

19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 478 298**

51 Int. Cl.:

G01S 13/22 (2006.01)

G01S 13/24 (2006.01)

G01S 7/292 (2006.01)

G01S 7/36 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **11.09.2003 E 03102732 (9)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **14.05.2014 EP 1418441**

54 Título: **Procedimiento y sistemas de deconvolución PRT ágil, y sus usos**

30 Prioridad:

23.09.2002 NL 1021513

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

21.07.2014

73 Titular/es:

**THALES NEDERLAND B.V. (100.0%)
Zuidelijke Havenweg 40 P.O. Box 42
7550 GD Hengelo, NL**

72 Inventor/es:

ERKOCEVIC-PRIBIC, RADMILA

74 Agente/Representante:

CARPINTERO LÓPEZ, Mario

ES 2 478 298 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

Procedimiento y sistemas de deconvolución PRT ágil, y sus usos

5 La presente invención se refiere al procesamiento de las señales de radar. En particular, la presente invención se refiere al procesamiento de señales de una señal muestreada ágil de Tiempo de Repetición de Impulsos (PRT) transmitida utilizando una técnica de ensanchamiento de espectro.

La agilidad de impulso a impulso de radiofrecuencia (RF) es un salto de frecuencia conocido como técnica de ensanchamiento de espectro. La agilidad de impulso a impulso de RF implica cambiar la frecuencia portadora en cada impulso. Esto implica una banda de frecuencia mucho más ancha que el ancho de banda mínimo requerido para transmitir y recibir un impulso.

10 La principal ventaja de la agilidad de impulso a impulso de RF es el incremento de la resistencia contra el bloqueo y las interferencias. El ensanchamiento de espectro ha estado mejorando el radar y la comunicación desde los años cuarenta y ochenta respectivamente. Además de la supresión del bloqueo, un ensanchamiento de espectro de este tipo también puede producir una resolución de alto rango, correlación de frecuencias...

15 Incluso cuando la velocidad Doppler correspondiente permanece constante dentro de una ráfaga (es decir, dentro de un intervalo de procesamiento coherente), una agilidad de impulso a impulso de RF de este tipo implica espectros Doppler variables en el tiempo. El análisis espectral del espectro variable en el tiempo significa en la aplicación de radar Doppler realizar el procesamiento cuando la frecuencia Doppler cambia de un impulso a otro.

20 El procesamiento Doppler convencional no puede ser suficiente, puesto que se basa en una frecuencia constante durante una ráfaga. Esta es la razón por la que la combinación de la agilidad de RF con un procesamiento coherente siempre se ha considerado difícil, si no imposible.

Incluso cuando las señales de radar con la fase Doppler podrían ser extraídas en cada impulso, los problemas importantes empezarán en el procesamiento Doppler, principalmente debido a que la fase Doppler recibida, así como la sección transversal de radar de objetivo pueden diferir para diferentes portadoras.

25 En un radar totalmente coherente, todas las frecuencias son generadas a partir de un único oscilador de referencia, por lo que la coherencia de fase es inherente. La frecuencia portadora f_{RF} , las frecuencias intermedias f_A y f_{LO} , la frecuencia de muestreo f_S y la frecuencia de repetición de impulsos f_{PRF} son generadas de uno y único oscilador. Además, el radar ágil de RF requiere más de una frecuencia intermedia $f_{A,n}$, por impulso, de manera que se puede generar un número de diferentes frecuencias $f_{RF,n}$ por impulso.

30 La integración coherente requiere fases no aleatorias de los impulsos reflejados. En un radar coherente, la fase de transmisión es conocida, pero una fase bien controlada de este tipo puede resultar dañada durante la propagación.

En el tiempo de retardo t después del n -ésimo impulso n , la señal de radar recibida $s(t_n)$, $t_n = \tau + (n+1)t_{PRT}$ (después de la conversión analógica - digital), se puede modelar de la siguiente manera:

$$s(t_n) = \alpha \cdot g(\omega_n - \theta) \cdot e^{j\phi(t_n)} \Rightarrow e^{j\phi(t_n)}$$

35 en la que α , $g()$ y $\phi()$ representan el eco del objetivo complejo en función de la sección transversal de radar de objetivo, el patrón de ganancia de voltaje de la antena de dos vías con la velocidad de barrido ω y el azimut θ del objetivo, y la fase instantánea, respectivamente. Se supone que el patrón de antena es constante dentro de una ráfaga, por ejemplo, $g() = 1$. En general, el tiempo de repetición de impulsos t_{PRT} también será constante.

