



OFICINA ESPAÑOLA DE PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA

① Número de publicación: **2 288 452**

② Número de solicitud: 200702401

⑤ Int. Cl.:  
**H04B 7/08** (2006.01)

⑫

PATENTE DE INVENCION

B1

⑫ Fecha de presentación: **07.09.2007**

⑬ Fecha de publicación de la solicitud: **01.01.2008**

Fecha de la concesión: **08.09.2008**

⑮ Fecha de anuncio de la concesión: **01.10.2008**

⑮ Fecha de publicación del folleto de la patente:  
**01.10.2008**

⑰ Titular/es: **INSA, S.A. (INGENIERÍA Y SERVICIOS AEROSPACIALES)**  
**Paseo del Pintor Rosales, 34**  
**28008 Madrid, ES**

⑱ Inventor/es: **Torres Fernández, Alberto;**  
**Gonzalo de Prado, Jesús;**  
**Pulido Puerto, Rosa y**  
**Domínguez Santos, Isaac**

⑳ Agente: **Carvajal y Urquijo, Isabel**

⑳ Título: **Sistema y método de recepción de una señal de satélite mediante un array de antenas sistólico modular.**

㉑ Resumen:

Sistema y método de recepción de una señal de satélite mediante un array de antenas sistólico modular, mediante el que se obtiene una señal de salida del array de antenas  $y(t)$ , estando el array formado por  $N$  antenas  $A_i$  idénticas, incidiendo en cada antena  $A_i$  una señal de entrada  $x_i(t)$  y donde dicho método comprende el uso de una pluralidad de correladores (1) de la señal de entrada.

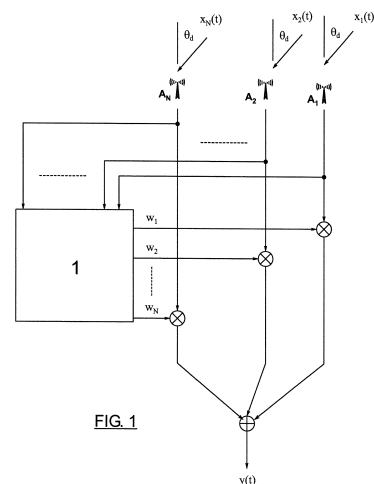


FIG. 1

ES 2 288 452 B1

Aviso: Se puede realizar consulta prevista por el art. 37.3.8 LP.

## DESCRIPCIÓN

Sistema y método de recepción de una señal de satélite mediante un array de antenas sistólico modular.

5 **Campo de la invención**

La presente invención se engloba dentro del campo de las telecomunicaciones por satélite, y más en concreto, a los sistemas de recepción por satélite. La presente invención propone la utilización de un array de antenas optimizado como sistema de recepción.

10 **Antecedentes de la invención**

Por regla general, los sistemas de recepción por satélite utilizan una única antena orientable que sirve de sensor para la demodulación y decodificación de las señales recibidas. Al disponer de una sola antena, la sensibilidad del sistema depende casi por completo del tamaño de la antena utilizada, y que para determinadas aplicaciones pueden llegar a ser extremadamente grande con el consiguiente mantenimiento y coste que conlleva.

Con objeto de disminuir los costes de utilización de una sola antena, se propone la utilización de un array de antenas con una apertura más pequeña y combinar las señales a su salida para crear una señal equivalente a la recibida por una antena de gran apertura.

Debido a que la apertura de las antenas del array es más pequeña, la calidad de las señales a su salida (medida en términos de SNR - *Signal to Noise Ratio*, Relación Señal/Ruido-) se reduce considerablemente, llegando a valores de -10 dB y haciendo que su combinación sea un proceso extremadamente complicado.

Para combinar las señales se utilizan técnicas de correlación que calculan y corrigen los desfases de las señales a la salida de los sensores ponderándolas por unos pesos antes de realizar la combinación. El cálculo de los pesos de ponderación a partir del cálculo de los autovalores de la matriz de autocovarianza de las señales de entrada obtiene buenas prestaciones para muy bajas relaciones de SNR.

Son conocidas la utilización de array de antenas según una arquitectura monolítica, en la que el array de antenas se procesa como un todo. La utilización de una arquitectura monolítica implica una serie de problemas que se expondrán más adelante en detalle. Sin embargo en la presente invención se propone una arquitectura o topología sistólica para la combinación de arrays con un número alto de antenas, en la no se trata al array de antenas como un todo, sino que el array de antenas se subdivide en unidades básicas de correlación que se interconectan entre sí concentrando todas las entradas en una única salida, resolviendo los problemas de implementación que plantea la arquitectura monolítica.

**Descripción de la invención**

Para paliar los problemas arriba mencionados se presenta el método de recepción de una señal por satélite mediante array de antenas, objeto de la presente invención. Mediante este método se obtiene una señal de salida del array de antenas  $y(t)$ , estando el array formado por  $N$  antenas  $A_i$  idénticas, incidiendo en cada antena  $A_i$  una señal de entrada  $x_i(t)$ . Dicho método comprende las siguientes etapas:

- 45 1°.- Agrupar las  $N$  señales de entrada  $x_i(t)$  en subgrupos de señales de entrada de correlador  $c_i(t)$ ;
- 2°.- Obtener para cada uno de los subgrupos de señales de entrada de correlador  $c_i(t)$ , utilizando un correlador diferente para cada subgrupo, una señal de salida de correlador  $z(t)$  efectuando la siguiente operación,
 
$$z(t) = \sum_{i=1}^M w_i^* c_i(t),$$
 siendo  $w_i^*$  el complejo conjugado de los pesos de ponderación  $w_i$  obtenidos previamente por cada correlador correspondiente para corregir los desfases de sus señales de entrada de correlador  $c_i(t)$ , y siendo  $M$  el correspondiente número de entradas en cada correlador;
- 55 3°.- Agrupar las anteriores señales de salida de correlador  $z(t)$  de los diferentes correladores en al menos un nuevo subgrupo de señales de entrada de correlador  $c_i(t)$ ;
- 4°.- Obtener para cada uno del al menos un nuevo subgrupo de señales de entrada de correlador  $c_i(t)$ , utilizando un correlador diferente para cada nuevo subgrupo, una señal de salida de correlador  $z(t)$  efectuando la siguiente operación,  $z(t) = \sum_{i=1}^M w_i^* c_i(t)$ , siendo  $w_i^*$  el complejo conjugado de los pesos de ponderación  $w_i$  obtenidos previamente por cada correlador correspondiente para corregir los desfases de sus señales de entrada de correlador  $c_i(t)$ , y siendo  $M$  el correspondiente número de entradas en cada correlador;
- 65 5°.- En el caso de que en la etapa anterior haya más de una señal de salida de correlador  $z(t)$ , repetir los pasos b-e; en caso de que en la etapa anterior haya una única señal de salida de correlador  $z(t)$ , obtener la señal de salida  $y(t)$  mediante  $y(t) = z(t)$ , siendo  $z(t)$  dicha única señal de salida de correlador.

