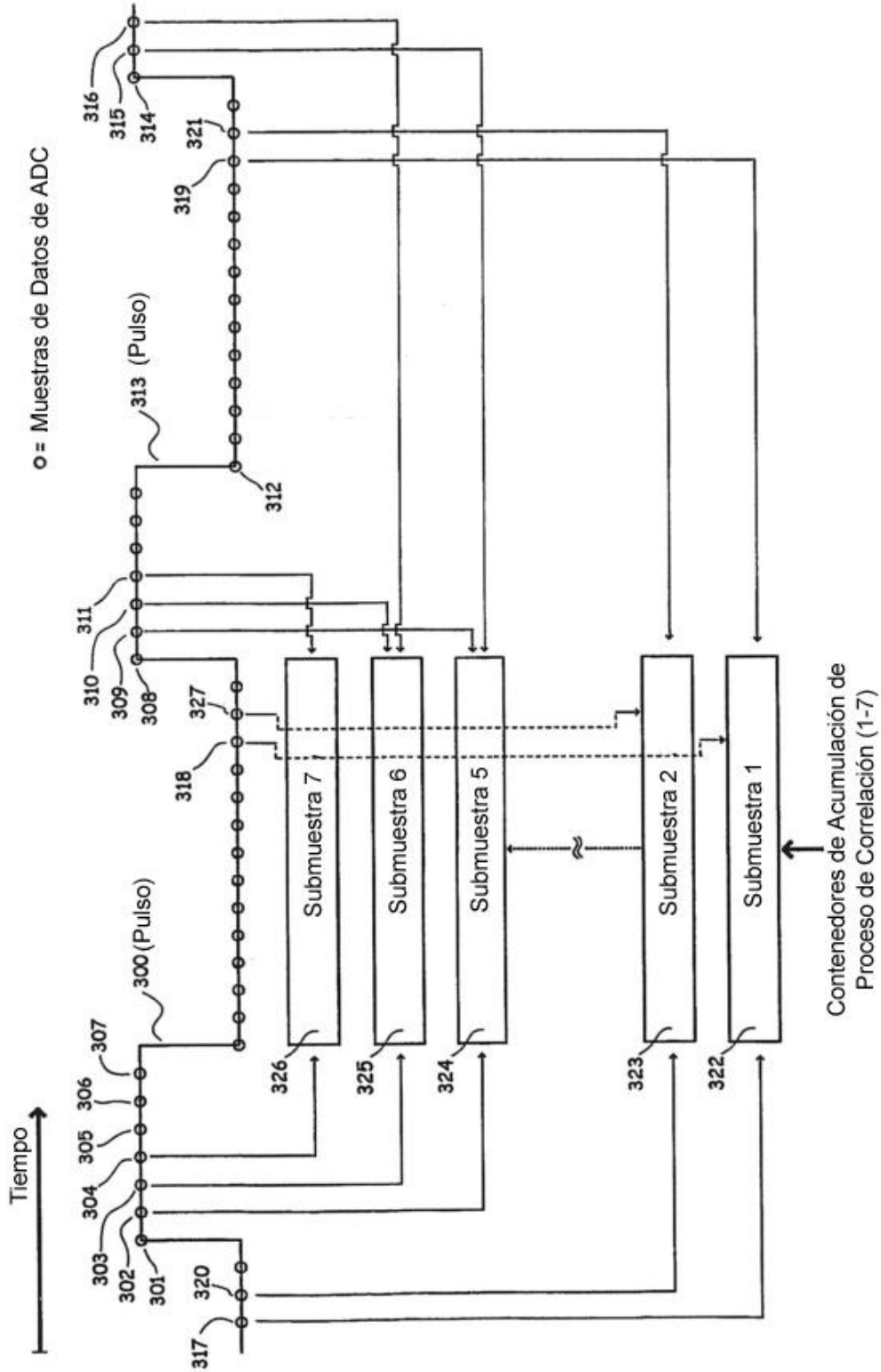


Fig. 3

