

19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 565 414**

51 Int. Cl.:

H03C 1/00 (2006.01)

G01S 13/34 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **19.11.2009 E 09796409 (2)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **17.02.2016 EP 2350684**

54 Título: **Sistema que emplea un sintetizador digital directo**

30 Prioridad:

26.11.2008 GB 0821613
21.01.2009 US 146076 P

45 Fecha de publicación y mención en BOPI de la traducción de la patente:
04.04.2016

73 Titular/es:

QINETIQ LIMITED (100.0%)
Cody Technology Park Ively Road
Farnborough, Hampshire GU14 0LX, GB

72 Inventor/es:

BEASLEY, PATRICK, DAVID, LAWRENCE;
HODGES, DAVID, GEORGE y
HODGES, ROBERT, DAVID

74 Agente/Representante:

LAZCANO GAINZA, Jesús

ES 2 565 414 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).

DESCRIPCIÓN

Sistema que emplea un sintetizador digital directo

5 Esta invención se relaciona con sistemas que utilizan un Sintetizador Digital Directo (DDS) para la salida o procesamiento de señales. En particular, se relaciona con sistemas que procesan coherente señales producidas por un DDS, y que integran una pluralidad de tales señales. Tal sistema puede comprender un sistema de radar, típicamente un radar CW o un radar CW modulado.

10 En un sistema de radar, puede aparecer ruido de varias fuentes diferentes. Por ejemplo, el ruido térmico es producido por materiales debido al movimiento aleatorio de los átomos y así tiene una potencia de ruido directamente proporcional a la temperatura. Otras fuentes de ruido son producidas en la electrónica del sistema de radar. Algunas de estas pueden ser también aleatorias en su naturaleza y típicamente tendrán una distribución Gaussiana, mientras que otras pueden ser debidas, por ejemplo, a salidas no deseadas o espurias de componentes o subsistemas en el radar, y pueden no ser aleatorias en su naturaleza.

15 Muchos tipos de sistemas de radar están diseñados para tomar una pluralidad de mediciones de una región, y para procesar la pluralidad de mediciones juntas de la misma manera. Esto comprende frecuentemente una etapa de integración, donde los regresos de señal recibidos desde la región son sumados entre sí, generalmente para mejorar las relaciones señal a ruido y por lo tanto las capacidades de detección. Esta sumatoria generalmente se hace coherentemente, esto es, en donde tanto la fase como la amplitud de los retornos de señal son tenidas en cuenta. La integración coherente es beneficiosa puesto que da una capacidad mejorada para reducir los efectos de algunos tipos de ruido. El ruido de una naturaleza más aleatoria tenderá a cancelarse cuando se integra a lo largo de un período suficientemente largo, debido a la naturaleza vectorial de la suma acoplada con esencialmente una fase aleatoria presente en cada uno de los retornos. Las señales por ejemplo de un objetivo por otro lado tenderán a permanecer después de una integración, puesto que los retornos de señal tenderán todos a estar en fase. El ruido de una naturaleza no aleatoria frecuentemente tenderá a permanecer después de la integración por las mismas razones.

20 Sistemas tales como radares de Onda Continua de Frecuencia Modulada (FMCW) se dispondrán típicamente para transmitir una serie de señales hacia una región y para recibir reflejos de las señales desde los objetivos (sean objetivos deseados o por confusión). Las señales serán frecuentemente barridos de frecuencia lineal teniendo cada uno propiedades idénticas en términos de sus frecuencias de inicio y de detención. El radar integrará las señales recibidas para mejorar la relación de señal a ruido tal como se discutió más arriba. El número de señales que van a ser integradas dependerá de los parámetros del sistema, tales como el tiempo tomado para producir un barrido de frecuencia sencillo, y (para un radar barrido por rotación electrónicamente) el tiempo de residencia sobre la región objetivo. Típicamente un sistema puede integrar entre 16 y 1024 señales en su procesamiento, y el intervalo de tiempo en el cual estas señales son generadas y procesadas se denomina tiempo de integración.

35 Los sistemas de radar están utilizando crecientemente técnicas de salida de señales que incorporan dispositivos DDS, debido a su flexibilidad y control preciso inherentes de sus parámetros de salida. Los dispositivos DDS permiten que las señales de modulación compleja sean generadas de manera simple y repetitiva. Las salidas de tales dispositivos comprenden típicamente una señal deseada (denominada aquí la salida primaria), pero también comprenderán otras señales, siendo éstas artefactos de la operación del DDS. Los artefactos comprenden señales no deseadas en amplitudes generalmente muchos órdenes de magnitud (típicamente -60dBc a -80dBc) por debajo de la señal deseada y que aparecen a frecuencias determinadas, algunas de las cuales pueden estar relacionadas armónicamente con la salida primaria mientras que otras pueden no estarlo. Se conocen generalmente como ramales. Puesto que también son típicamente pequeñas en relación con la señal deseada, frecuentemente no plantean ningún problema. Para algunas aplicaciones, sin embargo, los ramales pueden tener un efecto nocivo significativo sobre el comportamiento del sistema. Una de tales aplicaciones es un radar CW, en donde los dispositivos DDS pueden ser utilizados para modular un oscilador local (LO) para generar una señal que va a ser transmitida. En tales sistemas los ramales presentes sobre la salida de DDS también modularán el LO, lo cual tiene el efecto de incrementar el piso de ruido aparente del radar, lo cual puede significar que objetivos más pequeños pueden ser mucho más difíciles de detectar.

40 De acuerdo con un primer aspecto de la presente invención, se provee un sistema de radar que emplea un sintetizador digital directo (DDS), estando el sistema adaptado para usar el DDS para proveer una señal modulada para transmisión, comprendiendo la señal modulada al menos una primera temporalmente seguida por una o más señales subsiguientes generadas a lo largo de un período de integración, teniendo la primera y subsiguientes señales características de frecuencia primarias similares, teniendo cada señal una fase de inicio asociada, incorporando adicionalmente el sistema un receptor para recibir una señal que comprende al menos un reflejo desde uno o más objetos; un mezclador para mezclar la señal recibida con una versión retardada de sí misma para derivar una señal de frecuencia intermedia (IF); un integrador para integrar coherentemente las señales IF derivadas desde la primera y subsiguientes señales moduladas; en donde el DDS está provisto con al menos una fuente de reloj de entrada, una entrada que permite el control de la fase de inicio para cada señal, y una entrada para controlar la frecuencia de salida del DDS;

5 caracterizado porque el DDS está dispuesto para generar una característica de frecuencia de salida primaria, siendo la característica la misma tanto para las señales primera como subsiguientes a lo largo del período de integración, en donde el DDS está dispuesto para tener al menos una frecuencia de fuente de reloj de entrada y la fase de inicio cambiada entre la producción de la primera señal y una señal subsiguiente, de tal manera que la salida del DDS tiene ramales de frecuencia que tienen característica diferentes entre la primera y subsiguientes señales.

10 La limitación de que la primera y subsiguientes señales tengan características de frecuencia primaria similares significa que las frecuencias deseadas en la salida del DDS e involucradas en la modulación, incluyendo cualquier frecuencia de inicio y terminación, junto con cualquier parámetro de barrido de frecuencia, son los mismos para las señales primera y subsiguientes – esto es estos parámetros que definen las características de frecuencia de salida primaria. Nótese que los ramales de frecuencia, tal como se describe más adelante, junto con cualquier ruido generado con el DDS, no cuenta como salidas primarias o características de frecuencia primarias (tal como se definen aquí) del DDS. Aunque la invención tiene utilidad cuando solamente dos señales - la primera señal y la que le sigue inmediatamente – son usadas, la invención puede ser utilizada con cualquier número > 1 de señales. La primera y subsiguientes señales pueden comprender cualquier señal adecuada, por ejemplo, una señal de barrido de frecuencia, siendo el barrido lineal, por etapas, o teniendo una disposición no lineal más compleja según sea apropiado para una aplicación particular. Las señales pueden comprender también señales moduladas de fase. Siendo los únicos criterios que las salidas principales de cada una de la primera y subsiguientes señales generadas dentro de un período de integración sean las mismas.

