

400831

S. L. Howard - 4



Int. Cl. 2:	G 01 S

SECCION TECNICA	
CLASIFICACION I. P. C.	
CLASE	_____
SUBCLASE	_____

MEMORIA DESCRIPTIVA PARA SOLICITAR PATENTE DE INVEN
 CION EN ESPAÑA POR: "SISTEMA ADAPTABLE DE CANCELACION
 DE VELOCIDAD DE PERTURBACION PARA SISTEMAS PULSADOS
 DIGITALES MTI" A NOMBRE DE STANDARD ELECTRICA, S.A.
 CON DOMICILIO EN MADRID, CALLE DE RAMIREZ DE PRADO Nº 5.

Resumen de la descripción

5 Un sistema de radar digital MTI para el tratamien-
 to mejorado de la "perturbación de movimiento" que uti-
 liza un esquema detector de doble fase para proporcionar
 los términos Doppler en seno y en coseno que se codifican
 10 separadamente en forma digital en una serie de incremen-
 tos de margen en la totalidad de cada intervalo de repe-
 tición de impulso. Los valores discretos codificados -
 digitalmente representan así el ángulo de fase instantá-
 neo de la señal de eco en cada incremento de margen co-
 rrespondiente. Este dato de ángulo se compara mediante
 15 incrementos de margen con el del último periodo previo
 de repetición de impulsos para dar el cambio neto del
 ángulo de fase de la señal en forma digital (un término
 referido a la velocidad) por incrementos de margen suce



sivamente. Los restantes circuitos comprenden un dispositivo para probar este cambio de ángulo de fase neto en un número predeterminado de incrementos de margen para conmutar la velocidad media de la perturbación con relación al emplazamiento del sistema de radar.

Entonces puede reconocerse una señal buena en la perturbación sobre la base de su exceso sobre la velocidad media de la perturbación. Se hace una salida cuantificada por medio de una disposición lógica que detecta la condición de la presencia de señal en uno o dos de los incrementos de margen adyacentes supuesto que - estos incrementos están precedidos y seguidos por un número predeterminado relativamente pequeño de incrementos de margen que no tienen ninguna señal por encima de dicha velocidad media de la perturbación.

Antecedentes del invento

Campo de aplicación del invento.

Este invento se refiere a sistemas radar, y más particularmente a sistemas indicadores de blanco móvil de tipo Doppler digital. Mas particularmente, el presente invento se refiere a un sistema que se ajusta o se adapta él mismo a una cancelación máxima de la "perturbación de movimiento".

Descripción de la técnica anterior.

Los radares indicadores de blanco móvil son conocidos per se desde hace tiempo. El objeto general del MTI y del radar de impulsos Doppler (siendo este último una categoría en la que el presente invento puede decirse que reside genericamente) se presenta en el capítulo 4 del libro "Introduction to Radar Systems" (1.962) de -

400831

3.



Merrill I. Skolnik (McGraw Hill). Otro texto del mismo autor y del mismo editor, titulado "Radar Handbook" (1.970) discute también este tema en el capítulo 19. También la discusión del capítulo 35 de este último -
5 libro con la referencia Digital Signal Processing es de aplicación en cuanto el presente invento es, en términos generales, un tipo de sistema radar Doppler procesado digitalmente.

Una referencia más de antecedentes interesantes con relación al presente invento se encuentra en la -
10 patente de Estados Unidos 3.441.930, titulada ("Doppler Radars"). Esta referencia describe el tema de la codificación digital de amplitudes de señales dentro de incrementos discretos de margen. Dichos incrementos de
15 margen representan intervalos de duración en el orden del impulso transmitido del sistema y, por lo tanto, ocurren sucesivamente un número relativamente grande de estos durante cada periodo de repetición de impulsos del sistema radar.

20 El proceso digital de las señales en un radar Doppler permite algunas ventajas conocidas. Entre éstas es inherente la adaptabilidad a los sistemas escalonados o a otros tipos de sistemas de IRF variable. Ordinariamente, los dispositivos analógicos de retardo uti
25 lizados en la comparación de señal en los sistemas MTI no se adaptan a los sistemas de PRF variable sin una gran complejidad y unos requerimientos de estabilidad de una rigidez poco frecuente. Además, en los últimos
30 tiempos, la mejora de los componentes digitales y la subminiaturización de dispositivos tales como memorias,



registradores de cambio, contadores y otros subsistemas multicanal o multidígito hace la instrumentación digital de los sistemas de radar particularmente atractiva y crecientemente económica.

5 Un sistema moderno de radar indicador de blanco móvil no tiene que adaptarse solamente a funcionamiento PRF variable (para la eliminación de las velocidades ciegas y por otras razones) sino que también tiene que tener en cuenta otros factores extrínsecos tales como el movimiento de la plataforma en la que funciona el sistema radar.

10 Uno de los problemas particulares de la técnica anterior se refiere a la identificación de blancos fidedignos en presencia de esta perturbación de movimiento como las perturbaciones de los fenómenos hidrometeorológicos, y las características de terreno que exhiben un movimiento aparente por el movimiento de la plataforma del radar en las coordenadas del alcance. Las instrumentaciones de sistemas radar han utilizado hasta el presente control selectivo de banda de paso Doppler y otros medios semejantes, pero no se han dirigido a otros aspectos más sofisticados de diseño para funcionamiento en estas situaciones.