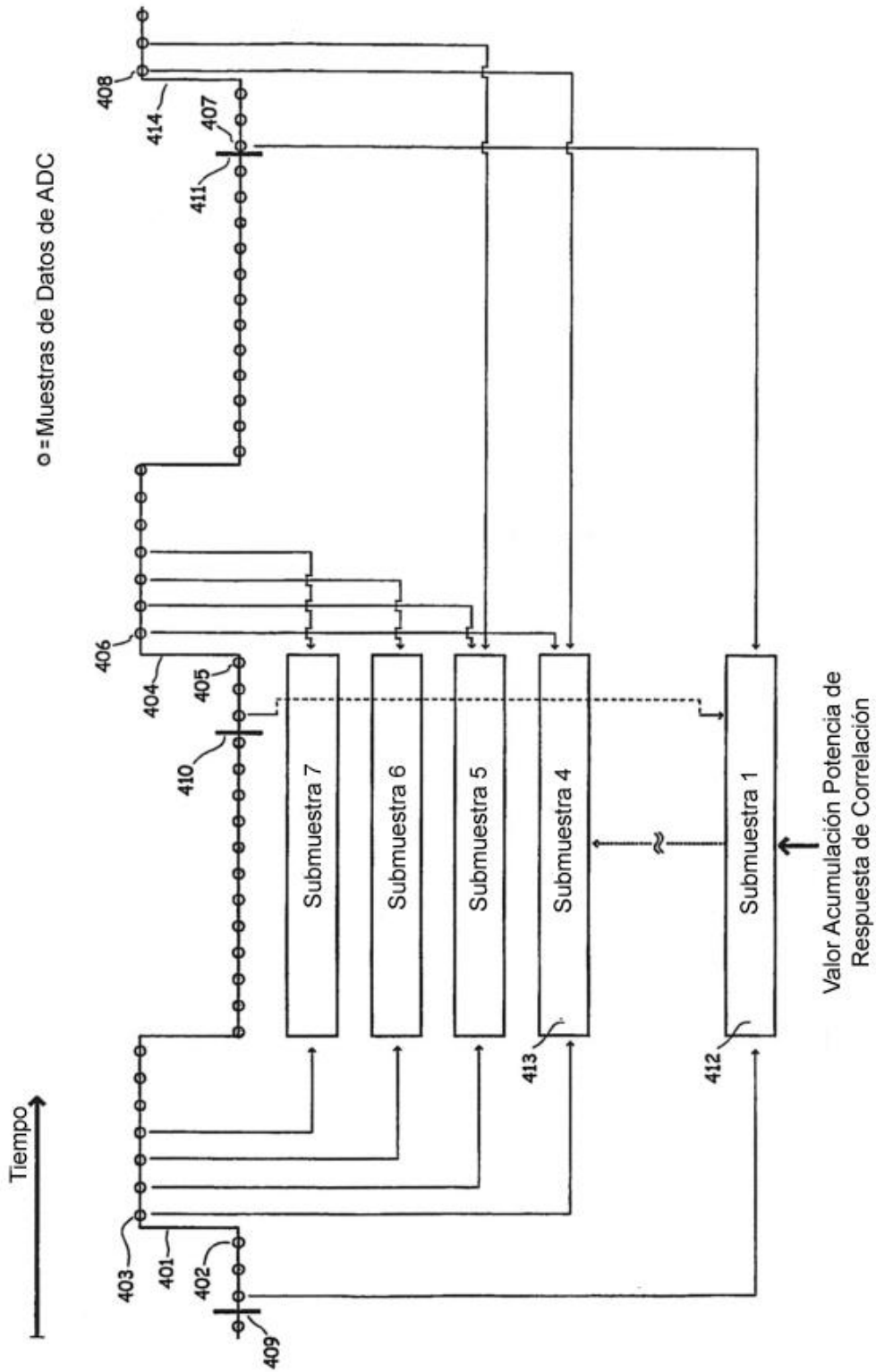


Fig. 4