## ES 2 288 452 B1

El procedimiento de cálculo para cada unidad básica de correlación UBC de los pesos y obtención de la señal de salida  $y(t)$  es el siguiente:

5 1º.- Se muestrean de forma síncrona todas las señales de entrada o antenas (N), de  $i=1$  a  $i=L$ , y se hace un registro de L muestras, de  $j=1$  a  $j=L$ :

$$10 \quad \mathbf{X}^{(k)} = \left\{ x_i(t_j) \right\}_{i=1, j=1}^{i=N, j=L} ;$$

15 2º.- Se obtienen los pesos óptimos del array,  $\vec{v}$ , mediante el cálculo de los autovalores de la matriz de autovarianza de  $\mathbf{X}^{(k)}$ , donde el cálculo de los pesos se realiza mediante un algoritmo de extracción del autovector dominante como puede ser el power method o el matrix-free.

3º.- Se normalizan los pesos  $\vec{v}$  respecto del primer sensor, obteniendo el vector:

$$20 \quad \vec{w} = \frac{\vec{v}}{v_1} ;$$

25 4º.- Se obtiene el peso final integrando respecto al anterior, con una constante de integración  $\Gamma = 0.9$ :

$$\mathbf{W}^{(k)} = \Gamma \mathbf{W}^{(k-1)} + (1 - \Gamma) \vec{w} ;$$

30 y se obtiene la salida combinada como  $\mathbf{Y}^{(k)} = \mathbf{W}^{H(k)} \mathbf{X}^{(k)}$ .

El sistema de recepción de una señal por satélite mediante array de antenas que implementa el método anterior comprende, al menos:

35 Una pluralidad de antenas  $A_i$ ;

Una pluralidad de unidades básicas de correlación UBC;

40 Y donde dichas unidades básicas de correlación configuran una pluralidad de arrays interconectados y escalados entre sí.

### Breve descripción de los dibujos

45 A continuación se pasa a describir de manera muy breve una serie de dibujos que ayudan a comprender mejor la invención y que se relacionan expresamente con una realización de dicha invención que se presenta como un ejemplo no limitativo de ésta.

La Figura 1 muestra, según el estado del arte, la arquitectura monolítica utilizada para los arrays de antenas.

50 Las Figura 2A y 2B muestran, según el estado del arte, los resultados obtenidos en una simulación para una arquitectura monolítica según diferentes algoritmos utilizados.

La Figura 3 muestra, según el estado del arte, el tratamiento de las señales en una arquitectura monolítica.

55 La Figura 4 representa el esquema de un ejemplo de una unidad básica de correlación de cuatro entradas y una salida, utilizada en la arquitectura sistólica objeto de la presente invención. La figura 4B muestra una simulación de la ganancia de combinación para dicha unidad básica de correlación.

60 En la Figura 5 se muestra la ganancia de combinación obtenida en una simulación empleando el algoritmo *Power Method* para diferentes configuraciones de las unidades básicas de correlación.

En las Figuras 6A y 6B se muestran diferentes topologías sistólicas propuestas para un array de antenas de 16 entradas y de 64 entradas, utilizando unidades básicas de correlación de cuatro entradas y una salida.

65 En la Figura 7 se comparan las ganancias de combinación obtenidas por simulación en arquitecturas monolíticas de 16 y 64 arrays de antenas con las arquitecturas sistólicas de 16 y 64 antenas de las figuras 6A y 6B.

**Descripción de una realización preferida de la invención**

Tal como se muestra en la Figura 1, se considera un array formado por N antenas idénticas que reciben una señal procedente de satélite y contaminada por ruido gaussiano de forma independiente. En una primera instancia, se asume que todos los procesos de digitalización y procesadores de señal utilizan la misma fuente de sincronismo. En la Figura 1  $\theta_d$  hace referencia al ángulo de llegada de la señal.

Si  $x_i(t)$  son las señales incidentes en cada uno de los sensores o antenas  $A_i$  y  $w_i$  son los pesos de ponderación calculados por un correlador 1, la señal de salida  $y(t)$  se obtiene como:

$$y(t) = \sum_{i=1}^N w_i^* x_i(t),$$

tal como se muestra en la Figura 1 mediante los operadores lógicos producto (x) y suma (+). Donde  $w_i^*$  indica el complejo conjugado de los pesos de ponderación  $w_i$ .

Asumiendo que las señales de entrada se pueden descomponer como

$$x_i(t) = s_i(t) + I_i(t) + n_i(t)$$

donde  $s_i(t)$ ,  $I_i(t)$  y  $n_i(t)$  corresponden a las componentes de señal deseada, interferente y ruido respectivamente, la señal de salida se puede obtener utilizando notación matricial como:

$$\mathbf{X} = [x_1(t), x_2(t), \dots, x_N(t)]^T = \mathbf{X}_d + \mathbf{X}_i + \mathbf{X}_n$$

$$\mathbf{W} = [w_1, w_2, \dots, w_N]^T$$

$$y(t) = \sum_{i=1}^N w_i^* x_i(t) = \mathbf{W}^{*T} \mathbf{X} = y_d(t) + y_I(t) + y_n(t)$$

y la relación de señal/(interferencia ruido), SINR (*Signal-to-Interference-plus-Noise Ratio*) a la salida del array se calcula como:

$$SINR = \frac{P_d}{P_I + P_n} = \frac{P_d}{P_u}$$

siendo  $P_d$ ,  $P_I$  y  $P_n$  son las potencias de salida del array correspondientes a las componentes de señal deseada, interferente y ruido respectivamente de las señales de entrada. Estando estas señales a su vez definidas como el valor medio de los cuadrados de las señales de salida correspondientes:

$$P_d = E|y_d(t)|^2 \quad P_I = E|y_I(t)|^2 \quad P_n = E|y_n(t)|^2$$

Los pesos óptimos  $\mathbf{W}_{OPT}$  serán aquellos que maximizan la relación SINR. Para calcular los pesos óptimos asumimos que el array trabaja en banda estrecha. En estas circunstancias:

$$\mathbf{X}_d = s(t) \cdot \mathbf{U}_d$$

siendo  $\mathbf{U}_d$  es el vector de apuntamiento (*Steering vector*):

$$\mathbf{U}_d = [1, e^{j\tau_{d2}}, \dots, e^{j\tau_{dN}}]^T$$

Donde  $\tau_{di}$  es el retardo del frente de onda de la señal deseada en alcanzar el sensor o antena  $A_i$  respecto del sensor o antena  $A_1$  y  $s(t)$  la componente de señal deseada.

## ES 2 288 452 B1

En estas circunstancias, la señal de salida del array y su nivel de potencia valen:

$$y_d(t) = \mathbf{W}^{*T} \mathbf{X} = s(t) \mathbf{W}^{*T} \mathbf{U}_d$$

$$P_d = E|s(t)|^2 \left| \mathbf{W}^{*T} \mathbf{U}_d \right|^2 = E|s(t)|^2 \mathbf{W}^{*T} \mathbf{U}_d \mathbf{U}_d^{*T} \mathbf{W} = \mathbf{W}^{*T} E[\mathbf{X}_d \mathbf{X}_d^{*T}] \mathbf{W} = \mathbf{W}^{*T} \mathbf{R} \mathbf{W}$$

Donde  $\mathbf{R}$  es la matriz de autocovarianza de las señales deseadas.

Teniendo en cuenta que la matriz  $\mathbf{R}$  se puede descomponer como

$$\mathbf{R} = \mathbf{V} \mathbf{\Lambda} \mathbf{V}^{*T}$$

Donde  $\mathbf{\Lambda} = \text{diag}(\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_N)$  que contiene los autovalores ordenados  $\lambda_1 \geq \lambda_2 \geq \dots \geq \lambda_N$ , y donde  $\mathbf{V} = [\vec{v}_1 \ \vec{v}_2 \ \dots \ \vec{v}_N]^T$  son los autovectores ortonormales de  $\mathbf{R}$ .

A su vez, la matriz de autovectores  $\mathbf{V}$  puede ser descompuesta en  $\mathbf{V} = [\mathbf{V}_s \ \mathbf{V}_n]$ , donde las columnas de  $\mathbf{V}_s$  corresponden a los autovalores de  $\mathbf{R}$  de mayor autovalor (Subespacio de señal) y donde el resto de autovectores  $\mathbf{V}_n$  corresponden al subespacio de ruido:

$$P_d = \mathbf{W}^{*T} \mathbf{V} \mathbf{\Lambda} \mathbf{V}^{*T} \mathbf{W}$$

Descomponiendo  $\mathbf{W}$  y recalculando:

$$\mathbf{W} = \sum_{i=1}^N \alpha_i \vec{v}_i = \mathbf{V} \vec{\alpha} \text{ siendo } \vec{\alpha} = [\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_N]^T \text{ y } \sum_{i=1}^N |\alpha_i| = 1$$

$$P_d = (\mathbf{V} \vec{\alpha})^{*T} \mathbf{V} \mathbf{\Lambda} \mathbf{V}^{*T} (\mathbf{V} \vec{\alpha}) = \vec{\alpha}^{*T} \mathbf{\Lambda} \vec{\alpha} = \sum_{i=1}^N \lambda_i |\alpha_i|^2 \leq \lambda_1$$

Luego los pesos que maximizan la potencia de salida de combinación del array corresponden al autovector del mayor autovalor de la matriz de autocovarianza. El procedimiento para encontrar el autovalor dominante es el siguiente:

- Obtener la matriz de autocovarianza  $\mathbf{R}$  de las señales de entrada.
- Resolver el problema de autovalores  $\mathbf{R} \vec{v} = \lambda \vec{v}$  y ordenar los autovalores  $\lambda_1 \geq \lambda_2 \geq \dots \geq \lambda_N$
- Hacer  $\mathbf{W}_{\text{opt}} = \vec{v}_1$

Sin embargo, el procedimiento expuesto es computacionalmente costoso debido que se obtienen todos los autovalores mientras que sólo se necesita el mayor de todos ellos.

Existen algoritmos alternativos que sólo calculan el autovector del autovalor dominante y que por lo tanto reducen considerablemente la carga computacional. Una relación de los algoritmos más conocidos es la siguiente:

<b>Algoritmo</b>	<b>Complejidad Computacional</b>
Procedimiento Matemático.	$O(\max\{N^3 + N^2L\})$
Power Method	$O(\max\{N^2 K \cdot N^2L\})$
Matrix-Free	$O(NLK)$

Donde  $N$  es el número de antenas y  $L$  es el número de puntos de señal utilizados siendo  $K$  el número de iteraciones.

Los resultados, obtenidos en simulaciones, mediante los algoritmos de *Power Method* y *Matrix-Free* son similares. Un detalle de los resultados de ganancia y pérdida de combinación para un array de 2, 4 y 8 sensores son los presentados en las Figuras 2A y 2B, respectivamente, donde en líneas discontinuas se representa el algoritmo convencional y en línea continua el algoritmo *Power Method*.

## ES 2 288 452 B1

Existen otros algoritmos (*Lagrange Multiplier Method*, *Linear Lagrange Multiplier Method*, *Linear Modified Conjugate Gradient Method*) que no siendo tan conocidos computacionalmente son muy eficientes aunque tienen una elevada dificultad de implementación práctica en FPGAs (*Field Programmable Gate Array*).

5 El cálculo de los pesos obtenidos mediante el procedimiento de autovalores cumple con las especificaciones pedidas, ya que para su obtención no se necesita ningún conocimiento del tipo de señal ni de la topología del array utilizada, además de ser insensible a desajustes de calibración de fase de los sensores o antenas.