40 Otro inconveniente de la agilidad de RF es que la agilidad de RF puede hacer que el eco del objetivo α fluctúe independientemente de impulso a impulso, si un objetivo contiene muchos dispersores en lugar de un único dispersor y, además, si los dispersores individuales se mueven aleatoriamente.

Si se suponen un dispersor (dominante) y ninguna dependencia de impulso a impulso, las fases de los impulsos reflejados permanecen siendo no aleatorias. Se necesita otro procesamiento Doppler que la transformada de Fourier discreta, a menos que las muestras se obtengan de impulsos con la misma frecuencia.

45 En un modelo de objetivo extremo tal como, por ejemplo, el modelo Swerling II, muchos dispersores contribuyen por igual a la señal de eco. La amplitud resultante se distribuye de acuerdo con Rayleigh y sólo se puede suponer que la fase resultante se distribuye de manera uniforme en $[0, 2\pi]$. En consecuencia, el procesamiento Doppler no es aplicable y sólo lo es la integración incoherente.

50 Al asumir que los reflectores no interactúan o se mueven aleatoriamente, son necesarias fases no aleatorias. Sin embargo, la variabilidad de la amplitud es significativamente menos problemática que la variabilidad de la fase. En general, esto añadiría ruido en los resultados del procesamiento Doppler.

5 La decorrelación de ecos de radar implica que no hay coherencia, es decir, no hay conocimiento de las fases o, por último, de las velocidades radiales. Afortunadamente, hay islas de correlación de frecuencias que dependen de las dimensiones del objetivo y de la posición, pero también de la frecuencia de radio y de su cambio. Por lo tanto, se puede elegir el patrón de agilidad de RF que produzca ecos de radar correlacionados que permitan el procesamiento coherente.

El documento EP 444 458 desvela un sistema de radar que transmite impulsos a frecuencias portadora y a frecuencias de repetición de impulsos diferentes.

En cualquier caso, los espectros variables en el tiempo están presentes en un impulso de radar ágil Doppler de RF coherente. Por lo tanto, el análisis de Fourier ya no se aplica.

10 En el artículo " Radar de Seguimiento de 35 GHz de Alta Precisión", Oderland, I., Nordlof, Leijon, B. , Actas de la Conferencia de Radar Internacional IEEE 1990, los espectros variables en el tiempo se evitaron mediante la combinación de impulsos con la misma portadora. Este artículo desvela que un procedimiento de este tipo se puede aplicar sólo con un tiempo de repetición de impulso constante (PRT). Sin embargo, esta forma de onda reduce el rango Doppler. Esto significa que el rango de posibles velocidades Doppler inequívocas disminuye rápidamente con el aumento del número de frecuencias portadoras diferentes en una ráfaga.

15 La presente invención resuelve los inconvenientes que se han mencionado más arriba, en particular, resolver la incompatibilidad entre el procesamiento Doppler y el ensanchamiento de espectro de manera que se proporcione una técnica anti - bloqueo mejorada sin reducir el rango Doppler.

20 Un objeto de la presente invención es un procedimiento para realizar la deconvolución, que comprende las siguientes etapas:

- [S0] combinar los impulsos con la misma portadora en una ráfaga,
- [S2] transformar las señales obtenidas de dominio de tiempo a dominio de frecuencia,
- [S6] realizar la deconvolución de los espectros obtenidos.

25 En una primera realización de la presente invención, un procedimiento de deconvolución de este tipo está adaptado para una señal muestreada irregular de PRT que comprende una etapa de conversión de muestras irregulares a muestras regulares completadas con ceros [S1] entre las etapas de combinación y de transformación.

Un objeto adicional de la presente invención es un sistema de deconvolución de una señal muestreada en tiempo de repetición de impulsos $x(t_m)$ que se caracteriza porque comprende:

- un medio para combinar los impulsos con la misma frecuencia en una ráfaga,
- 30 – un medio para transformar estos impulsos del dominio de tiempo al dominio de frecuencia;
- un medio para la deconvolución de los espectros.