20 La invención provee un medio para al menos mejorar algunos de los problemas establecidos encontrados tradicionalmente con los dispositivos DDS utilizados en ciertos ambientes. Utilizando un sistema de acuerdo con la presente invención, los ramales creados por el DDS tendrán diferentes características en cada una de la primera y subsiguientes señales. Si cada una de la primera y subsiguientes señales están dispuestas para tener una fase diferente, entonces los ramales también en general, tendrán fases diferentes, y debido al proceso de integración, no se acumularán de la misma manera que las señales deseadas.

25 Una aplicación de una realización de la presente invención está en el campo de los sistemas de radar FMCW, en donde típicamente las señales transmitidas comprenderán una secuencia de barridos de frecuencia. Aquí, un primer barrido de frecuencia corresponde a la primera señal, y barridos subsiguientes corresponden a las señales subsiguientes. Estos barridos de frecuencia en general están dispuestos para ser barridos lineales que tienen frecuencias de inicio y detención predefinidas. Las características de inicio, detención y barrido (esto es, características de duración de barrido y frecuencia) son conocidas aquí como características de frecuencia primaria. En general la característica de frecuencia comprende un barrido de frecuencia lineal, aunque pueden utilizarse otras tales características de frecuencia.

35 La invención hace uso de la observación por parte de los inventores de que la fase de partida inicial de la señal deseada no es relevante en términos del proceso de sumatoria coherente, puesto que desaparece durante la producción de la señal IF, como se muestra en más detalle más adelante.

40 El sistema tiene beneficios sobre el arte anterior puesto que al menos dos señales (esto es, la primera y subsiguientes señales) son generadas por el DDS de la manera descrita. Preferiblemente el DDS está adaptado para producir al menos 4, tal como al menos 8, tal como al menos 16, tal como al menos 32, tal como al menos 64, tal como al menos 128, tal como al menos 256 señales dentro de un período de integración, teniendo cada una similares características de frecuencia de salida primaria, y siendo derivada cada una a partir de una frecuencia de reloj de salida diferente o teniendo una fase de salida diferente.

45 Para sistemas tales como radares FMCW el número de señales que se van a integrar en un período de integración (el cual es típicamente el tiempo de residencia del radar o un submúltiplo del mismo) estará en general predefinido. Ventajosamente, si el número de señales que se va a integrar es conocido, entonces el número de cambios de frecuencia del reloj de entrada, o el número de cambios de fase de señal de salida se selecciona igual al número de señales que van a ser integradas, o a un submúltiplo del mismo.

50 Para aquellas realizaciones donde la fase de salida de la señal de salida primaria cambia para cada señal en un período de integración, el cambio de fase puede ser dispuesto ventajosamente para avanzar uno o más ciclos completos de 360° (esto es, una rotación completa del vector unitario) durante el período de integración. Por ejemplo el cambio de fase por pasos puede ser $360^\circ/n$, en donde n es el número de señales que van a ser integradas.

55 Cada cambio de fase aplicado a la primera señal de salida puede ser cualquiera adecuada. Por ejemplo, la fase de la señal de salida puede ser avanzada convenientemente de manera lineal a través de $n \cdot 360^\circ/n$ etapas. Alternativamente, la fase de salida puede ser seleccionada de una manera pseudoaleatoria. Preferiblemente, durante cada período de integración se seleccionan al menos 8, tal como al menos 16, tal como al menos 32, tal como al menos 64 fases diferentes. La ventaja de tener un número mayor de fases discretas es que los ramales probablemente sean más esparcidos durante el proceso de integración, esto es, las fases de los ramales son más fáciles de tomar en un amplio rango de valores, llevando una mejor reducción de los efectos de los ramales a medida que las señales son integradas.

Claramente no puede haber más fases seleccionadas que señales en un período de integración, pero si hay más pocas escogidas entonces preferiblemente se escoge un número entero de rotaciones del vector unitario.

5 Si la frecuencia del reloj de entrada del DDS cambia entre la producción de la primera y subsiguientes señales entonces el DDS en general necesitará ser adaptado para tenerse en cuenta, si se va a producir una señal de salida primaria que tenga propiedades similares en términos de su frecuencia de salida para cada una de la primera y subsiguientes señales. Esto se hará de acuerdo con las propiedades del dispositivo DDS en particular usado. La forma en que esto se hará será conocida para la persona de experiencia normal, por ejemplo la programación del dispositivo DDS para producir una frecuencia de salida particular dado un conocimiento de la frecuencia de entrada del reloj es un procedimiento común con tales dispositivos. El reloj de entrada puede ser generado por cualquier medio adecuado.

10 De manera conveniente, el reloj de entrada puede en sí mismo ser producido por un segundo DDS, y luego la frecuencia del reloj puede ser cambiada fácilmente con exactitud adecuada.

De acuerdo con un segundo aspecto de la presente invención se provee un método para procesar señales en un sistema de radar que comprende las etapas de:

- 15 a) utilizar un sintetizador digital directo (DDS) para producir una primera y subsiguientes señales como salidas primarias, teniendo la primera y subsiguientes señales similares características de frecuencia de salida primaria;
- b) transmitir la primera y subsiguientes señales, o señales derivadas de las mismas;
- c) recibir una señal, que comprende al menos un reflejo de uno o más objetos, de la señal transmitida;
- d) mezclar la señal recibida con una porción de la señal que está siendo transmitida para producir una señal de frecuencia intermedia (IF);
- 20 e) integrar coherentemente señales IF, o señales derivadas de las mismas, a partir de la primera y subsiguientes señales;

caracterizado porque, en la etapa a), el DDS es programado para cambiar una fase de la salida primaria entre la generación de la primera y subsiguientes señales, de tal manera que la salida del DDS tiene ramales de frecuencia que tienen característica diferentes entre la primera y subsiguientes señales.

25 La cantidad de cambio de fase puede ser cualquiera que resulte conveniente. Puede ser determinada aleatoriamente o seudoaleatoriamente, o puede comprender etapas lineales, tal como se describió más arriba en relación con un primer aspecto de la invención.

La primera y subsiguientes señales pueden comprender un barrido de frecuencia. El barrido de frecuencia puede ser un barrido lineal.

30 De acuerdo con un tercer aspecto de la presente invención se provee un método para procesar señales en un sistema de radar que comprende las etapas de:

- a) usar un sintetizador digital directo (DDS) para producir una primera y subsiguientes señales como salidas primarias, teniendo la primera y subsiguientes señales características de frecuencia de salida de primaria similares;
- b) transmitir la primera y subsiguientes señales, o señales derivadas de ellas;
- 35 c) recibir una señal, que comprende al menos un reflejo de uno o más objetos, de la señal transmitida;
- d) mezclar la señal recibida con una porción de la señal que está siendo transmitida para producir una señal de frecuencia intermedia (IF);
- e) integrar coherentemente las señales IF producidas desde la primera y subsiguientes señales;

40 caracterizado porque, en la etapa a), el DDS tiene una entrada de reloj provista por un dispositivo de frecuencia programable, y entre la primera y la subsiguiente señal, el dispositivo de frecuencia programable está dispuesto para cambiar la frecuencia del reloj provista por el DDS en una cantidad predeterminada, y en donde el DDS es programado para compensar su diferente entrada de frecuencia de tal manera que la señal subsiguiente tenga características de frecuencia primaria similares, y que la salida del DDS tenga ramales de frecuencia que tienen característica diferente entre la primera y la subsiguiente señal.