Un resumen de las principales ventajas e inconvenientes del cálculo de los pesos por autovalores es el siguiente:

10

- Ventajas:

- Maximizan la SNR a la salida del array.
- Obtienen los pesos óptimos independientemente de la topología del array.
- Funcionan con SNR muy bajas.

15

- Inconvenientes:

- Incapaces de cancelar interferencias.
- Tienen una carga computacional muy elevada.

20

25 Hay que tener en cuenta que cada uno de los autovalores dominantes de la matriz de autocovarianza corresponde a una fuente de señal de entrada, de manera que si se realiza un cálculo de todos los autovalores se podría identificar y sintonizar el array a cada una de las señales de interés.

La sintonización del array se podría realizar introduciendo los autovectores de los autovalores dominantes correspondientes a las direcciones de las señales de interés.

30

El procedimiento para el cálculo de los pesos de ponderación  $w$ , de un array depende de su arquitectura. Se definen dos tipos de arquitecturas: monolítica y sistólica.

35 En la arquitectura monolítica, conocida ya en el estado del arte, el array se procesa como un todo, tal como se muestra en la Figura 3.

En la arquitectura monolítica el cálculo de los autovalores se realiza procesando las señales de todos los sensores al mismo tiempo, para ello el correlador 1 debe estar dimensionado en memoria y carga computacional.

40

Si  $X = [x_1 \ x_2 \ x_3 \ \dots \ x_N]^T$  son las señales de entrada y  $W = [w_1 \ w_2 \ w_3 \ \dots \ w_N]^T$  los pesos obtenidos por el correlador 1, la señal de salida se obtiene como  $Y = W^T X$ .

La implementación de los algoritmos de autovalores con la arquitectura monolítica tiene los siguientes problemas:

45

- Dificultad en el dimensionamiento e interconexión de los de procesadores.
- El correlador se hace ad-hoc para una determinada topología.
- La capacidad de cómputo y memoria necesaria crece exponencialmente con el número de entradas.
- Es necesario utilizar hardware multiprocesador para distribuir el cómputo de algoritmos.

50

Debido a los inconvenientes expuestos se propone la utilización de una arquitectura que se ha denominada sistólica. En la arquitectura sistólica el array se subdivide en *Unidades Básicas de Correlación* (UBC) que se interconectan entre sí para concentrar todas las entradas en una única salida. Las características de la UBC son las siguientes:

55

- Autónomas.
- Configuración  $N \times 1$
- Se implementan en una única FPGA o DSP (Digital Signal Processor).

60

Aunque formalmente el número de entradas de una UBC puede tomar cualquier valor, desde un punto de vista práctico las configuraciones  $(2 \times 1)$ ,  $(4 \times 1)$  y  $(8 \times 1)$  son las utilizadas porque pueden implementarse fácilmente en una única FPGA/DSP.

65

## ES 2 288 452 B1

Un detalle de una UBC en configuración 4x1 y de su ganancia de combinación es la representada en las Figuras 4A y 4B, respectivamente.

Es interesante resaltar que para  $SNR < -15$  dB se obtienen mejores resultados en la ganancia de combinación utilizando los métodos del cálculo del autovalor dominante (mostrado con círculos) que con el método convencional que calcula todos los autovalores (mostrado con cruces).

Los resultados de ganancia de combinación han sido obtenidos para una señal QPSK (*Quadrature Phase Shift Keying*) con factor del filtro de coseno alzado de 0.6 con un tiempo de integración de 1600 símbolos y con un sobremuestreo de 5 muestras por símbolo.

La ganancia de combinación para el caso de UBC en configuración 2x1 (mostrado con círculos), 4x1 (mostrado con asteriscos) y 8x1 (mostrado con cruces) es el mostrado en la Figura 5, utilizando el algoritmo *Power Method*.

Ejemplos de implementación de arrays de 16 y 64 entradas con UBCs de 4x1 se muestran en las Figuras 6A y 6B, respectivamente. El array de 16 sensores se construye con en una configuración sistólica de 16x4x1 de dos capas y el de 64 con una configuración de 64x16x4x1 de tres capas en las que en cada  $UBC_{k,n}$  el subíndice k identifica el número de capa y el subíndice n la UBC dentro de la misma.

Las ganancias de los arrays sistólicos de las configuraciones propuestas con respecto a las monolíticas se muestran en la Figura 7 (para simulaciones con 1600 símbolos y tomando 5 muestras por símbolo). En línea discontinua se muestra la arquitectura monolítica, mientras que en línea continua la arquitectura sistólica (en círculos 16 entradas, con cruces 64 entradas).

De las gráficas se puede observar que con la arquitectura monolítica se consigue una mayor ganancia para SNRs inferiores a -10 dB pero a costa de incrementar enormemente la complejidad del hardware y software del array, sin embargo, con la topología sistólica propuesta se consiguen las ganancias deseadas para las señales de interés ( $SNR = -10$ ) con un coste razonable.

Utilizando la arquitectura sistólica propuesta se obtienen las siguientes ventajas técnicas:

- La topología es ampliable. La introducción de nuevos sensores consiste básicamente en añadir e interconectar nuevas UBC, sin tener que modificar el funcionamiento de ninguno de los módulos preexistente.
- La arquitectura es insensible a la situación física de los sensores y no necesita calibración. Los pesos del array se obtienen por el procedimiento del cálculo de autovalores.

El procedimiento del cálculo de los pesos para una unidad UBC se describe a continuación. Sea la señal  $x_i(t)$  la señal incidente en el sensor i de la UBC de L sensores, el procedimiento para el cálculo de sus pesos y obtención de la señal de salida  $y(t)$  es el siguiente:

1.- Se muestrean de forma síncrona todas las señales de entrada o antenas (N), de  $i=1$  a  $i=L$ , y se hace un registro de L muestras, de  $j=1$  a  $j=L$ .

$$\mathbf{X}^{(k)} = \left\{ x_i(t_j) \right\}_{i=1, j=1}^{i=N, j=L}$$

2.- Se obtienen los pesos óptimos del array,  $\vec{v}$ , mediante el cálculo de los autovalores de la matriz de autovarianza de  $\mathbf{X}^{(k)}$ . El cálculo de los pesos se realiza mediante unos de los algoritmos expuestos (Power Method o Matrix-Free).

3.- Se normalizan los pesos  $\vec{v}$  respecto del primer sensor.