15 La forma en que el presente invento resuelve los problemas de las técnicas anteriores y sus mejoras originales en la instrumentación de sistemas modernos MTI Doppler pulsados digitales se comprenderá mejor como consecuencia de esta descripción.

Resumen del invento

20 De acuerdo con la discusión precedente de las técnicas

400831

5.



cas anteriores y sus limitaciones e inconvenientes, se puede decir que el objeto general del presente invento consiste en la provisión de un sistema adaptable radar MTI Doppler de impulsos que pueda hacer una discriminación entre blancos móviles fidelignos y la "perturbación de movimiento".

Ordinariamente, un blanco móvil fideligno es relativamente de tamaño pequeño y no refleja en profundidad como lo hace una montaña, o los fenómenos hidrometeorológicos (tales como la lluvia, el granizo y la nieve). El movimiento aparente de las montañas u otras características fijas del terreno debido al movimiento de la plataforma del radar (el caso de los radares a bordo de barcos o aviones) constituye un factor de perturbación de movimiento que afecta a todos los alcances de blanco aunque no uniformemente para todos los ángulos de exploración. Sin embargo estas perturbaciones de tipo meteorológico son fenómenos localizados y no pueden ser corregidos mediante métodos que se basen en una programación de efectos conocidos y predeterminables tales como el movimiento de la plataforma del radar. El presente invento reduce o elimina el efecto de cualquier problema básico de perturbación de movimiento o cualquier combinación de ellos.

En el presente invento, el contenido de velocidad de la salida del detector de fase coherente del MTI es reconocido y todas las señales del blanco móvil que permanecen (después de la sustracción digital usual de la señal video digitalizada entre periodos de repetición de impulsos adyacentes) están sometidas a un proceso de



5 promedio en una banda de alcance predeterminada. Los blancos móviles fidelignos se eliminan del proceso de cómputo de promedio, aunque esto no es vital para el proceso por el impacto relativamente pequeño de los blancos móviles fidelignos en el promedio.

10 Se comprobará que la velocidad media de perturbación es, en todas las situaciones de perturbación móvil, pequeña comparada con la velocidad de cualquier blanco fideligno aunque éste sea lento. Consecuentemente se utiliza un circuito digital de umbral para reconocer e intentar identificar como blancos fidelignos, las se-ñales de cualquiera de las codificaciones video en cada incremento de margen del tren video digitalizado que excede de la velocidad de umbral (promedio).

15 Un circuito lógico realiza el reconocimiento final de los blancos móviles fidelignos reconociendo las se-ñales video digitales superiores al umbral en uno o dos incrementos adyacentes de margen precedidos y seguidos por uno o dos incrementos que no contienen nivel de se-ñal por encima del umbral.

20 La forma en la que se hace la instrumentación del sistema se comprenderá como consecuencia de la siguiente descripción mas detallada.

Breve descripción de los dibujos

25 La figura 1 es un diagrama de bloques esquemático funcional y estructural de un sistema de acuerdo con el presente invento.

30 La figura 2 es un diagrama mas detallado del registra-dor de cambio y de la lógica del detector del sistema de la figura 1.

400831

7.



Descripción de la realización preferida

Refiriéndonos ahora a la figura 1, se ha representado en ella un diagrama general de bloques de una disposición típica de circuito de acuerdo con el presente invento.

5

Empezando por la entrada de señal 10, los primeros pocos componentes se reconocerán como comunes y conocidos en el radar. Digital Doppler MTI. Se sobrentiende que las señales de IF de 10 han sido recibidas y convertidas utilizando los osciladores locales convencionales y estables de las técnicas anteriores de forma que los componentes Doppler serán reconocidos como tales, sin falsas indicaciones introducidas por inestabilidades de circuito. Un limitador 11 funciona para eliminar la inestabilidad de amplitud o los cambios de amplitud para eliminar esos factores como fuente de indicaciones falsas.

10

15

La salida 16 del limitador 11, está alimentando a los dos detectores de fase 12, y 13. Estos son los circuitos detectores normales coherentes, detectores de fase que funcionan con una señal de oscilador coherente 15. Dicha señal como (oscilador coherente) sirve para recordar la fase de la energía transmitida de forma que las salidas del detector de fase están compuestas por señales video invariantes que corresponden a blancos fijos y señal video bipolar entremezclada modulada por componentes de frecuencia Doppler que corresponden a los blancos en movimiento. En el presente invento, se utilizan dos detectores de fase, típicamente 12 y 13 de la figura 1, para obtener las salidas en seno

20

25

30



5 y en coseno 17 y 18, respectivamente. El cambiador de fa
se fijo 14 da un cambio de fase de 90° de la señal coho,
de forma que el detector de fase 13 funciona con una se
ñal coho ortogonal, y por lo tanto da una salida en co-
seno mientras que la salida del detector de fase 12 pue
de ser considerada como la salida en coseno. El ángulo
10 θ en este caso es el ángulo de fase a la frecuencia IF
entre las oscilaciones coho y la energía recibida en una
base instantánea. Se comprobará que, en un sentido fun-
damental, la señal en coseno θ solamente es necesaria pa
ra resolver las ambigüedades inherentes en una función
en seno en un múltiplo continuo de 2 radianes de posible
cambio de fase de la señal debido al efecto Doppler.