45 La invención se describirá ahora en más detalle, a manera de ejemplo solamente, con referencia a las siguientes figuras, de las cuales:

la figura 1 muestra un diagrama de bloque de una configuración de hardware típica - un radar FMCW en este caso - en el cual puede implementarse una realización de la presente invención;

5 la Figura 2 muestra una gráfica de una salida de un sistema de radar del lecho de prueba que utiliza un DDS en la generación de su señal transmitida, mostrando el gráfico un retorno procesado a partir de una señal transmitida individual;

la Figura 3 muestra una gráfica de una serie promediada de salidas del radar del lecho de prueba en donde el DDS está dispuesto para trabajar de acuerdo con la técnica anterior, y por lo tanto no está adaptado para implementar la presente invención;

10 la Figura 4 muestra una gráfico de una serie promediada de salidas a partir del radar del lecho de prueba en donde el DDS está adaptado para implementar la presente invención;

la Figura 5 muestra un diagrama de bloque de una configuración de hardware típica sobre la cual puede implementarse una segunda realización de la presente invención; y

la Figura 6 muestra un diagrama de bloque de la tercera realización de la presente invención, en donde la invención es aplicada a un radar CW heterodino.

15 La Figura 1 muestra un sistema de radar FMCW que incorpora un DDS, siendo usado el DDS para proveer una salida modulada. El sistema mostrado es notablemente similar al mostrada en la solicitud de patente copendiente PCT/GB2008/000306.

20 El radar incorpora un oscilador 10 local (LO) operativo a 9.2 GHz el cual provee una entrada a un mezclador 11 supraconvertidor de cuadratura. Una segunda entrada al mezclador 11 viene de un oscilador IF en la forma de un dispositivo sintetizador digital directo (DDS) 12, en este caso implementado utilizando un par de chips DDS de Analog Devices AD9858. Así como provee una entrada al mezclador 11, la salida del LO 10 también alimenta un primer divisor 13 de frecuencia, el cual a su vez guía un segundo divisor 14 de frecuencia. Una salida del primer divisor 13 de frecuencia se utiliza como fuente de reloj de referencia para el sintetizador digital directo 12. El segundo divisor 14 de frecuencia provee una fuente de referencia de reloj a un controlador 15, el cual puede ser un microcontrolador, el cual
25 tiene salidas de control conectadas al DDS y a convertidores análogo a digital (ADC) 16, 16' que se utilizan para digitalizar señales entrantes reflejadas de objetivos y otros objetos. El controlador 15 también provee datos de sincronización a medios 21 de procesamiento de señal.

30 El radar tiene una cadena receptora que comprende un amplificador 17 de bajo ruido, un mezclador 18 que tiene salidas tanto de fase In (I) y de cuadratura (Q) acopladas a un par de amplificadores 19, 19' IF, luego a un par de filtros 20, 20' Nyquist, que definen un par de canales. Las salidas de los filtros 20, 20' Nyquist alimentan los ADC 16, 16' cada uno de los cuales provee señales digitales al medio 21 de procesamiento de señales. El mezclador 18 tiene una segunda entrada tomada de la señal que va a ser transmitida.

El mezclador 11 de transmisión es un alimentador mezclador de sobreconversión de cuadratura en la entrada IF con entrada tanto de I y Q de DDS 12.

35 En la operación, el LO 10 produce una salida LO de 9.2 GHz la cual alimenta una entrada del mezclador 11. El DDS está sincronizado mediante una señal de reloj de referencia derivada de la salida LO, pero dividida en frecuencia de la misma por un cociente de 10. La frecuencia de salida del DDS 12 está determinada por este reloj en combinación con la entrada del controlador 15. La entrada de reloj a controlador es tomada del divisor 14 de frecuencia que tiene un cociente de división de 50, el cual es suministrado en sí mismo desde el divisor 13 de frecuencia. Así la frecuencia
40 de reloj que suministra el ADCs es 18 MHz. El controlador 15 contiene un sistema la lógico que dispara el DDS 12 para que inicie su barrido de frecuencia, haciendo que la salida del DDS 12 ascienda linealmente entre 200 MHz y 250 MHz de una forma repetitiva. Esta frecuencia de salida es mezclada con una salida del STALO 10 en el mezclador 11, para producir la señal de salida del radar, de 9.4 GHz a 9.45 GHz. Puesto que tanto el DDS 12 como el controlador 15 están asegurados, a través de divisores 13 y 14, al STALO 10, las señales de salida del controlador 15 y el DDS 12 son todas coherentes con la salida del STALO 10. El controlador 15 también puede ser utilizado para reprogramar el DDS 12 para cambiar sus parámetros de barrido de frecuencia de barrido si tal agilidad de frecuencia es deseada. Por ejemplo, los periodos de integración subsiguientes pueden utilizar señales que tienen diferentes características de frecuencia primaria.

45 El controlador 15 también está adaptado para comunicarse con el DDS 12 de tal manera que sea capaz de cambiar la fase de inicio a la salida del DDS 12 para cada barrido.

Las señales recibidas que comprenden, entre otras cosas, reflejos de objetivos entran al sistema a través de una antena de recepción (no mostrada), y se amplifican en un amplificador 17 de bajo ruido. La señal amplificada es mezclada entonces con una señal que está siendo transmitida simultáneamente por el transmisor, dividiendo una parte de la energía en las etapas finales del camino de transmisión, utilizando el acoplador 22 direccional. Así de esta

manera se produce una señal IF que comprende una señal mezclada con una versión retardada de sí misma, siendo creado el retardo por transmisión y subsiguiente recepción de señales reflejadas de objetivos dentro de una región.

5 La salida del mezclador 18 es un par I-Q que comprende la frecuencia de diferencia entre la señal recibida y la señal que está siendo transmitida simultáneamente. Las señales son amplificadas en amplificadores 19, 19', filtrados en filtros 20, 20' de paso bajo antes de ser digitalizadas utilizando convertidores 16, 16' análogo a digital. Los digitadores son impulsados por una señal de reloj desde el controlador 15, el cual como se ha descrito más arriba es impulsado en sí mismo de un reloj derivado del STALO 10.

10 Las señales resultantes son procesadas entonces en el procesador 21 calculando una transformada de Fourier discreta (la cual puede ser calculada utilizando el algoritmo de Transformada de Fourier Rápida (FFT)) de cada señal digitalizada, e integrando coherentemente la salida de las señales transformadas de Fourier recibidas dentro de un período de integración para potenciar la señal a niveles de ruido. El periodo de integración puede ser seleccionado dependiendo de la aplicación del radar, y de otros parámetros tales como tiempo de residencia, tiempo de barrido de señal, etc. El periodo de integración puede ser dispuesto para variar dependiendo del tipo de objetivo particular que está siendo detectado. Una realización de la presente invención diseñada para la detección de objetos pequeños está adaptada para producir 16 señales, comprendiendo cada una un barrido de frecuencia que tiene características de frecuencia primaria idénticas, dentro de un periodo de integración.

15 Mediante un control adecuado del DDS 12 la disposición de la Figura 1 puede ser utilizada para implementar un radar FMCW del arte anterior, o puede ser adaptada para implementar una realización de la presente invención. Cuando se adapta para implementar una realización de la presente invención el controlador 15 es adaptado para reprogramar el DDS de tal manera que para cada una de la primera y subsiguientes señales generadas dentro de un periodo de integración la fase de inicio de la señal difiere como se describe aquí.