Obteniendo el vector  $\vec{w} = \frac{\vec{v}}{v_1}$

4.- Se obtiene el peso final integrando respecto al anterior con la constante de integración  $\Gamma = 0.9$

$$\mathbf{W}^{(k)} = \Gamma \mathbf{W}^{(k-1)} + (1 - \Gamma) \vec{w}$$

5.- Se obtiene la salida combinada como:

$$\mathbf{Y}^{(k)} = \mathbf{W}^{H(k)} \mathbf{X}^{(k)}$$

## ES 2 288 452 B1

Para obtener el factor de array de un array sistólico de K capas, es necesario obtener los pesos del array monolítico equivalente.

$$5 \quad FA = \left[ \mathbf{G}_K^T \cdots \mathbf{G}_2^T \mathbf{G}_1^T \right]$$

10 El array equivalente se calcula obteniendo las funciones de transferencia  $G_k$  de cada capa k. La función de transferencia  $G_k$  se define como la agrupación de los pesos de las UBC de cada capa en un solo vector. Cada función de transferencia  $G_k$  combina las señales de entrada de la capa k en un número reducido de salidas. La sucesión de capas confiere al array una estructura de pirámide invertida que termina en una única salida. La función de transferencia del array equivalente se calculará como:

$$15 \quad Y = \left[ \mathbf{G}_K^T \cdots \mathbf{G}_2^T \mathbf{G}_1^T \right] \mathbf{X}$$

20

25

30

35

40

45

50

55

60

65

REIVINDICACIONES

1. Método de recepción de una señal por satélite mediante array de antenas, mediante el que se obtiene una señal de salida del array de antenas  $y(t)$ , estando el array formado por  $N$  antenas  $A_i$  idénticas, incidiendo en cada antena  $A_i$  una señal de entrada  $x_i(t)$  **caracterizado** porque comprende las siguientes etapas:

agrupar las  $N$  señales de entrada  $x_i(t)$  en subgrupos de señales de entrada de correlador  $c_i(t)$ ;

obtener para cada uno de los subgrupos de señales de entrada de correlador  $c_i(t)$ , utilizando un correlador diferente para cada subgrupo, una señal de salida de correlador  $z(t)$  efectuando la siguiente operación,  $z(t) = \sum_{i=1}^M w_i^* c_i(t)$ , siendo  $w_i^*$  el complejo conjugado de los pesos de ponderación  $w_i$  obtenidos previamente por cada correlador correspondiente para corregir los desfases de sus señales de entrada de correlador  $c_i(t)$ , y siendo  $M$  el correspondiente número de entradas en cada correlador;

agrupar las anteriores señales de salida de correlador  $z(t)$  de los diferentes correladores en al menos un nuevo subgrupo de señales de entrada de correlador  $c_i(t)$ ;

obtener para cada uno del al menos un nuevo subgrupo de señales de entrada de correlador  $c_i(t)$ , utilizando un correlador diferente para cada nuevo subgrupo, una señal de salida de correlador  $z(t)$  efectuando la siguiente operación,  $z(t) = \sum_{i=1}^M w_i^* c_i(t)$ , siendo  $w_i^*$  el complejo conjugado de los pesos de ponderación  $w_i$  obtenidos previamente por cada correlador correspondiente para corregir los desfases de sus señales de entrada de correlador  $c_i(t)$ , y siendo  $M$  el correspondiente número de entradas en cada correlador;

en caso de que en la etapa anterior haya más de una señal de salida de correlador  $z(t)$ , repetir los pasos b-e; en caso de que en la etapa anterior haya una única señal de salida de correlador  $z(t)$ , obtener la señal de salida  $y(t)$  mediante  $y(t) = z(t)$ , siendo  $z(t)$  dicha única señal de salida de correlador.

2. Método de recepción de una señal por satélite mediante array de antenas, según reivindicación primera, **caracterizado** porque el procedimiento de cálculo para cada unidad básica de correlación UBC de los pesos y obtención de la señal de salida  $y(t)$  es el siguiente:

se muestrean de forma síncrona todas las señales de entrada o antenas ( $N$ ), de  $i=1$  a  $i=L$ , y se hace un registro de  $L$  muestras, de  $j=1$  a  $j=L$ :

$$\mathbf{X}^{(k)} = \left\{ x_i(t_j) \right\}_{i=1, j=1}^{i=N, j=L};$$

se obtienen los pesos óptimos del array,  $\vec{v}$ , mediante el cálculo de los autovalores de la matriz de autocovarianza de  $\mathbf{X}^{(k)}$ ;

se normalizan los pesos  $\vec{v}$  respecto del primer sensor, obteniendo el vector

$$\vec{w} = \frac{\vec{v}}{v_1};$$

se obtiene el peso final integrando respecto al anterior:

$$\mathbf{W}^{(k)} = \Gamma \mathbf{W}^{(k-1)} + (1 - \Gamma) \vec{w};$$

y se obtiene la salida combinada como  $\mathbf{Y}^{(k)} = \mathbf{W}^{H(k)} \mathbf{X}^{(k)}$ .

3. Método de recepción de una señal por satélite mediante array de antenas, según reivindicación segunda, **caracterizado** porque el cálculo de los pesos se realiza mediante un algoritmo de extracción del autovector dominante de la matriz de autocovarianza.

4. Método de recepción de una señal por satélite mediante array de antenas, según reivindicación tercera, **caracterizado** porque el algoritmo de extracción del autovector dominante de la matriz de autocovarianza es uno seleccionado entre:

- método *power method*;

## ES 2 288 452 B1

- método *matrix-free*.

5 5. Método de recepción de una señal por satélite mediante array de antenas, según reivindicación segunda, **carac-**  
**terizado** porque el peso final se obtiene integrando respecto al anterior con una constante de integración  $\Gamma = 0.9$ .

10 6. Sistema de recepción de una señal por satélite mediante array de antenas que implementa un método según  
reivindicaciones 1 a 5, **caracterizado** porque comprende, al menos:

una pluralidad de antenas  $A_i$ ;

una pluralidad de unidades básicas de correlación UBC;

15 donde dichas unidades básicas de correlación configuran una pluralidad de arrays interconectados y esca-  
lados entre sí.