15 Los convertidores analógico a digital 19 y 20 sirven
para convertir la amplitud instantánea de la señal en una
palabra digital discreta correspondiente en una base in-
cremental de margen. Esta etapa particular es inherente
en todos los sistemas de radar Doppler y se describe va
riadamente en la literatura que comprende la patente de
20 Estados Unidos 3.441.930. Para sencillez, los actuales
circuitos de temporización (reloj) para la instrumenta-
ción digital del presente invento se omiten. Se compre
de, sin embargo, que estas funciones de temporización son
necesarias para la instrumentación digital. Su naturale-
25 za es tal que una parte conocida de las técnicas de dise-
ño de la lógica digital que se omiten generalmente en los
diagramas de bloque estructurales y funcionales de los
dispositivos digitales.

30 Actualmente, la codificación digital de las salidas
de los detectores de fase 17 y 18 en $\sin \theta$ y $\cos \theta$, res

400831
9.



pectivamente, se hace necesariamente en tiempo real. Consecuentemente se necesita una frecuencia de bits relativamente alta. En los incrementos de margen dentro de los períodos sucesivos de repetición de impulsos de 1 μ seg. de duración, por ejemplo, la frecuencia de -
5 palabras para una modificación digital sería de 1 MHz. Dependiendo del tipo de formación de palabra digital, la frecuencia de bits requerida sería sustancialmente mas elevada. Como es normal en los sistemas Doppler MTI,
10 la frecuencia de repetición de impulsos sería un submúltiplo sincrono de la antes mencionada frecuencia de bits o de reloj. La codificación de amplitudes en incrementos de margen en palabras de diez bits en paralelo es una aproximación representativa a esa instrumentación. Típicamente una palabra de diez bits descriptiva de la ampli-
15 tud instantánea de la señal dentro de un incremento de margen en un período de repetición de impulsos dado se hace en 200 nanosegundos o menos en el presente estado de esta técnica.

20 De lo precedente, se comprobará que el sen θ digitalizado y el cos θ digitalizado de los hilos 21 y 22, respectivamente, contiene una secuencia de palabras digitales. Las palabras en seno y en coseno son dos descripciones contemporáneas paralelas de amplitud de señal dentro
25 de cada incremento de margen. El computador de lectura solamente de ángulo 23 es esencialmente un subsistema de memoria digital fija en el que se han instalado los arcos/seno y arcos/coseno del margen de los ángulos de fase. Este computador busca esencialmente el ángulo correspondiente al término en seno digital y al término di-
30



5 gital en coseno. La salida, también en forma digital, se aplica a un pequeño circuito de comparación lógica dentro del ordenador 23 para eliminar ambigüedad de la lectura del ángulo que resultaría del uso de término seno o del término en coseno del mismo. Entonces, consecuentemente, en la salida 24 se produce una señal de ángulo de fase digital no ambigua. Este subsistema del presente invento es instrumentable a partir de los conocimientos de técnicas anteriores y para los especializados en estas técnicas.

10

Fundamentalmente, cualquier sistema digital MTI Doppler implica algún tipo de comparación entre las salidas del detector de fase codificada de un período de repetición de impulsos dado al siguiente y así sucesivamente.

15 El circuito de comparación lógica 27 de simplemente la señal θ de la señal θ' viceversa siendo éstos suministrados por los hilos 24 y 26, respectivamente, al circuito 27. El retardo digital 25 es un período largo de repetición, en efecto, si no es estructural. Actualmente, es mas conveniente empezar una lectura de las señales almacenadas en una forma digital en la ocurrencia de cada impulso sucesivo transmitido. De esa forma, el sistema puede acomodarse a operación PRF variable. Frecuentemente, la instrumentación del bloque 25 en sistemas Doppler digitales puede implicar dos apilamientos de memoria (el término apilamiento se utiliza comunmente con relación a las memorias tipo núcleo), recibiendo uno de éstos información de corriente en un período de repetición de impulsos dado mientras que los otros leen la misma información sincrónicamente desde el último período de repetición

20

25

30

400831

11.



5 de impulsos en el hilo 26. El resultado de la combinación de los circuitos 25 y 27 es la producción de una señal $\Delta \theta$, 28 que es la señal diferencia y por lo tanto no contiene palabras digitales correspondientes a blancos fijos en ningún incremento de margen, puesto que tienen esencialmente la misma amplitud codificada en los hilos 21 y 22 y por lo tanto se cancela en 27.

10 Por lo tanto es importante comprobar que $\Delta \theta$ es efectivamente un término de velocidad, esto es, su magnitud digital es una medida de velocidad.

15 El presente invento se refiere principalmente al problema de la cancelación inconstante causado por la situación aparente de la velocidad de perturbación, como se ha descrito anteriormente. Así, una señal $\Delta \theta$ en 28 contendrá muchas señales codificadas para incrementos de margen en los que no hay ningún blanco real en movimiento, y solo el aspecto de un movimiento de blanco de los tipos anteriormente mencionados.