35 En una primera realización de este objeto adicional de la invención, un medio de un sistema de deconvolución de este tipo para convertir las muestras irregulares $x(t_m)$ a muestras regulares completadas con ceros $r(iT_e)$, este medio para convertir recibe los impulsos irregulares agrupados por frecuencia desde el medio para combinar y transmitir las muestras completadas con ceros al medio para la transformación.

Otro objeto de la presente invención es un sistema emisor / receptor que usa el procedimiento de deconvolución de este tipo que se ha descrito más arriba, que comprende una antena 1, un oscilador de referencia 6, un convertidor analógico a digital 13 y un procesador que implementa el procedimiento de deconvolución que se ha descrito más arriba.

40 Además, otro objeto de la presente invención es el uso de un procedimiento de deconvolución de este tipo en un sistema de radar.

Un objeto adicional de la presente invención es el uso de un procedimiento de deconvolución de este tipo como anti - bloqueo.

45 Otras características y ventajas adicionales de la invención serán evidentes a partir de la descripción que sigue de ejemplos de realizaciones de la invención con referencia al dibujo, que muestra detalles esenciales para la invención, y a partir de las reivindicaciones. Los detalles individuales pueden ser realizados en una realización de la invención, ya sea separadamente o conjuntamente en cualquier combinación.

- la figura 1, diagrama de bloques de extremo frontal de radar de impulso ágil de RF Doppler coherente de acuerdo con la invención,
 - la figura 2, ráfagas solapadas con muestras irregulares de tiempo de repetición de impulsos de acuerdo con la invención,
- 5 – la figura 3, diagrama de flujo de etapas significativas en el procedimiento de deconvolución de acuerdo con la invención.

La figura 1 muestra un diagrama de bloques de la parte receptora del transmisor en un radar, que utiliza el procedimiento de deconvolución de acuerdo con la invención. La antena 1 del radar puede consistir, por ejemplo, en una antena fija radiante que está conectada a un duplexor 2, que consiste, por ejemplo, en un circulador.

10 Al duplexor 2 hay conectada de una manera conocida de por sí, una unidad transmisora 3 y un mezclador 10 cuya salida está conectada al amplificador de frecuencia intermedia 11. Un oscilador local 6 está conectado al mezclador 10 a través de un multiplicador de frecuencia 7 y transmite una señal cuya frecuencia $f_{A,n}$, constituye una frecuencia intermedia, que es un múltiplo de la frecuencia intermedia local f_{LO} : $f_{A,n} = K_{A,n} f_{LO}$.

15 Un modulador de impulsos 4 está conectado a la unidad transmisora 3, que consiste en un amplificador de RF, por ejemplo, e, indirectamente, al oscilador local 6. El modulador de impulsos 4 modula la señal a través de una cierta frecuencia portadora predeterminada $f_{RF,n} = f_{A,n} + f_{LO}$ con una cierta frecuencia de repetición de impulsos predeterminada $f_{PRF} = f_{LO} / K_{PRF}$. La frecuencia portadora $f_{RF,n}$ es proporcionada por el operador 9 que añade una primera frecuencia intermedia f_{LO} recibida directamente desde el oscilador local de referencia 6 y una segunda frecuencia intermedia $f_{A,n}$, generada por el multiplicador de frecuencia 7. La frecuencia de repetición de impulsos f_{PRF} es generada por un divisor de frecuencias 5 conectado a la salida del oscilador local de referencia 6, $f_{PRF} = f_{LO} / K_{PRF}$. Se hace irregular cambiando K_{PRF} .

20 Además, una unidad de tratamiento de señal 12 está conectada a la salida del amplificador de frecuencia intermedia 11 y al oscilador local de referencia 6. Consiste en un detector de fase, que reproduce la frecuencia Doppler y la transmite a un Convertidor Analógico a Digital (A / D) 13. El Convertidor analógico a digital (A / D) 13 también está conectado a la salida de un multiplicador de frecuencia 8, que genera una frecuencia de muestreo f_s . El multiplicador de frecuencia 8 está conectado al oscilador local de referencia 6 de manera que la frecuencia de muestreo depende de la frecuencia intermedia: $f_s = K_s f_{LO}$.