15

20

25

30

35

40

45

50

55

60

65

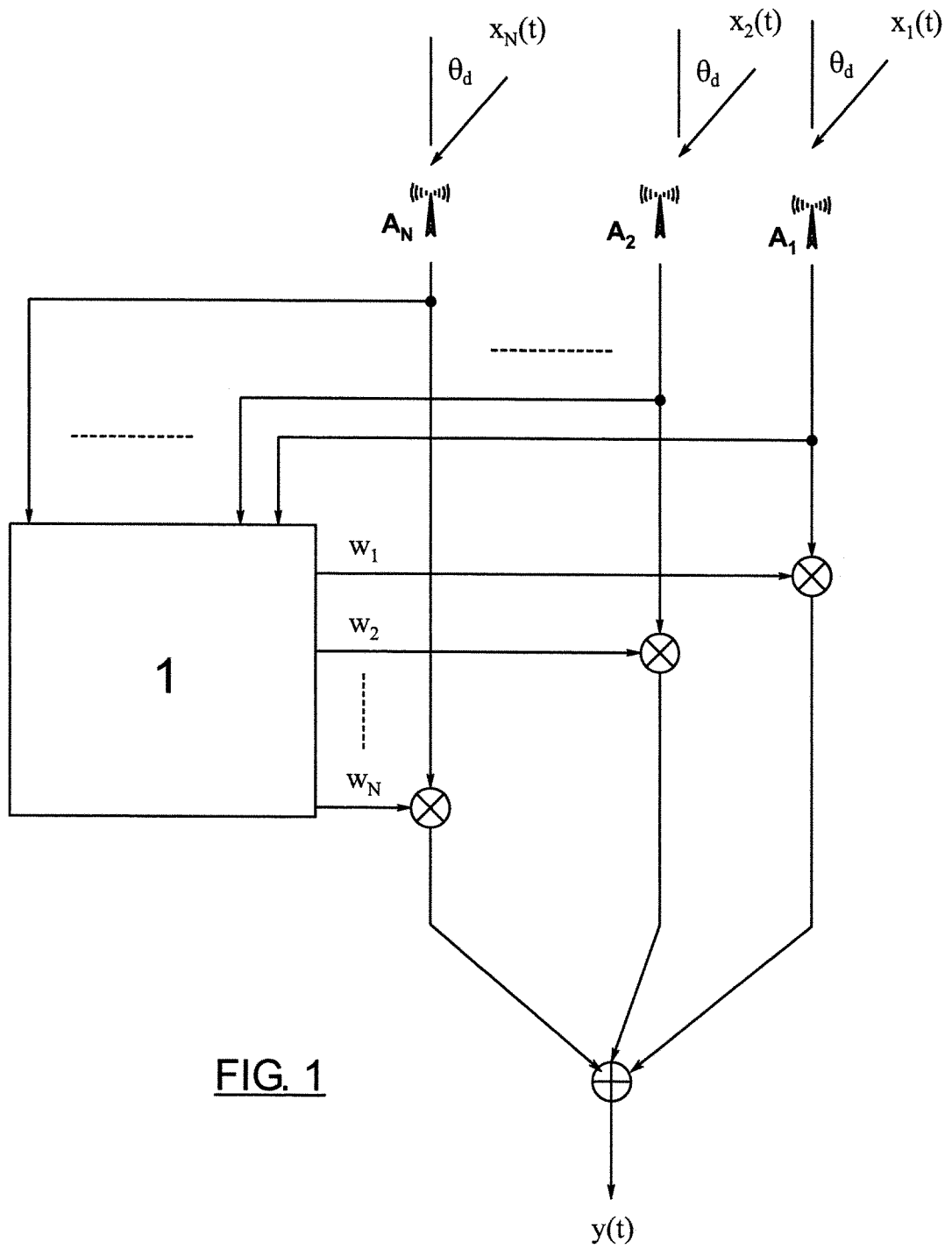


FIG. 1

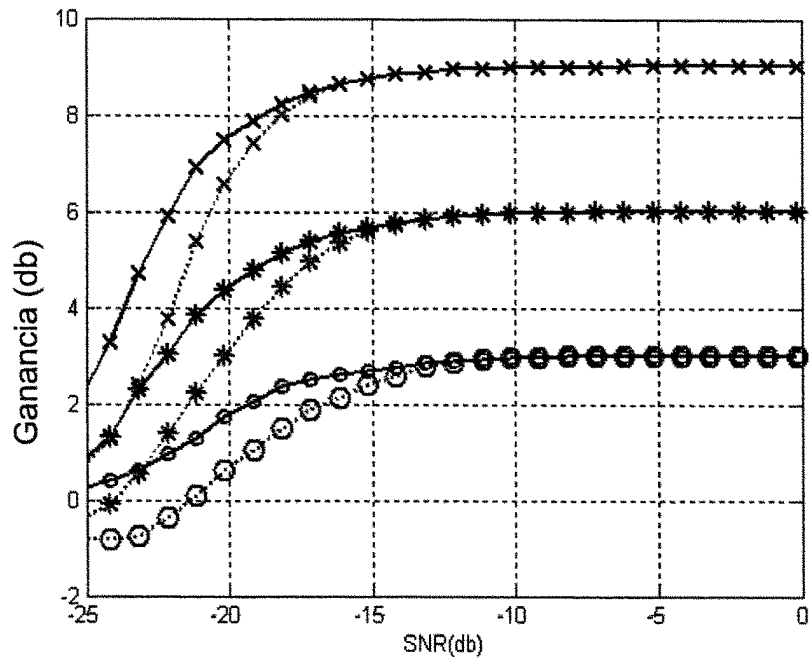
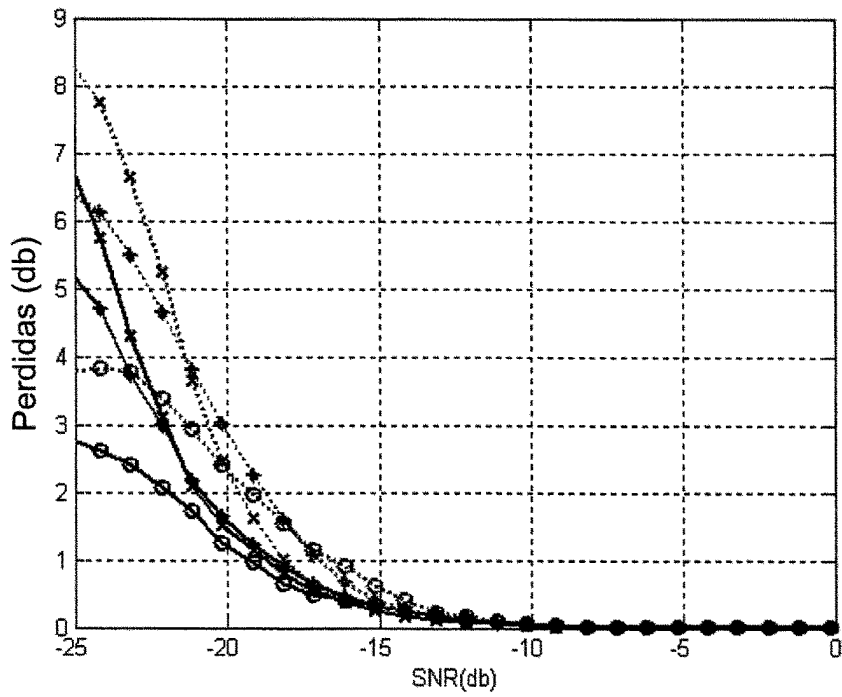