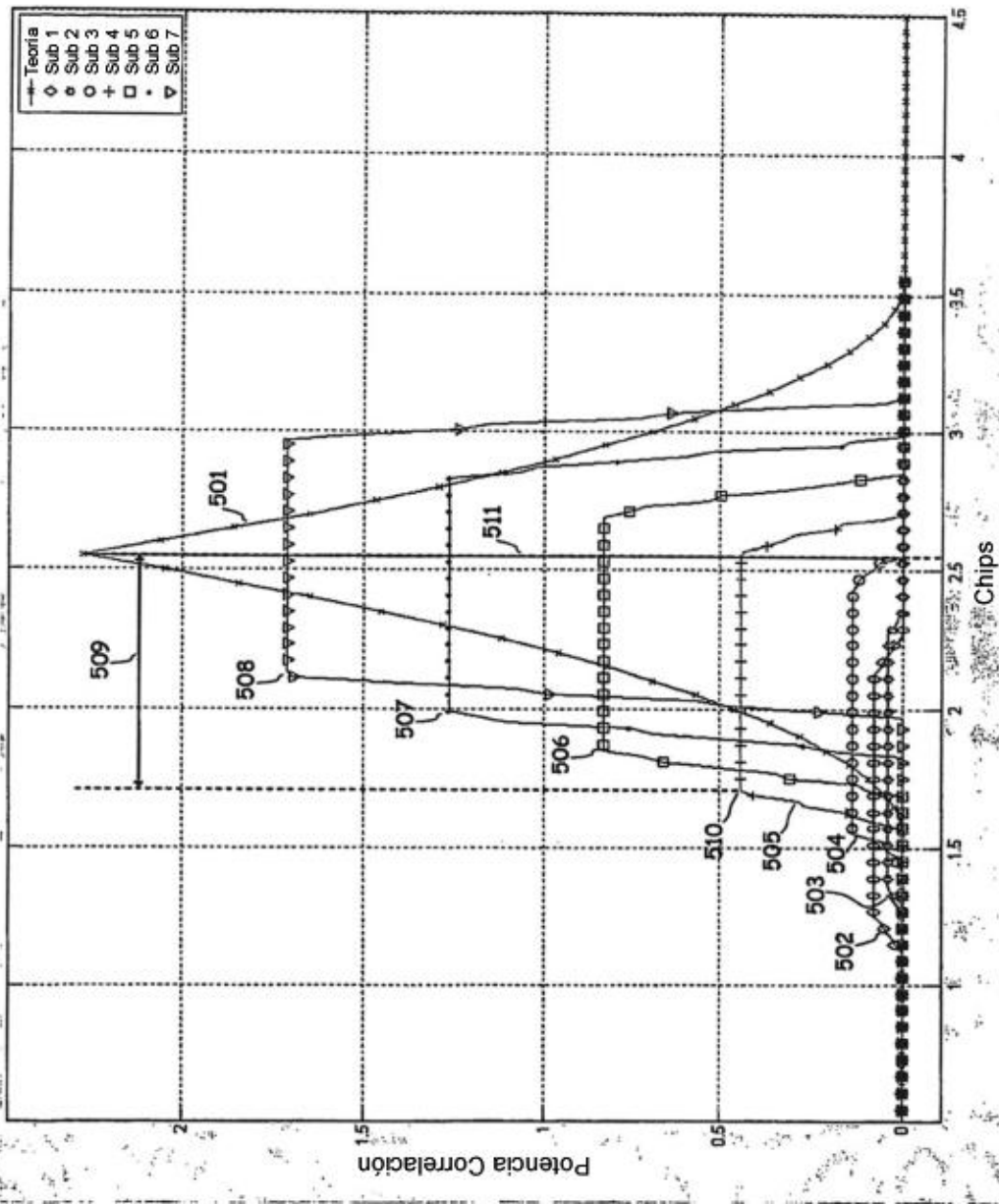


Fig. 5