20 La Figura 2 muestra una gráfica de solo barrido sencillo del sistema de radar como se muestra en la Figura 1. Puesto que sólo se muestra un barrido sencillo, no es evidente de la gráfica si el radar está configurado como una realización de la presente invención (por ejemplo adaptado para proveer diferentes fases para diferentes barridos), o si el radar está adaptado para mantener una fase de inicio fija para cada barrido como es conocido en el arte anterior, puesto que no ha tenido lugar aún la integración. Una primer trazo 25 muestra un retorno de amplitud contra el rango para un barrido de frecuencia sencillo, esto es, sin aplicar ninguna clase de promediación. Por lo tanto representa información de la salida del radar después de una etapa de procesamiento FFT. El barrido fue dirigido a una escena que contenía una sección transversal de radar (RCS) grande de 1000 metros cuadrados localizada en un rango de alrededor de 250 metros, lo cual corresponde a una celda 617 de rango. El retorno de amplitud grande de este puede ser vista claramente. Otros objetivos, más pequeños, pueden verse en rangos más largos. Sin embargo los niveles de ruido en la traza 25 son relativamente altos. Estos altos niveles de ruido altos son producidos por ruido de fase en el sistema, una cantidad significativa del cual es producida por ramales en la salida del DDS. Estos ramales pueden estar típicamente en niveles de -60 dB en comparación con la salida primaria. En estos niveles bajos se ha entendido en general por la persona de experiencia normal que su contribución a ruido de fase del sistema total es menor. Se ha encontrado sin embargo que este no es el caso. Cuando hay objetos grandes, estáticos presentes en la región, tal como el objetivo RCS de 1000 metros cuadrado mostrado en la Figura 2, el ruido de fase del sistema produce el piso de ruido degradado como se muestra. Sobre un trazo sencillo, se ve por lo tanto que el ruido de fase produce una degradación significativa en el comportamiento del radar.

30 Sobrepuesto sobre la gráfica hay un segundo trazo 26 que muestra el piso de ruido térmico del radar. El trazo 26, da por lo tanto una indicación del tipo de niveles que deberían ser alcanzables para un piso de ruido del sistema realista cuando se promedian muchos retornos. Este segundo trazo 26 fue producido cubriendo la antena del receptor para evitar que cualquier señal externa entre al radar, y se integre de manera no coherente con las señales resultantes, las cuales son debidas al ruido de sistema interno.

35 La Figura 3 muestra una gráfica que muestra de nuevo la salida del radar del lecho de prueba. El trazo 30 muestra el resultado de promediar 256 señales de barrido consecutivas, teniendo cada una características de frecuencia similares, y teniendo cada una fases de inicio similares. Por lo tanto representa una señal generada y procesada de acuerdo con el arte anterior. Antes de la presente invención, se esperaría que el piso de ruido se redujera, debido a la promediación, en $10 \log 256$ dB si el ruido fuera aleatorio en su naturaleza, como se explicó más arriba. Sin embargo, puede verse que los niveles de ruido permanecen fundamentalmente sin cambios, indicando que el ruido - que consiste principalmente de ruido de fase - es coherente y por lo tanto no decae con la promediación.

El segundo trazo 31 se muestra para referencia y es idéntico al trazo 26 de la Figura 2.

40 La Figura 4 muestra una gráfica de nuevo que muestra la salida del radar del lecho de prueba. El trazo 40 es una salida del radar que comprende de nuevo la media de 256 señales de barrido consecutivas que tienen cada una características de frecuencia similares. Sin embargo, esta vez el controlador fue adaptado para generar cada señal de barrido con una fase de inicio diferente. El incremento de fase escogido fue $360^\circ/64$, o 5.625° . Esto significa que a lo largo de los 256 barridos consecutivos se usó cada incremento de fase cuatro veces, y el vector unitario de la

frecuencia a de inicio de la salida primaria (esto es, un vector unitario por noción que tiene una fase igual a la fase de la frecuencia de inicio) tiene cuatro rotaciones completa.

El segundo trazo 41 es idéntico al trazo 26 de la Figura 2, y se reproduce para mostrar mejoras comparativas de la invención sobre el arte anterior.

5 Puede verse una mejora significativa en la gráfico previa, estando el nivel de ruido alrededor de 20 dB menos, sin cambio en el nivel del objetivo en una celda 617 de rango. Esto es cercano a la caída teórico de 24 dB que podría observarse si el ruido fuese un ruido aleatorio verdaderamente gaussiano. Otros objetivos en las celdas entre 1000 y 3500 también pueden ser observados estando previamente oscurecidos por ruido. La sumatoria vectorial del integrador tiene el efecto de reducir los niveles de ruido causados por los ramales. Puesto que las fases del radar retornan desde los objetivos, el seguimiento del proceso de mezcla no se afecta por la etapa en fase de las señales transmitidas, dando la integración como resultado un incremento en el nivel de señales representativas de los retornos objetivo. Nótese que el trazo 40 algunas veces cae por debajo de del trazo 41 de ruido del sistema promediado. Es capaz de hacer esto porque el trazo 40 es una señal promediada coherentemente mientras que el trazo 41 es promediado incoherentemente, como se explicó más arriba.

10 Se presenta a continuación un análisis de por qué el cambio de la fase de inicio de la salida primaria del DDS de acuerdo con la presente invención provee un beneficio cuando se implementa en un radar FMCW.

La fase de una forma de onda de rampa de frecuencia lineal transmitida por un radar FMCW puede describirse mediante la ecuación 1.

$$\phi = \left(\frac{\pi \Delta F}{T} \right) t^2 + 2\pi f_0 t + \phi_0$$

Ecuación 1

20 dónde;

Φ es la fase de la señal transmitida

ΔF es la desviación de frecuencia del barrido de frecuencia

T es la duración del barrido

t es tiempo

25 f_0 es la frecuencia de inicio

Φ_0 es la fase de inicio del barrido

En el receptor de radar la señal que está siendo transmitida actualmente es mezclada con la señal recibida, esto es, efectivamente con una versión retardada de sí misma. Por lo tanto, dada una señal transmitida de acuerdo con la ecuación 2:

$$s_1 = \cos \left(\left(\frac{\pi \Delta F}{T} \right) t_1^2 + 2\pi f_0 t_1 + \phi_0 \right)$$

Ecuación 2

30

La señal recibida estará de acuerdo con la ecuación 3 (ignorando los niveles de amplitud);

$$s_2 = \cos \left(\left(\frac{\pi \Delta F}{T} \right) t_2^2 + 2\pi f_0 t_2 + \phi_0 \right)$$

Ecuación 3

El radar FMCW mezcla típicamente (esto es, multiplica juntas) la señal recibida con esa señal que actualmente está siendo transmitida.

El componente resultante después de la mezcla y la filtración de paso bajo es:

$$\cos\left(\frac{\pi\Delta F}{t}\right)(t_1^2 - t_2^2) + 2\pi f_0(t_1 - t_2)$$

Ecuación 4

5 Esto muestra que la fase de la señal IF recibida, correspondiente al objetivo del radar es independiente de la fase de inicio del barrido de frecuencia, Φ_0 . Por lo tanto, en tanto la frecuencia de inicio, f_0 , del barrido se mantenga, la fase de inicio puede variar de barrido a barrido sin afectar la coherencia del radar.

10 Se cree que los ramales presentes en la salida del DDS son debidos predominantemente al IC Digital a Análogo (DAC) con el DDS, acoplado con la resolución limitada de la tabla de apariencia de la onda sinusoidal dentro del DDS. Al cambiar la fase de inicio del barrido, se ejercerá el DAC a través de diferentes niveles de cuantificación de DAC y la fase de cada ramal cambiará también. Puesto que la fase de los ramales son diferentes de barrido a barrido, el proceso de promediación coherente lleva a una reducción en el efecto del ramal en el rendimiento del sistema.