FIG. 2A

FIG. 2B



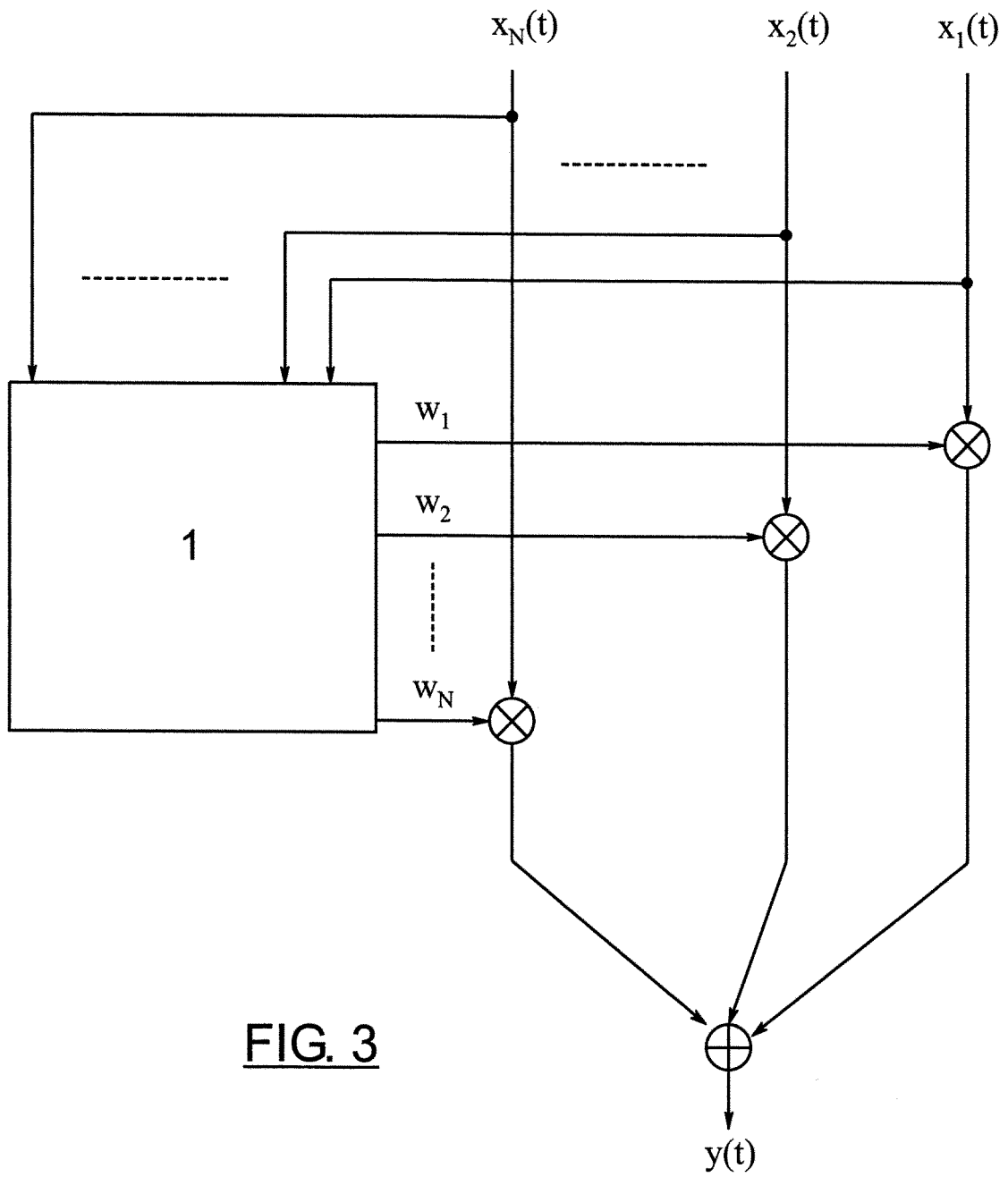


FIG. 3

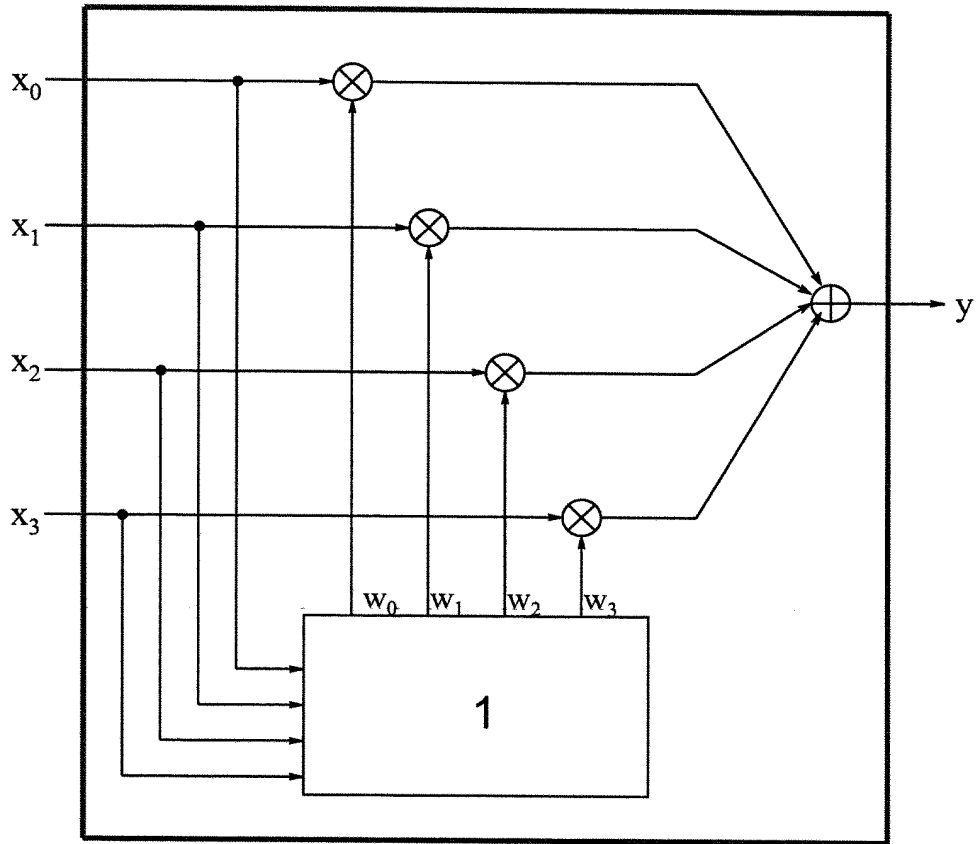