20 Para mejorar la relación general señal a ruido, la señal video analógica de 10 se pasa a través de un circuito de umbral de video 46 que comprende también un detector de envolvente directo para reducir la señal 10 de IF al dominio de video. En 46, se hace por lo tanto una determinación de que una señal, sea perturbación o blanco móvil, es de amplitud suficientemente grande en periodos de repetición sucesivos para que sea considerado para proceso. Así, cuando una señal excede de un umbral predeterminado en 46 es suministrada por el hilo 48 a un amplificador y limitador 47 que produce un impulso de amplitud normalizada en el hilo 49.

25

30



- Este impulso es aproximadamente un incremento de margen en duración de tiempo (esto es, comparable a una duración de impulso transmitido), y es suministrado como una señal de excitación de puerta para las puertas AND 29 y 45. Se verá, a medida que avanza esta descripción, que el uso de este tipo de puertas reduce el efecto del ruido y la inclusión de señal espúrea en la computación de velocidad media de perturbación, que tiene que hacerse posteriormente.
- Se sobrentiende que la puerta AND 29 es un circuito multicanal, un canal para cada bit o cada dígito de la palabra $\Delta \Theta$ aplicada a él, y semejantemente, hilos que llevan palabras digitales son conexiones multiconductores.
- La señal diferencia $\Delta \Theta$, permitida por la señal en 49, pasa a través del circuito AND 29, y, a través de la salida 30, a un registrador de retardo 31 que tiene un retardo de 3 incrementos de margen (o la mitad de los dígitos de las etapas del registrador de cambio de salida 54, 55, 56, 57, 58 y 59) más un factor variable de retardo seleccionado por el control 63. Consecuentemente, las señales en 32 están retardadas en un número de incrementos de margen comparadas con las de 30. La finalidad de este retardo será evidente cuando se explique el circuito 51. La razón para la selección de un valor particular de retardo en 31 quedará clara a medida que prosiga esta descripción.
- Procediendo con la señal de salida retardada 32, una puerta AND 33 pasa esta información (todavía en forma digital, naturalmente) al hilo 65 para cada incremento de

400831

13.



5 margen durante el cual la señal viene del conductor 52,
la salida cuantificada del registrador de cambio y el
circuito detector lógico 51. Un encaminamiento adicional
del hilo 30 se verá que va al terminal "UP" de un acumu
10 lador 37 y además a un registrador de retardo de muestra
de perturbación 34. Este circuito 37 está sujeto a un a
juste por medio de un control de ajuste simbólico 62
que también controla el divisor 39. El ajuste de 62 se
lecciona la capacidad de incremento de margen total del
15 registrador 34. Por conveniencia y facilidad de instru-
mentación, es deseable que esta selección se haga en -
progresión digital. Esto es, el registrador 34 debe te
ner una capacidad de 2, 4, 8, 16, 32 ... etc incrementos
de margen o bits. El divisor 39 divide la salida del acu
mulador 37 como se ha previsto en 38 por este mismo fac
tor para dar así una operación de promedio. Debe señalar
se que el conductor 40 que constituye la salida del divi
sor 39 está rotulado $\Delta \circ$ avg.

20 Dicho ajuste del registrador 34 constituye la selec-
ción de esa porción de un período de repetición de im-
pulsos durante el cual se promedia la velocidad de la
perturbación, de lo que este circuito es capaz. Así,
por ejemplo, si se seleccionan 32 incrementos de margen
para la muestra de perturbación, el divisor 39 se ajus
25 tará contemporáneamente para que divida por 32. Aunque
no se ha representado, se comprobará que la operación
del registrador de retardo de muestra de perturbación
34 puede tener una puerta similar, si el invento pre-
sente se utilizase junto con un sistema radar de expl
30 ración angular. La operación de promediar la perturba-



5 ción se confinaría por lo tanto a un ángulo predetermi-
nado y a un alcance predeterminado correspondientemente
de los 32 incrementos de margen (por ejemplo). La divi-
sión por 2, 4, 8 etc en el circuito 39 es particularmen-
te conveniente en instrumentación digital, puesto que
puede hacerse simplemente por un cambio de significación
de bit.

10 La señal 35 aplicada al terminal de acumulación "UP"
de 37 es independiente de la duración de la muestra de
perturbación de 34, y sin embargo la acumulación "DOWN"
se hace en la señal retardada 65 y en adición a la señal
de 66 sobre la muestra de perturbación de 34.

15 Con relación a la generación de esta señal en 36 que
tiene que acumularse "DOWN" en 37, se volverá a hacer
referencia al registrador de retardo 31. Aquí, se ha in-
troducido un retardo fijo igual a tres incrementos de
margen, mas un retardo variable que es una función de -
las posiciones de margen relativas de un blanco o blan-
cos fidelignos y el área de perturbación móvil en cues-
20 tion en ese momento. El retardo fijo de los tres incre-
mentos de margen sirve para centrar un blanco fideligno
en un registrador de cambio lógico de 51, que se expli-
cará mas tarde. Dicho retardo variable responde al man-
do de control simbólico 63 y está relacionado con el re-
25 gistrador de reparto ajustable 53 que introduce un retar-
do igual a una fracción (tal como 1/2) del ajuste de re-
tardo de 31.