15 La Figura 5 muestra una segunda realización de la presente invención. Puesto que la arquitectura de recepción de esta realización es idéntica a la descrita en relación con la Figura 1, no se describirá adicionalmente. En el lado de transmisión, LO 50 provee una salida al mezclador 51 de sobreconversión de cuadratura. LO 50 provee también una entrada al divisor 52 de frecuencia, el cual provee una salida a $1/10^\circ$ de su frecuencia de entrada. Una salida del divisor 52 guía una entrada de reloj a un primer dispositivo DDS 52. El primer dispositivo DDS 52 provee una salida a una entrada de reloj a un segundo dispositivo DDS 54. El segundo dispositivo DDS 54 produce una señal I y Q IF a un mezclador 51 de sobreconversión de cuadratura. El divisor 52 de frecuencia también alimenta un segundo divisor 55 de frecuencia el cual produce una señal de reloj para el controlador 56. El controlador 56 provee señales de sincronización para los dispositivos DDS y también para el procesador de señal en la cadena de recepción. El controlador 56 también está dispuesto para ser capaz de cambiar las características de frecuencia primaria de ambos dispositivos DDS.

El propósito del primer DDS es proveer una frecuencia de reloj que es exactamente controlable dentro de un rango pequeño de frecuencias. Por lo tanto un DDS es ideal para tal tarea, aunque en la práctica puede usarse cualquier medio conveniente para generar una frecuencia de reloj variable pero predeterminada y exacta.

25 Durante la operación, el segundo DDS 54 está dispuesto para producir una señal IF que comprende una señal de barrido de frecuencia linealmente, repetitiva que inicia a 100 MHz y termina a 150 MHz. Para hacer esto, el controlador 56 programa el segundo DDS 54 con, entre otras cosas, información concerniente a la frecuencia de reloj de entrada. La frecuencia de reloj de entrada del segundo DDS está alrededor de 400 MHz, aunque como se explica más adelante, cambia a intervalos regulares. El controlador 56 programa el primer DDS 53 para proveer la frecuencia de reloj de entrada esperada al segundo DDS 54. Los barridos de frecuencia repetitiva generados por el segundo DDS 54 comprende una primera señal de barrido, seguida temporalmente por al menos una señal de barrido subsiguiente, teniendo cada una las mismas características de frecuencia de salida primaria. Sin embargo, entre la generación de la primera y una señal subsiguiente, el controlador 56 está dispuesto para reprogramar el primer DDS 53 para proveer una frecuencia de reloj ligeramente diferente como su salida. El cambio puede ser típicamente, para decirlo así, de 30 400 MHz a 401 MHz. El segundo DDS 54 es programado con información concerniente a su nueva frecuencia de entrada, de tal manera que es capaz de mantener las mismas características de frecuencia de salida primaria. Esto puede ocurrir para cada señal de barrido generada dentro de un período de integración, aunque no es necesario cambiar la frecuencia del reloj de entrada del segundo DDS (y en consecuencia también reprogramarlo para proveer la misma frecuencia de salida primaria) para cada barrido generado dentro de un período de integración. Como es el caso con la realización descrita en relación con la Figura 1, los parámetros del DDS (frecuencia de entrada del segundo DDS para esta realización y fase de salida de la realización anterior) pueden cambiarse al menos una vez, y hasta n veces, donde n es el número de barridos de señal provistos dentro de un período de integración. Cuanto mayor es el número de cambios que ocurren sin embargo dentro de un período de integración, más se reduce el efecto de los ramales sobre el piso de ruido aparente del sistema.

45 Esto obedece a que los parámetros dentro del segundo DDS 54 cambian entre cada uno de la primera y subsiguientes señales, y luego los ramales producidos por el segundo DDS también tendrán propiedades diferentes. Tenderán a aparecer a frecuencias diferentes para cada una de la primera y subsiguientes señales. La integración de las señales en el sistema 57 de procesamiento de la señal recibida significa que las contribuciones debidas a los ramales serán integradas coherentemente y así tenderán a reducirse en comparación con las contribuciones debidas a las señales de salida primarias.

50 El cambio en el reloj de entrada al segundo DDS 54 puede ser cualquiera adecuado que tenga el efecto de producir características de ramales diferentes en su salida. Esto puede variar dependiendo de un dispositivo DDS en particular usado.

- La Figura 6 muestra una tercera realización de la presente invención. Esta es un radar CW ampliamente similar a la realización descrita en la Figura 1, con la excepción de que es un sistema heterodino. Los sistemas heterodinicos son comunes en las arquitecturas de radares, debido a su comportamiento en ruido frecuentemente superior, y requerimientos de filtración convenientes. STALO 60, la referencia de frecuencia del sistema, genera una salida estable de 7742 MHz. Esta salida es provista a un mezclador 61 de sobreconversión de cuadratura y a un divisor 62 de frecuencia. El divisor 62 es un divisor que "divide por 8" ($N=8$), y provee así una salida de 967.75 MHz a la entrada del reloj de un primero DDS 63 y a un segundo divisor 64. El primer DDS 63 tiene salidas de cuadratura y está dispuesto para producir una señal de frecuencia de barrido repetitivamente de entre 100 MHz y 150 MHz como su salida. Las salidas de cuadratura proveen una segunda entrada al mezclador 61.
- La salida del mezclador 61 es ingresada a un mezclador 65 de frecuencia que en esta realización multiplica la frecuencia por el factor 12. Así, su salida es una forma de onda de frecuencia de barrido de aproximadamente 94100 MHz a 94700 MHz. Esta señal es ingresada a un segundo mezclador 66 de sobreconversión de cuadratura. Un segundo DDS 67, que de nuevo toma su entrada de reloj desde la salida del divisor 62, está dispuesto para proveer salidas de cuadratura a una frecuencia de salida fija de 400 MHz. Estas salidas son provistas como una segunda entrada al mezclador 66. La salida del mezclador 66, a alrededor de 95.5 GHz hasta 96.1 GHz, provee la señal de transmisión para el radar (aunque puede proveerse si es necesario una amplificación adicional etc.). Una persona con experiencia normal en el arte apreciará que un divisor de frecuencia puede ser utilizado en lugar del segundo DDS 67 (con cambios consecuentes a la frecuencia de LO), pero que un DDS provea agilidad al sistema, por ejemplo, para el salto de frecuencia.
- El receptor comprende un amplificador 68 de ruido bajo, cuya salida guía una entrada de 1° mezclador 69 LO. Una segunda entrada al mezclador 69 viene de la salida del multiplicador 65 de frecuencia. El primer LO es la diferencia en frecuencia entre estos dos, y así es 400 MHz + una frecuencia de latido del objetivo, la cual, tal como lo entenderá una persona experiencia normal en el arte, dependerá del rango del objetivo. El 1° LO se filtra en un filtro 70 de paso de banda, y luego se provee a una entrada de un 2° mezclador 71 LO. Una segunda entrada al 2° mezclador 71 LO es tomada del segundo DDS 67, corriendo a 400 MHz. La salida del 2° mezclador 71 LO es así la frecuencia de latido objetivo. Esta señal es procesada en un procesador 73 de señal de forma conocida, por, entre otras etapas, amplificación de la salida del mezclador 71 en el amplificador 72 e integración sobre un periodo de integración de las señales para mejorar la señal a ruido, como se explicó previamente. El controlador 74 está dispuesto para ajustar los parámetros de DDS 63 de tal manera que, para las señales generadas dentro de un periodo de integración sencillo, la fase de inicio es ajustada una pluralidad de veces, como se describió más arriba. Así el proceso de integración también mejorará los efectos de los ramales de frecuencia desde el DDS 63, reduciéndolos con respecto a las señales de salida primarias de DDS 63.