25 Las unidades que se muestran en la figura 1 corresponden a aquellas de un extremo frontal de un radar de impulsos ágil de RF Doppler coherente de acuerdo con la invención. Todas las frecuencias se generan desde un único oscilador de referencia, de manera que la coherencia de fase es inherente. La frecuencia de la portadora f_{RF} , las frecuencias intermedias f_A y f_{LO} , la frecuencia de muestreo f_s y la frecuencia de repetición de impulsos f_{PRF} son generadas desde un oscilador 6 único.

30 Los amplificadores 3 y 11 consisten en un amplificador de RF con el fin de que el extremo frontal sea uno de un radar de RF. Además, el radar ágil requiere más de una frecuencia intermedia $f_{A,n}$ de manera de que pueda ser generado un número de diferentes frecuencias portadoras, $f_{RF,n}$.

La figura 2 muestra ráfagas superpuestas de muestras irregulares de tiempo de repetición de impulsos de acuerdo con una primera realización de la invención. En una primera etapa del procedimiento de deconvolución se combinan los impulsos con la misma RF, como se ilustra por los impulsos RF1 rayados.

35 El muestreo irregular no se ha utilizado tan ampliamente como el muestreo uniforme debido a que los análisis de tiempo y de frecuencia de las muestras irregulares son bastante complejos.

El muestreo aleatorio por lo general implica números aleatorios añadidos a los tiempos de muestreo regular. El espectro de energía en base a DFT de las muestras aleatorias consiste en el espectro de potencia de señal más ruido aditivo no correlacionado. Por ejemplo, incluso con una señal libre de ruido muestreada a la frecuencia de muestreo de Nyquist, la relación de salida de señal a ruido puede ser sólo 1.

40 El muestreo irregular determinista implica repetir periódicamente la misma secuencia de K intervalos irregulares con el intervalo de muestreo medio T_s . El muestreo es generalmente denominado entrelazado cuando $K = 2$, y de multi relación o racimo cuando K tiene una longitud arbitraria. Puesto que un conjunto de muestras de este tipo contiene K conjuntos de muestreo regulares, la DFT proporciona K picos (por cada componente de frecuencia de una señal) dentro del rango limitado por la frecuencia de muestreo $1/T_s$.

45 Para cualquier conjunto de muestras regulares $\{nT\}$, tal que $T \leq 1 / (2B)$, una señal real $x(t)$ limitada a una banda de frecuencia B, se escribe como $x(t) = \sum_n x(nT) \cdot \text{sen } c[2B(t - nT)]$. Las muestras irregulares se comprenden bien en teoría, pero su procedimiento es por lo general demasiado complicado. Para un conjunto irregular de muestreo $\{tn\}$, la reconstrucción con bases bi - ortogonales $\{\text{sen } c [2B(t - nT)]\}$ y $\{\Psi_n(t)\}$ se escribe como: $x(t) = \sum_n c_n \cdot \text{sen } c[2B(t - t_n)]$

$\sum_n x(t_n) \Psi_n(t)$ en el que c_n es el producto interno de $x(t)$ por $\{\Psi_n(t)\}$. Si el conjunto $\{t_n\}$ está limitado como $|t - t_n| < 1/(8B)$, $\Psi_n(t)$ es una función de interpolación de Lagrange. Las funciones de base pueden ser también tramas, es decir, bases cuya ortogonalidad no es requerida. Las condiciones de trama son mucho más débiles y más útiles con propósitos prácticos.

5 La magnitud de deconvolución NSSL propuesta en la patente norteamericana US 6.081.221 se utiliza para el procesamiento Doppler de radar de tierra del sistema de muestreo entrelazado. En general, un conjunto de muestreo NSSL $\{tm\}$ es de multi relación con una relación K y un intervalo medio T_k . Un intervalo de tiempo NSSL $(t_{m+1} - t_m)$, así como la secuencia completa de KT_s , son múltiplos enteros del intervalo de tiempo común más grande T_ϵ , $KT = LT_\epsilon$, de manera que el conjunto regular más pequeño $\{iT_\epsilon\}$ puede contener $\{t_m\}$, $\{t_m\} \subset \{iT_\epsilon\}$.