30 La puerta AND 33, que admite las señales codificadas
retardadas de 32 al sumador 64 funciona durante incremen-
tos de margen en los que se ha identificado un blanco mó

400831



15.

vil fideligno y está en 52 para la conexión de realimen-
tación de 52 a 33. El sumador 64 controlará la acumula-
ción "DOWN" de 37 de acuerdo con la suma de las palabras
de señal de 65 y 66.

5 De acuerdo con lo precedente, se produce una señal
0 (media) en 40 después de la división en 39 por
el número de incrementos de margen relacionados con la
muestra tomada en 34. Esta salida 40 puede restarse en
tonces (de incremento en incremento de margen) del pro-
10 medio Δ 0 codificado del hilo 28.

Las dos señales precedentes Δ 0 y Δ 0 avg.
se aplican a continuación al circuito diferenciador 41.
Dicho 41, se sobrentiende que es un circuito de sustrac-
ción digital completa, que da una salida, o palabra di-
15 ferencia en 42, que es la diferencia binaria de sus -
dos entradas.

Quedará claro que la señal del hilo 40 que es un nú-
mero relacionado con la velocidad media en la banda de
muestra de la perturbación, tendrá una magnitud menor
20 que la información de señal instantánea buena contenida
en el hilo 28. Consecuentemente, las palabras de código
de dicha señal fideligna, tienen magnitudes mayores en
la salida diferencia 42 y pasan a través de un circuito
de umbral digital 43 ajustado para excluir los valores
25 de Δ 0 avg. Por tanto, el rechazo de las señales
de velocidad media de perturbación, pero no el de las
palabras de código devueltas por el blanco fideligno
de mayor magnitud. Es importante comprobar que el cir-
cuito de umbral digital 43 está en la naturaleza de un
30 circuito de decisión y en este punto cambia el caracter



de la señal. Mientras que hasta el circuito 43, las se-
ñales han estado en forma de palabra totalmente codifi-
cada, las señales de 44 son simplemente decisiones "SI-
NO" (presencia o ausencia de señal) para cada incremen-
to de margen. Consecuentemente, la puerta AND 45 es un
simple dispositivo de coincidencia monocanal, que da una
salida para cada señal de blanco fideligno dentro del
correspondiente incremento de margen, en el conductor
50. La forma en que se produce la salida cuantificada
en 52 a partir de las señales del conductor 50 del re-
gistrador de cambio y de la lógica del detector 51, se
comprenderá mejor con la figura 2.

En la figura 2, la sucesión de identidades de señal
"SI" y "NO" del hilo 50 es llevada a un registrador de
cambio que comprende el biestable o circuitos flip-flop
54, 55, 56, 57, 58 y 59. El registrador de cambio forma
do por estos elementos funciona continuamente a través
de cada período de repetición de impulsos avanzando en
tiempo o "DE DERECHA A IZQUIERDA" un paso durante cada
incremento de margen haya señal o nó. Los circuitos de
temporización (reloj) no se han representado, pero son
conocidos en esta técnica, y son los que proporcional
este cambio. Para una buena separación de margen nominal
entre blancos fidelignos, se verá que los seis circui-
tos biestables de este registrador de cambio pueden i-
dentificar un blanco fideligno basados en su presencia
dentro de uno o dos incrementos adyacentes de margen y
su ausencia dentro de dos incrementos de margen a cada
lado, en cualquier momento. Puesto que una señal puede
estar situada entre incrementos de margen adyacentes,

400831

17.



puede contarse como presente en dos incrementos adyacentes, por los codificadores 19 y 20 incluso aunque dicha señal no sea de mayor duración que cualquier otro incremento de margen. Se observará que seis incrementos de margen adyacentes, empezando con dos que no tengan señal correspondiente a \bar{Q} avanzarán a través del registrador de cambio a los flip-flops 54-55. Si estos son seguidos, por ejemplo, por uno o dos incrementos de margen que contengan señal fideligna, por lo menos uno de los flip-flops 56 y 57 tienen salidas Q. Semejantemente, los dos flip-flops siguientes 58 y 59 tienen una salida \bar{Q} basados en la suposición lógica antes mencionada. Siempre que cada vez esté presente esta situación, las señales Q de 56 y 57 o de cualquiera de ellas pasa a través del circuito sumador (circuito OR) 60 al circuito quintuple AND 61. Dicho circuito 61 está construido de forma que estas cinco entradas contemporáneas en el orden lógico descrito producen una afirmación de salida en 52 durante cada incremento de margen en el que se aplica la presencia de la señal actual, de acuerdo con el criterio antes mencionado.

A continuación se comprobará que el retardo de tres bits de centrado introducido en el circuito 31 es necesario para permitir que una señal fideligna cambie su camino a través del registrador de cambio en 51 a las posiciones del biestable central (por lo menos a la posición del biestable del centro 57) en la cantidad del retardo de tiempo.

Puede decirse que el circuito descrito en lo que antecede, se adapta por sí mismo o "aprende" a corto plazo



y rechaza adecuadamente la perturbación móvil, en la banda de margen correspondiente a la muestra de perturbación, como se ha descrito.

5 Los familiarizados con esta técnica reconocerán por lo menos una, y mas usualmente mas de una, instrumentación digital adecuada para cada uno de los bloques estructurales representados. Naturalmente la totalidad de la instrumentación es consistente con las técnicas de estado sólido corrientes, que comprenden los circuitos integrados.