Reivindicaciones

- 5 1. Un sistema de radar que emplea un sintetizador digital directo DDS (12), estando adaptado el sistema para usar el DDS para proveer una señal modulada para transmisión, comprendiendo la señal modulada al menos una primera temporalmente seguida por una o más señales subsiguientes generadas a lo largo de un período de integración, teniendo la primera y subsiguientes señales características de frecuencia primarias similares, teniendo cada señal una fase de inicio asociada, incorporando además el sistema:
- un receptor (17) para recibir una señal que comprende al menos un reflejo de uno o más objetos;
- un mezclador (18) para mezclar una división de señal de la señal de transmisión con la señal recibida, mezclando así una señal con una versión retardada de sí misma para derivar una señal de frecuencia intermedia (IF);
- 10 un integrador (21) para integrar coherentemente las señales IF derivadas de la primera y subsiguientes señales moduladas;
- en donde el DDS (12) está provisto con al menos una fuente (13) de reloj de entrada, una fuente que permite el control de la fase de inicio para cada señal, y una entrada para controlar la frecuencia de salida del DDS;
- 15 caracterizado porque el DDS (12) está dispuesto para generar una característica de frecuencia de salida primaria, siendo la característica la misma para la primera y subsiguientes señales a lo largo del período de integración, en donde el DDS (12) está dispuesto para tener al menos una de la frecuencia fuente del reloj de entrada y la fase de inicio cambiada entre la producción de la primera señal y una señal subsiguiente, de tal manera que la salida del DDS tiene ramales de frecuencia que tienen característica diferente entre la primera y la subsiguiente señal.
- 20 2. Un sistema como se reivindica en la reivindicación 1 en donde el DDS está dispuesto para generar al menos 4, tal como al menos 8, tal como al menos 16, tal como al menos 32, tal como al menos 64, fases diferentes a lo largo de un período de integración .
3. Un sistema como se reivindica en la reivindicación 2 en donde las fases son seleccionadas de tal manera que, durante un período de integración, un generador de fases unitarias hace un número completo de rotaciones alrededor de un círculo unitario.
- 25 4. Un sistema como se reivindica en la reivindicación 2 o reivindicación 3 en donde las fases son cambiadas de una forma lineal.
5. Un sistema como se reivindica en la reivindicación 2 o reivindicación 3 en donde las fases son cambiadas en una forma pseudoaleatoria.
- 30 6. Un sistema como se reivindica en cualquiera de las reivindicaciones 1 a 5, en donde la primera y subsiguientes señales comprenden barridos de frecuencia lineales.
7. Un sistema como se reivindica en cualquiera de las reivindicaciones anteriores en donde la fuente de reloj de entrada para el DDS (53) está provista en sí misma de un segundo DDS (54).
- 35 8. Un sistema como se reivindica en cualquiera de las reivindicaciones anteriores en donde al menos 4, tal como al menos 16, tal como al menos 64, tal como al menos 256, tal como al menos 1024, señales son generadas en un período de integración sencillo, en donde el número de señales es al menos igual al número de fases.
9. Un sistema como se reivindica en cualquiera de las reivindicaciones anteriores en donde la mezcla de cada señal con una versión retardada de sí misma ocurre en un receptor, siendo producido el retardo por un tiempo de vuelo de señal desde una antena de transmisión, reflejo desde un objetivo, y subsiguiente recepción en el receptor.
- 40 10. Un radar como se reivindica en cualquiera de las reivindicaciones anteriores en donde el radar es un radar de onda continua modulado en frecuencia.
11. Un método para procesar señales en un sistema de radar que comprende las etapas de:
- a) usar un sintetizador digital directo DDS (12) para producir una primera y una subsiguiente señal como salidas primarias, teniendo la primera y subsiguientes señales similares características de frecuencia de salida primaria;
- b) transmitir la primera y subsiguientes señales, o señales derivadas de las mismas;
- 45 c) recibir una señal, que comprende al menos un reflejo de uno o más objetos, de la señal transmitida;

d) mezclar (18) la señal recibida con una porción (22) de la señal que está siendo transmitida para producir una señal de frecuencia intermedia (IF);

e) integrar (21) coherentemente señales IF producidas a partir de la primera y subsiguientes señales;

5 caracterizado porque en la etapa a) el DDS (12) está programado para cambiar una fase de la primera salida entre la generación de la primera y la subsiguiente señal, de tal manera que la salida del DDS tiene ramales de frecuencia que tienen característica diferente entre la primera y la subsiguiente señal.

10 12. Un método como se reivindica en la reivindicación 11, en donde la etapa e) está adaptada para integrar coherentemente al menos 4, tal como al menos 8, tal como al menos 16, tal como al menos 64, tal como al menos 256, tal como al menos 1024 señales, definiendo el tiempo de transmisión total de las señales integradas un período de integración.

13. Un método como se reivindica en la reivindicación 12 en donde, durante el período de integración, el DDS cambia la fase de su salida primaria n, o un submúltiplo de n veces, en donde n es el número de señales dentro de un período de integración.

15 14. Un método como se reivindica en la reivindicación 11 en donde cada señal comprende un barrido de frecuencia lineal.

15. Un método para procesar señales en un sistema de radar que comprende las etapas de:

a) usar un sintetizador digital directo DDS (54) para producir una primera y una subsiguiente señal como salidas primarias, teniendo la primera y subsiguientes señales características de frecuencia de salida primaria similares;

b) transmitir la primera y subsiguientes señales, o señales derivadas de las mismas;

20 c) recibir (17) una señal, que comprende al menos un reflejo de uno o más objetos, de la señal transmitida;

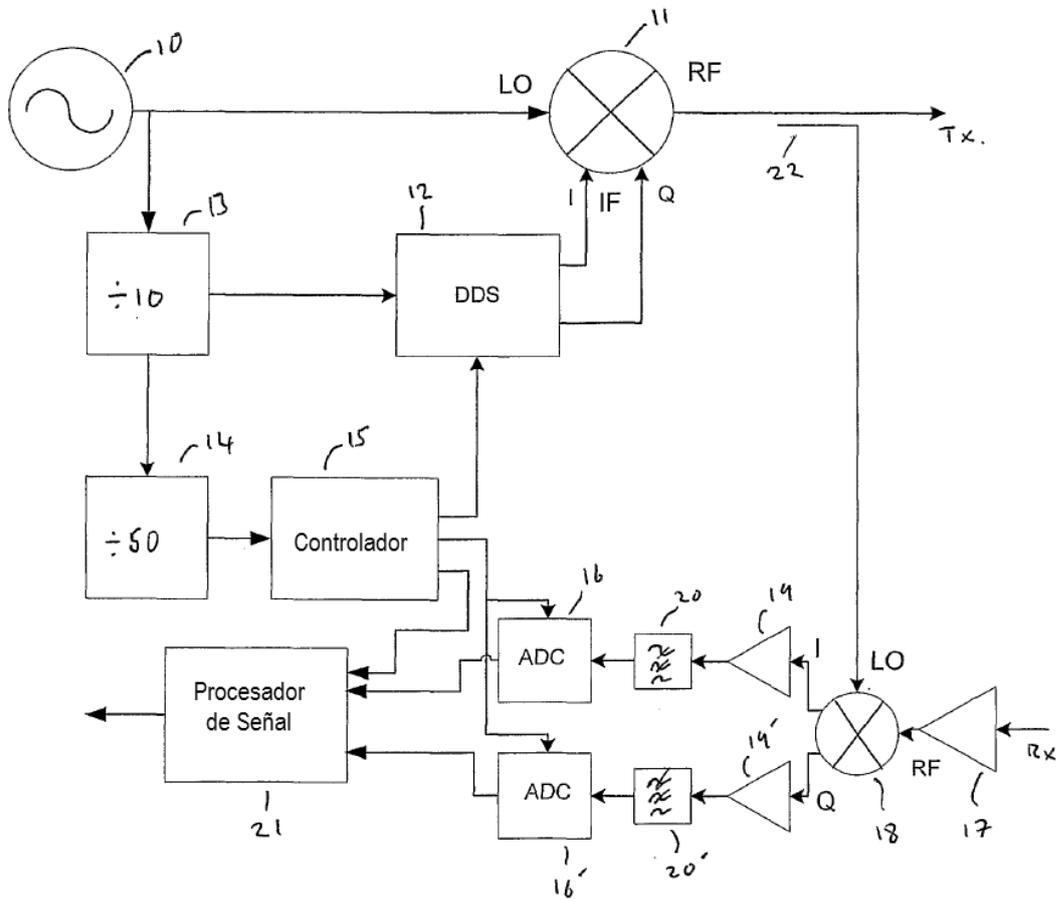
d) mezclar (18) la señal recibida con una porción de la señal que está siendo transmitida para producir una señal de frecuencia intermedia (IF);

e) integrar (21) coherentemente señales IF producidas a partir de la primera y subsiguientes señales;