10 Por lo tanto, las muestras irregulares $x(t_m)$ se convierten en muestras completadas con ceros $r(iT_\epsilon)$ que es el producto de un esquema de c_i , $c_i = \delta(iT_\epsilon - t_m)$, y las muestras regulares $x(iT_\epsilon)$.

Sobre la base de esta relación: $r = \text{diag}(c) \cdot x$ (en forma vectorial), el espectro de x se puede derivar de la siguiente manera:

$$dft(r) = dft(c) * dft(x) = C \cdot dft(x)$$

15

$$|dft(x)| = |C|^{-1} \cdot |dft(r)|$$

20

en la que C es una matriz de Toeplitz cuyos vectores de fila son desplazados cíclicamente $dft(c)$. Puesto que C es singular y, por tanto, no invertible, la idea de NSSL es utilizar en su lugar las magnitudes. Es aplicable sólo si no hay sumas complejas en el producto $C \cdot dft(x)$. Esta condición implica al ancho de banda de x , pero no es una restricción en la mayor parte de los radares.

25

El espectro $|dft(r)|$ contiene L réplicas del espectro $|dft(x)|$ que son ponderadas por el coeficiente a partir de $|dft(c)|$, en un rango de frecuencias que es L/K veces más ancho que la frecuencia de muestreo media f_s . La deconvolución proporciona la réplica más fuerte, es decir, el espectro $|dft(x)|$ de la señal.

Sólo el procedimiento NSSL soporta frecuencias superiores a la frecuencia de Nyquist, es decir, hasta L/K veces la frecuencia de muestreo.

En el radar de seguimiento, en el que los Dopplers esperados se conocen razonablemente, los espectros de la señal soportada por NSSL pueden ser suficientes. Es decir, el uso de las magnitudes en

$$dft(r) = dft(c) * dft(x) = C \cdot dft(x)$$

$$|dft(x)| = |C|^{-1} \cdot |dft(r)|$$

30

implica que el espectro de la señal x no puede ser más amplio que las líneas espectrales N/L , en las que N y L son el número de muestras regulares (es decir, la longitud de los vectores r y x) y la longitud de la secuencia irregular básica, respectivamente. También puede funcionar en los casos en que el espectro de la señal es más amplio que N/L , pero ninguna distancia entre las líneas espectrales puede ser un múltiplo entero de N/L .

35

El rango de frecuencias inequívocas se puede expandir ilimitadamente, pero el filtrado de los ecos parásitos se vuelve más complicado a medida que aumenta la complejidad del muestreo.

Con este propósito, una realización del procedimiento de deconvolución comprende una etapa de conversión. La misma consiste en la conversión de las muestras irregulares con la misma RF a muestras regulares completadas con ceros. Esta es una para cada frecuencia de radio.

40

El procedimiento de deconvolución de acuerdo con la invención se ilustra en la figura 3 Este procedimiento puede resumirse en las siguientes etapas:

[S0: etapa de combinación] Los impulsos son combinados por PORTADORA (frecuencia de radio)

[S2: etapa de DFT] El espectro $dft(r)$ de estas muestras regulares es calculado;

[S6: deconvolución]. Los espectros restantes se someten a deconvolución.

En una primera realización del procedimiento de deconvolución implementado para las muestras irregulares de tiempo de repetición de impulso, se ha añadido una etapa adicional entre la etapa de combinación [S0] y la etapa de DFT [S2] . Esta etapa es:

[S1: etapa de conversión] Las muestras irregulares $x(t_m)$ se convierten en muestras regulares $r(iT_\epsilon)$.

5 Las siguientes etapas pueden existir entre la etapa de DFT [S2] y la etapa de deconvolución [S6] :

[S3: etapa de aislamiento] Los espectros de ecos parásitos son aislados suponiendo que los ecos parásitos se extienden sobre más de unas pocas puertas de distancia;

[S4: estimación] Las líneas espectrales de los ecos parásitos se estiman a partir de la media y de la anchura de los espectros de los ecos parásitos aislados;

10 [S5: substracción] Los espectros de los ecos parásitos se substraen del espectro total $dft(r)$;

En el que en las etapas S5 y S6, los cálculos se ajustan al tipo de los ecos parásitos mediante los espectros de los ecos parásitos proporcionados por la etapa S3.