10 Todos los componentes digitales individuales son componentes lógicos conocidos y subsistemas de la realización descrita. Su instrumentación detallada puede ser fácilmente prevista por los familiarizados con los dispositivos computadores digitales.

15 Algunas variaciones y modificaciones se les ocurrirán a los familiarizados con esta técnica y por lo tanto no se pretende que los dibujos de esta descripción sean considerados como una limitación del alcance del invento sino como representativos y típicos, únicamente.

20 Este invento corresponde a una solicitud de patente formulada en Estados Unidos el 17 de Marzo de 1.971, señalada con el número 125.257 y se acoge por lo tanto a los beneficios que otorgan los convenios internacionales vigentes.

----- NOTA -----

Los puntos de invención propia y nueva que se presenten para que sean objeto de esta patente de veinte años son los siguientes.:

30 1.- Un sistema adaptable de cancelación de velocidad

MFE

400831

19.



de perturbación para temas pulsados digitales MTI de un sistema de radar Doppler de impulsos que comprende:

5 medios para codificar digitalmente las señales de eco recibidas discretamente dentro de cada uno de una sucesión de incrementos de margen de duración relativamente corta, cada uno de posición de margen fijado dentro de períodos de repetición sucesivos de dicho sistema de radar, codificando dichos medios dicha señal para que tenga magnitudes digitales que son una función
10 de la velocidad de cambio del ángulo de fase Doppler de las señales recibidas en cada uno de dichos incrementos de margen;

15 medios para diferenciar dichas señales codificadas digitalmente entre períodos de repetición de impulsos adyacentes para cancelar las señales que no presenten sustancialmente cambio de fase de la señal de eco;

20 medios para probar una banda predeterminada de dichos incrementos de margen durante períodos de repetición de impulsos sucesivos para determinar un factor de promedio proporcional a la velocidad media del blanco móvil en dicha banda;

25 y medios para responder a dicho factor de promedio para producir una salida cuantificada durante cada incremento de margen durante el que una velocidad de señal excede de dicha velocidad media del blanco móvil dentro de dicha banda.

30 2.- Un sistema como el del punto 1 en el que se han incluido medios para aplicar dicha salida cuantificada para prevenir la inclusión de los valores codificados de la correspondiente señal fideligna en dichos medios de

mCe



muestreo, en los que dichas señales fidalgas son ex-
cluidos en la determinación de dicho factor de promedio.

5 3.- Un sistema como el de los puntos anteriores para
un radar Doppler de impulsos digitales que transmite y
recibe impulsos de micro-ondas y que comprende un mez-
clador y un oscilador coherente, comprendiendo la combi-
nación:

10 primeros medios detectores de fase que responden a
dicho mezclador y a dicho oscilador coherente para pro-
ducir un primer tren de señal que comprende los ecos de
blancos fijos y señales de eco moduladas por una frecuen-
cia Doppler como una función de un blanco móvil corres-
pondiente;

15 medios conectados a dicho oscilador coherente para
dar una señal del oscilador coherente de fase cambiada;

20 segundos medios detectores de fase que responden a
dicho mezclador y a dicha señal del oscilador coherente
de fase cambiada para producir un segundo tren de señales
que comprende ecos de blanco fijo y señales de eco modu-
ladas por una frecuencia Doppler como función de un blan-
co móvil correspondiente;

25 medios de codificación digital primero y segundo pa-
ra codificar la amplitud de la señal instantánea en cada
incremento de margen sucesivo de un número determina-
do de incrementos de tiempo adyacentes relativamente cor-
tos dentro de cada uno de los periodos de repetición de
dicho sistema de radar para producir trenes de señales
video primero y segundo codificados correspondientemente;

30 medios que responden a dichos trenes de señales pri-
mero y segundo para producir un tercer tren de señales

400831



21.

digitales que representan el ángulo de fase de eco correspondiente a dichos trenes de señales video primero y segundo como representativas del seno y del coseno del ángulo de fase de dicha señal de eco;

5 medios de comparación digital que responden a dicho tercer tren de señales digitales para producir un cuarto tren de señales que contiene sustancialmente solamente la diferencia digital entre dicho tercer tren de señales en un período de repetición dado y en el último período de repetición previo;

10 un acumulador digital que responde a dicha cuarta señal en la que está acumulado digitalmente dicho cuarto tren de señales;

15 medios de prueba para aplicar dicho cuarto tren de señales a dicho acumulador para reducir la acumulación digital en una banda de muestreo determinada de dichos incrementos de margen;

20 un divisor que responde a y para dividir el número digital en dicho acumulador por el número de dichos incrementos de margen en dicha banda de muestreo, para obtener un promedio digital representativo de una velocidad de blanco móvil dentro de dicha banda de muestreo;

medios de sustracción para sustraer la salida de dicho divisor de dicho cuarto tren de señales;

25 un circuito de umbral digital que responde a dichos medios de sustracción y que es operativo para excluir valores de señal dentro de cualquiera de dichos incrementos de margen que no exceda de un valor determinado; y medios de detección que responden a la salida de dicho circuito de umbral para producir una salida cuantificada pa

30



ra cada incremento de margen durante el que se pasa una señal por dicho circuito de umbral, supuesto que dicha señal está precedida y seguida por un número predeterminado de incrementos de margen durante los que la salida de dicho circuito de umbral es cero.