25 caracterizado porque en la etapa a), el DDS (54) tiene una entrada de reloj provista por un dispositivo (53) de frecuencia programable, y entre la primera y la subsiguiente señal, el dispositivo de frecuencia programable está dispuesto para cambiar la frecuencia de reloj provista al DDS (54) en una cantidad predeterminada, y en donde el DDS (54) está programado para compensar su entrada de frecuencia diferente de tal forma que la señal subsiguiente tenga características de frecuencia primaria similares, y que la salida del DDS (54) tiene unos ramales de frecuencia que tiene diferente característica entre la primera y la subsiguiente señal.

30

Figura 1



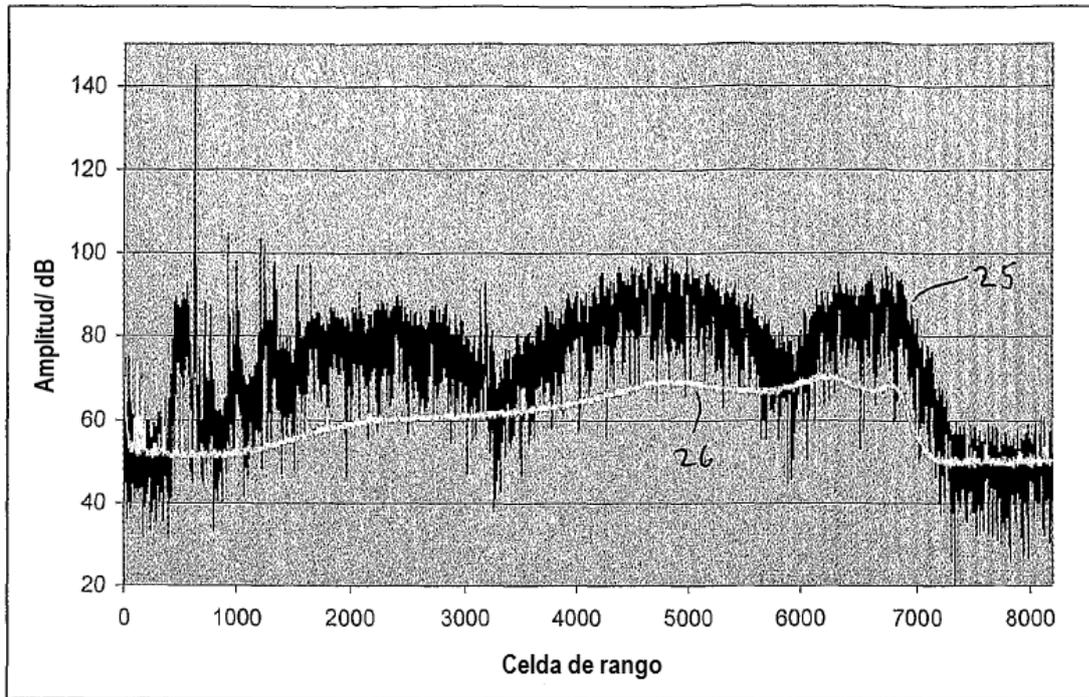


Figura 2

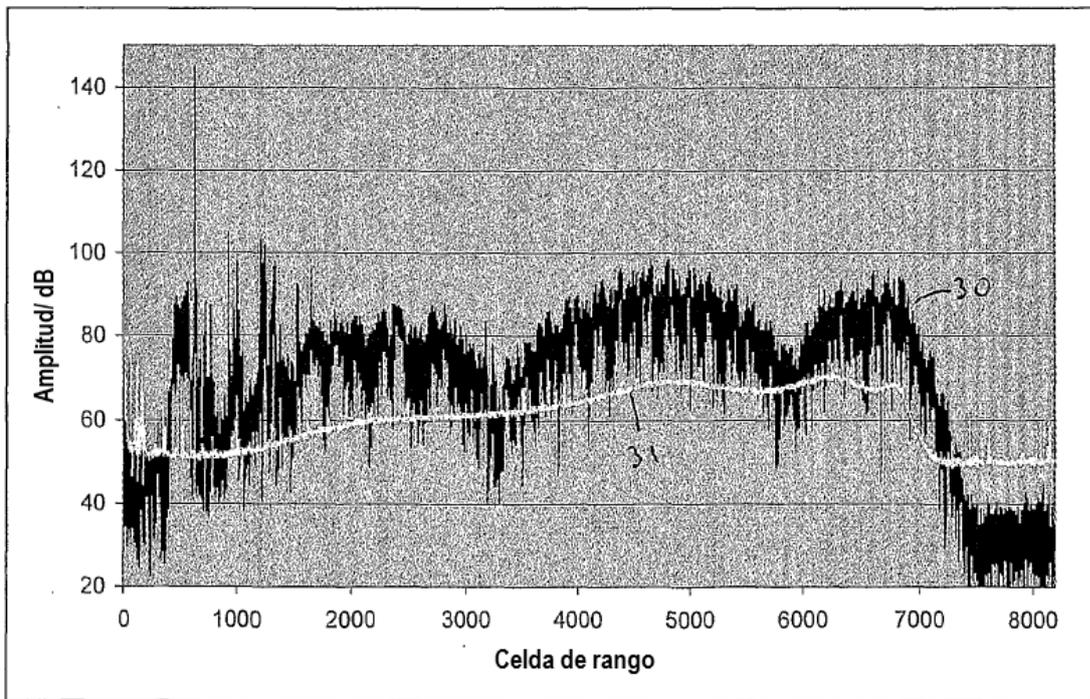


Figura 3 (arte anterior)