15 En una segunda realización, el espectro $dft(c)$ puede ser calculado también y sus componentes L distintos de cero se encuentran en la etapa S2. En la tercera realización, las amplitudes de los espectros de los ecos parásitos pueden estimarse en la etapa S4. Por lo tanto, las operaciones de convolución se pueden reducir, en base a los componentes espectrales L que no son cero entre las etapas S5 y S6. En otras realizaciones, estas realizaciones segunda y tercera se pueden combinar.

Por otra parte, las líneas espectrales de los ecos parásitos se pueden estimar a partir de la media en

$$\bar{f}_d = \arg[r(\tau_1)] / (2\pi\tau_1)$$

20 y / o la anchura en

$$\sigma_f = \frac{\sqrt{\ln[\rho(\tau_1)/\rho(\tau_2)]}}{\sqrt{6\pi\tau_1}} \Rightarrow \sigma_{cl} > 3\sigma_f$$

de los espectros aislados [S4] . Además, las amplitudes de los espectros de los ecos parásitos se pueden estimar por

$$\hat{g}_d(i, k) = \begin{cases} d_k \sum_l d_l^* \cdot z_{i+1+(l-1)N/L} & \text{para } i \geq 0 \\ d_{k,L} \sum_l a_{l,L}^* \cdot z_{i-1+lN/L} & \text{para } i < 0 \end{cases} \quad [S4].$$

25 La operación de convolución puede reducirse en

$$dft(r) = dft(c) * dft(x) = C \cdot dft(x)$$

$$|dft(x)| = |C|^{-1} \cdot |dft(r)|$$

antes de los espectros restantes en

$$dft(r) = dft(c) * dft(x) = C \cdot dft(x)$$

$$|dft(x)| = |C|^{-1} \cdot |dft(r)|$$

30 se sometan a deconvolución [S6] .

Una ventaja del procedimiento de deconvolución de acuerdo con la invención es que funciona por encima de las frecuencias de Nyquist, ofrece un procedimiento de filtrado para cualquier tipo de ecos parásitos, y anti - bloqueo.

De manera más general, un sistema de deconvolución de este tipo se puede utilizar para realizar la deconvolución de cualquier tipo de señal irregular muestreada usando una técnica de ensanchamiento de espectro, no sólo de un radar.