5
4.- Un sistema como el del punto 3 en el que dichos medios lógicos detectores comprenden un registrador de cambio que tiene una pluralidad predeterminada de etapas biestables, una etapa de entrada que responde a la salida de dicho circuito de umbral digital, para cambiar la condición de dicha etapa de entrada a través de una pluralidad de pasos a la frecuencia de dichos incrementos de margen, y dichos medios de detección funcionan para detectar la condición de la señal de una etapa central de dicho registrador precedido y seguido por un número predeterminado de dichas etapas en una condición de falta de señal.

10
15
5.- Un sistema como el del punto 4 en el que dichas etapas de registrador de cambio son seis en un número, - dicha etapa central es por lo menos una de las etapas tercera y cuarta, y dichas etapas en condición de falta de señal son la primera, la segunda la quinta y la sexta, - siendo definidas en lo que sigue dichas condiciones de señal y de falta de señal por Q y \bar{Q} , respectivamente.

20
25
6.- Un sistema como el del punto 5 en el que dichos medios de detección son un circuito de coincidencia de seis terminales de entrada, estando conectados discretamente dichos terminales a las salidas de las etapas correspondientes de dicho registrador de cambio.

30
MCE 7.- Un sistema como el del punto 3 que comprende un circuito de retardo entre dichos medios de comparación di

400831

23.



5 digital y dicho acumulador digital para retardar dicho cuarto tren de señal en un tiempo por lo menos igual a la duración de dicho número predeterminado de incrementos de margen durante el que la salida de dicho circuito de umbral es cero, precediendo a una señal en la salida de dicho circuito de umbral.

10 8.- Un sistema como el del punto 6 que comprende un circuito de retardo de por lo menos dos incrementos de margen, estando conectado dicho circuito de retardo para retardar dicho cuarto tren de señales desde la salida de dichos medios de comparación digital y para suministrar dicho tren de señales retardadas a dicho acumulador.

15 9.- Un sistema como el del punto 8 en el que dichos incrementos de margen son aproximadamente iguales, cada uno de ellos, en duración a la duración de los impulsos transmitidos por dicho sistema radar.

20 10.- Un sistema como el del punto 4 en el que se han incluido medios para aplicar dicha salida cuantificada para bloquear la inclusión de señal en cualquiera de dichos incrementos de margen en los que dicha salida cuantificada está presente en las señales aplicadas a dichos medios acumulador y de muestreo.

25 11.- Un sistema como el del punto 4 en el que se han incluido medios para dejar pasar dichos medios de acumulación y de muestreo para que se pongan en funcionamiento únicamente para incrementos de margen en los que esté presente una señal en la señal video analógica no procesada que está delante de dichos detectores de fase primero y segundo.

30 *SMC* 12.- Un sistema adaptable de cancelación de velocidad

400831

24.



de perturbación para sistemas pulsados digitales MTI.

Tal y como se describe en la memoria que antecede, representado en los dibujos que se acompañan y a los fi nes especificados.