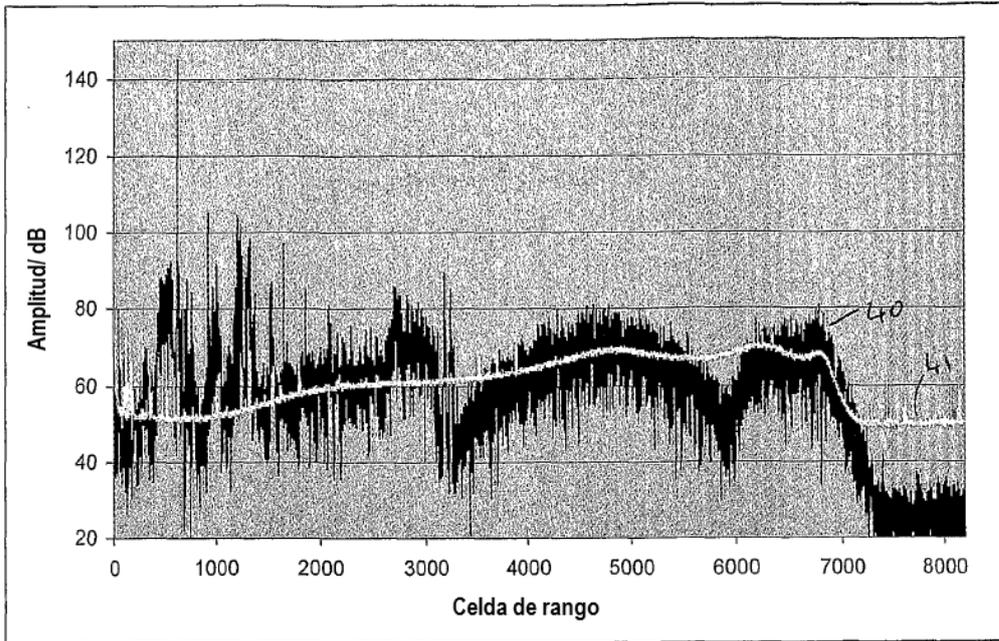
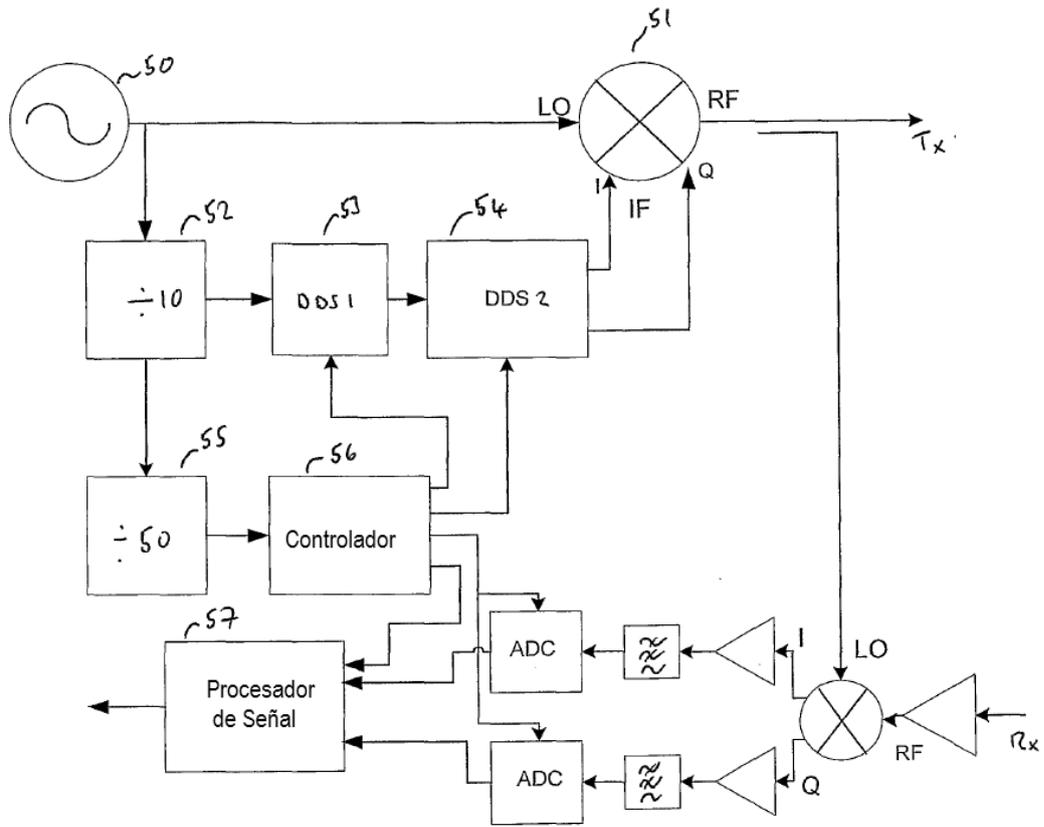


Figura 4

Figura 5



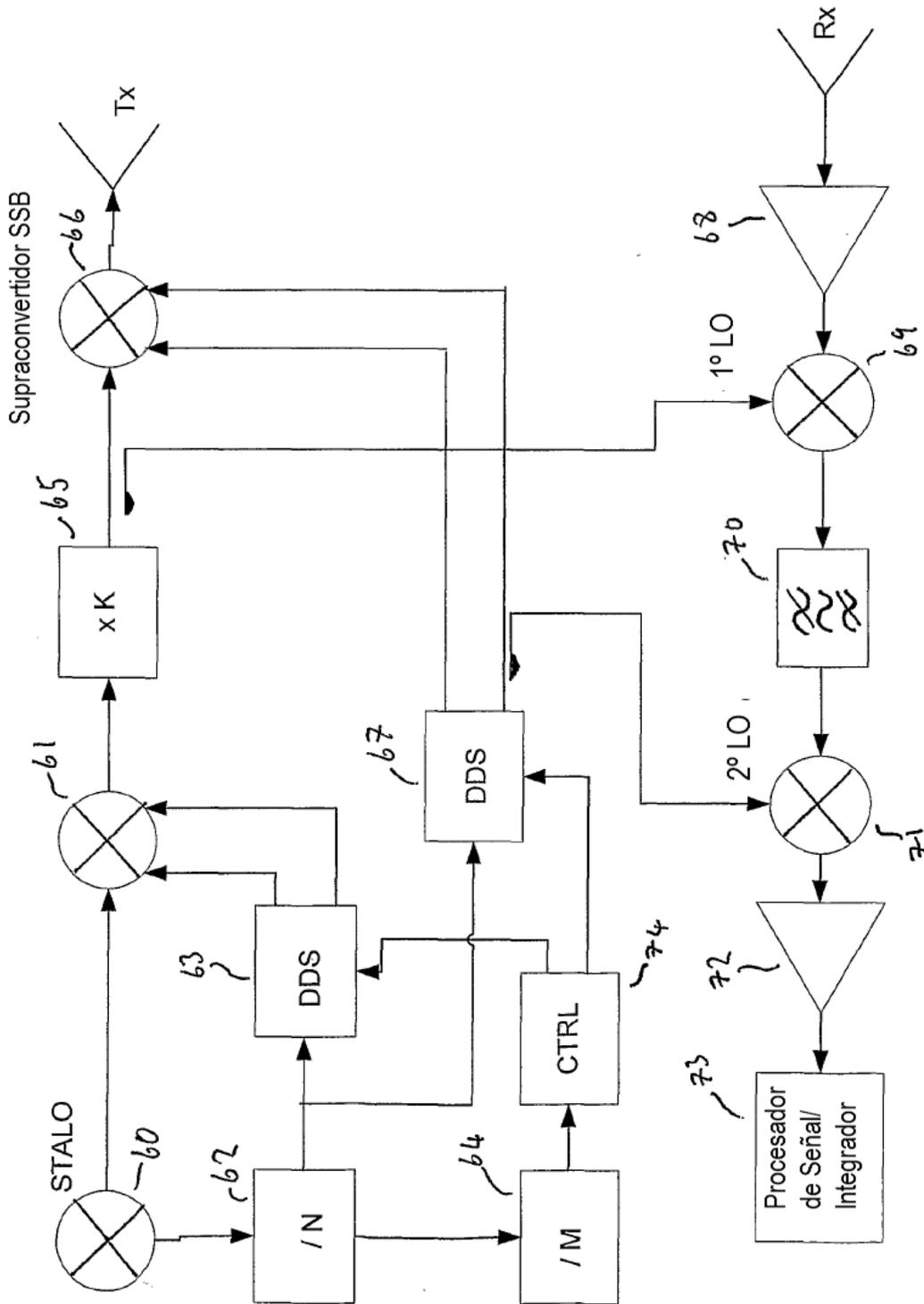


Figura 6