REIVINDICACIONES

1. Un procedimiento de deconvolución de señal muestreada de tiempo de repetición de impulsos ágil $x(t_m)$, comprendiendo la citada señal impulsos que tienen una frecuencia portadora, **que se caracteriza por** las etapas siguientes: combinar los impulsos de la citada señal muestreada con la misma frecuencia portadora en una ráfaga (S0), transformar las señales obtenidas de la misma desde el dominio del tiempo al dominio de la frecuencia (S2), y realizar la deconvolución de los espectros en el dominio de la frecuencia (S6), siendo obtenidos dichos espectros de la citada etapa de transformación (S2).
5
2. El procedimiento de deconvolución de acuerdo con la reivindicación anterior, que comprende, además, calcular la transformada discreta de Fourier de las muestras por frecuencia dentro de la etapa de transformación (S2) de tiempo a frecuencia.
10
3. El procedimiento de deconvolución de acuerdo con la reivindicación 1, que comprende, además, dentro de la etapa de transformación (S2) de tiempo a frecuencia, las siguientes sub - etapas :
 - calcular el espectro del esquema de muestreo dft (c) y
 - buscar los componentes no cero L del mismo.
- 15 4. El procedimiento de deconvolución de acuerdo con la reivindicación 1, que comprende, además, si $x(t_m)$ es una señal muestreada con tiempo de repetición de impulsos irregular, una etapa de conversión (S1) de muestras irregulares $x(t_m)$ en muestras regulares completadas con ceros $r(iT_e)$ entre la etapa de combinación (S0) y la etapa de transformación de tiempo a frecuencia (S2).
- 20 5. El procedimiento de deconvolución de acuerdo con la reivindicación 1, que comprende, además, entre la etapa de transformación de frecuencia a tiempo (S2) y la etapa de deconvolución (S6), las etapas siguientes :
 - aislar los espectros de los ecos parásitos asumiendo que los ecos parásitos se extienden sobre más de unas pocas puertas de distancia (S3),
 - estimar las líneas espectrales de los ecos parásitos de la media y la anchura de los espectros aislados de los ecos parásitos (S4)
 - 25 restar los espectros de los ecos parásitos estimados del espectro total (S5).
6. Un sistema de deconvolución de señal muestreada de tiempo de repetición de impulsos ágil $x(t_m)$, comprendiendo la citada señal impulsos de que tienen una frecuencia portadora, **que se caracteriza por**
 - un medio para combinar los impulsos con la misma frecuencia portadora en una ráfaga,
 - un medio para transformar los impulsos obtenidos a partir del citado medio para la combinación del dominio de tiempo al de frecuencia;
 - 30 un medio para realizar la deconvolución en el dominio de la frecuencia de los espectros obtenidos a partir del citado un medio para la transformación.
7. El sistema de deconvolución de acuerdo con la reivindicación 6, que comprende, además, un medio para convertir las muestras irregulares $x(t_m)$ en muestras regulares completadas con ceros $r(iT_e)$, este medio para convertir recibe los impulsos Irregulares agrupados por frecuencia procedentes de los medios para combinar y transmite las muestras completadas con ceros al medio para transformar.
35
8. El sistema de deconvolución de acuerdo con la reivindicación 7, que comprende, además, entre el medio para transformar y el medio para realizar la deconvolución:
 - un medio para aislar el espectro de ecos parásitos dft (r) suponiendo que los ecos parásitos se extiende sobre más de unas pocas puertas de distancia;
 - 40 un medio para estimar las líneas espectrales de los ecos parásitos a partir de la media y la anchura de los espectros aislados de los ecos parásitos;
 - un medio para restar los espectros de los ecos parásitos estimados del espectro total dft (r).

- 5
9. Un sistema emisor / receptor que comprende una antena, un oscilador de referencia, un medio para sintetizar una frecuencia portadora conectada al oscilador de referencia, un medio para sintetizar una frecuencia de repetición de impulsos conectado al oscilador de referencia, un convertidor analógico a digital y un procesador que comprende el procesador que implementa el procedimiento de deconvolución de acuerdo con las reivindicaciones 1, 2 o 4.
 10. El uso del procedimiento de deconvolución de acuerdo con la reivindicación 1, en un sistema de radar.
 11. El uso del sistema de deconvolución de acuerdo con la reivindicación 6, en un sistema de radar.
 12. El uso del sistema emisor / receptor de acuerdo con la reivindicación 9, en un sistema de radar.
 13. El uso del procedimiento de acuerdo con la reivindicación 1 como procedimiento anti - bloqueo.