5 Esta memoria consta de veinticuatro hojas escritas por una sola cara.

Madrid, 16 MAR. 1972

M. G. SANTAMARIA
VICE SECRETARIO GENERAL



mce

2007

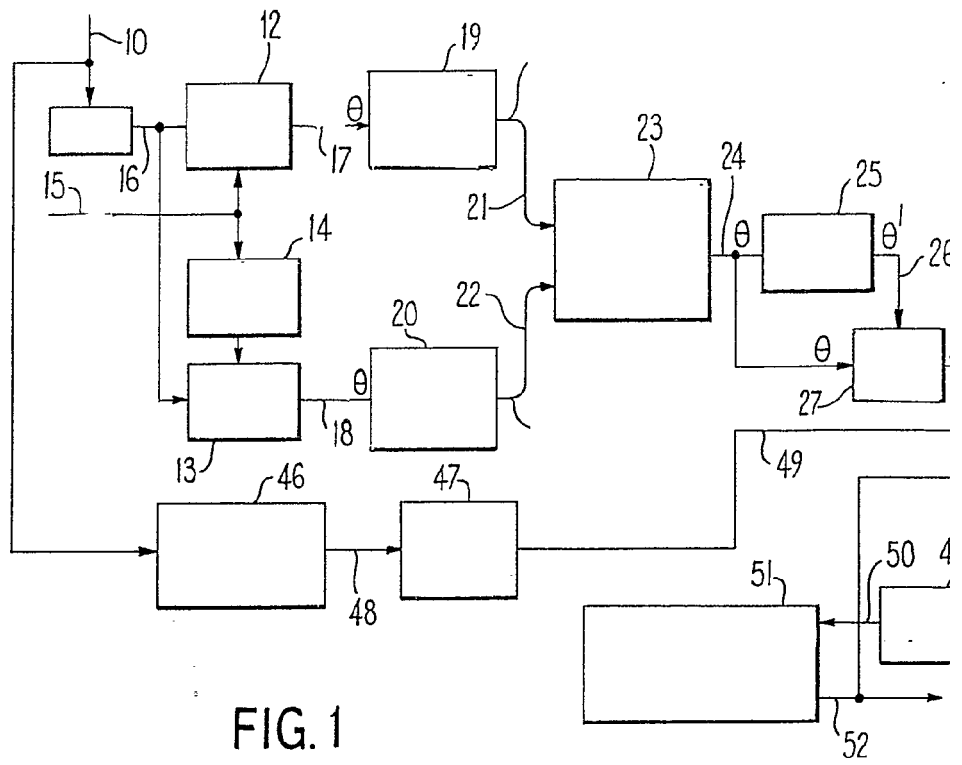


FIG. 1

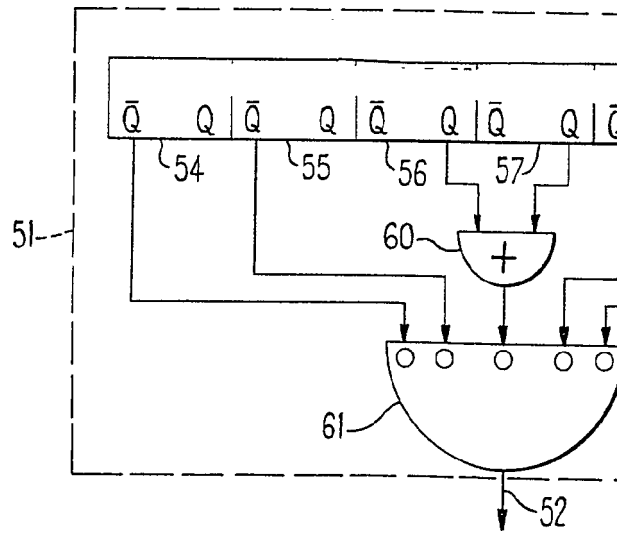
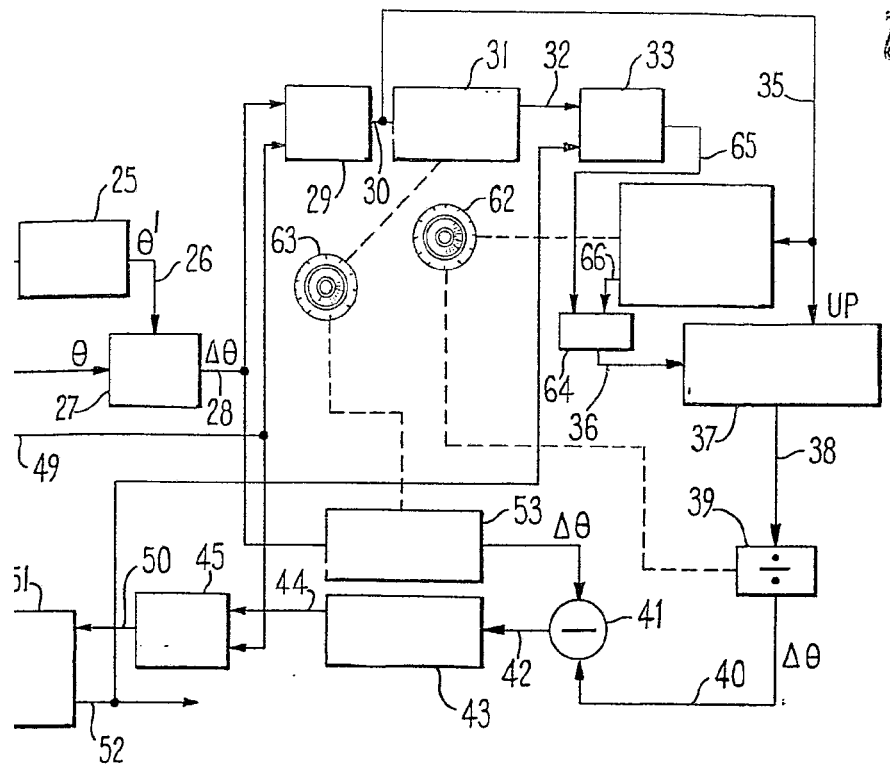


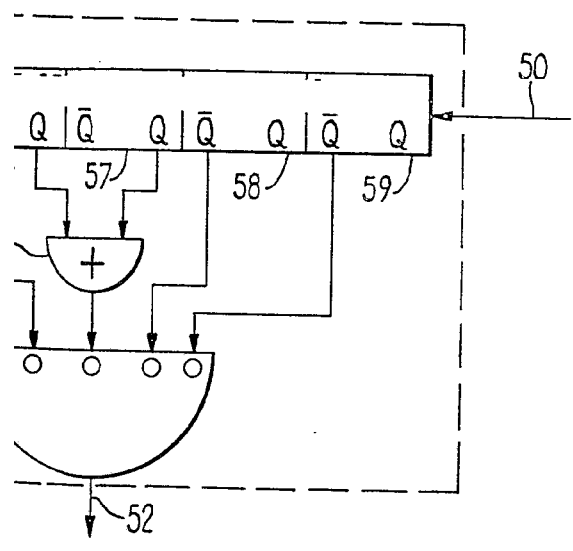
FIG. 2



400831



16 MAR. 1972



M. G. Santamaria
 M. G. SANTAMARIA
 VICE-SECRETARIO GENERAL

FIG. 2