10

5

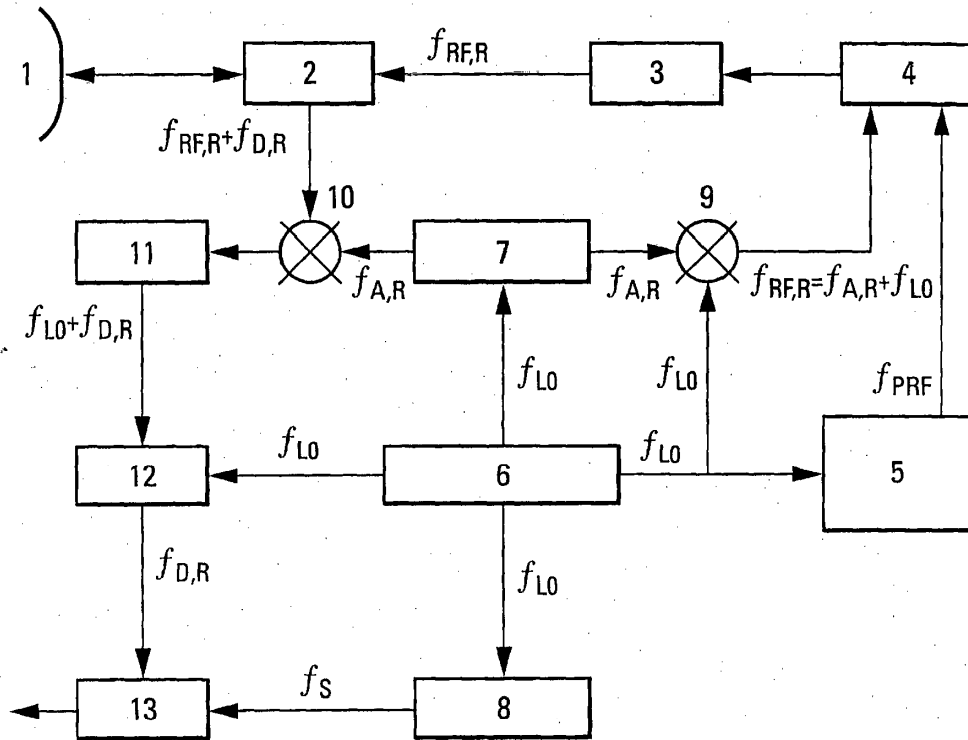


Fig. 1

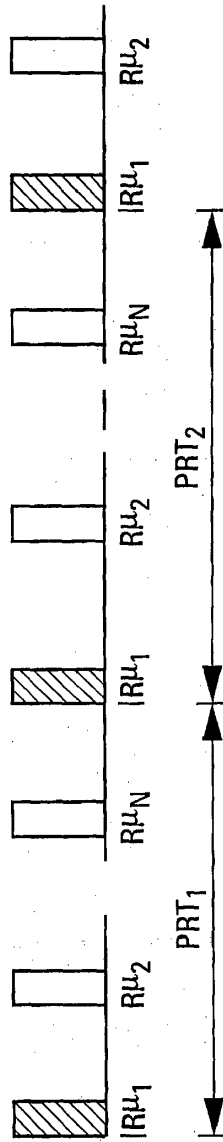


Fig. 2

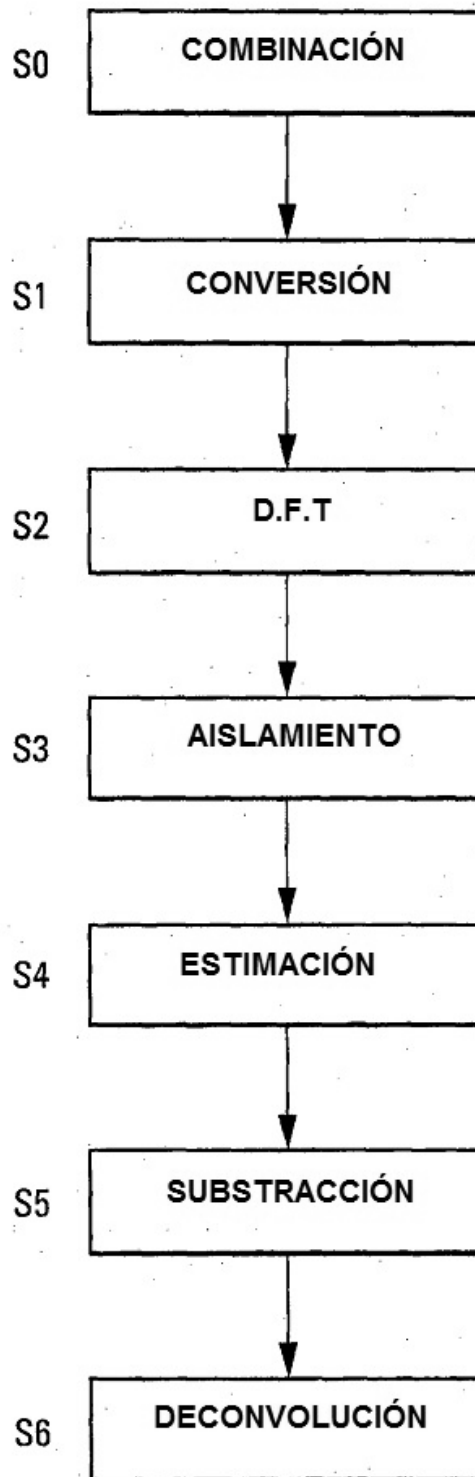


Fig. 3