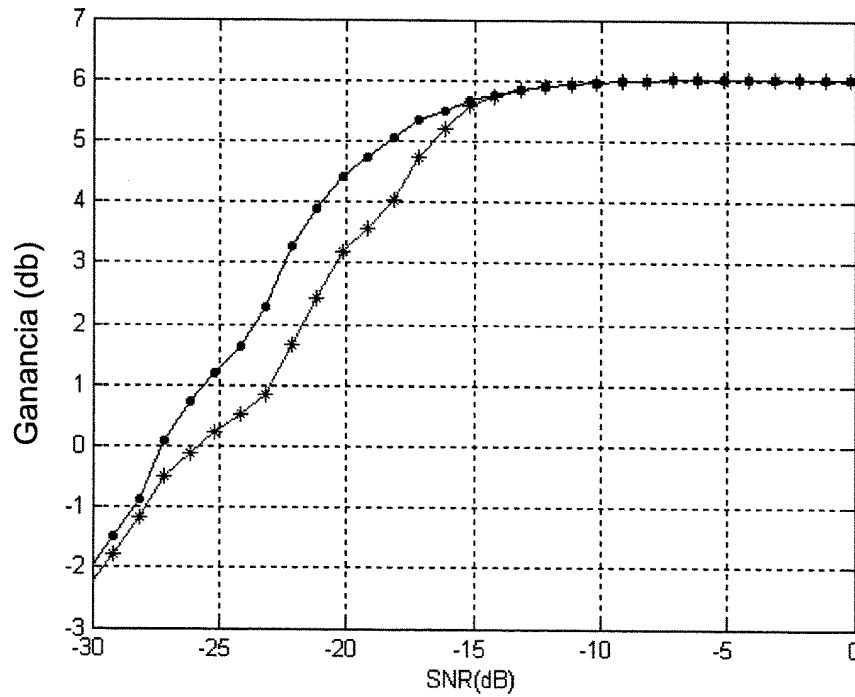


FIG. 4B

FIG. 4B



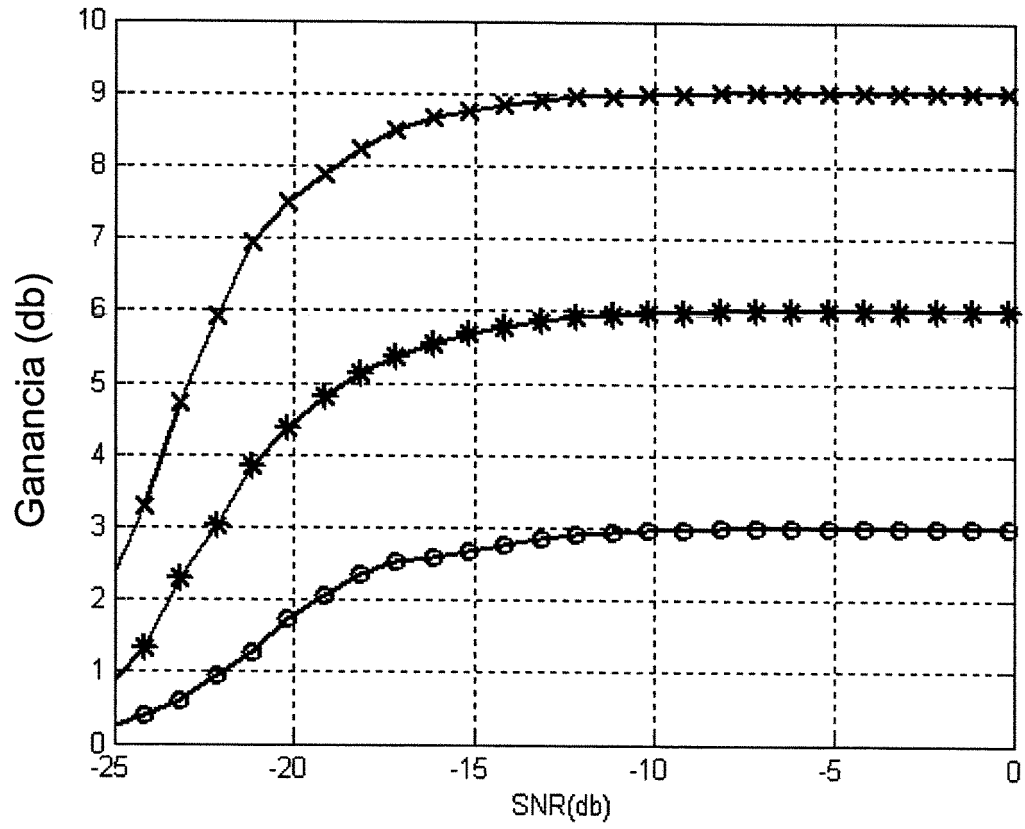
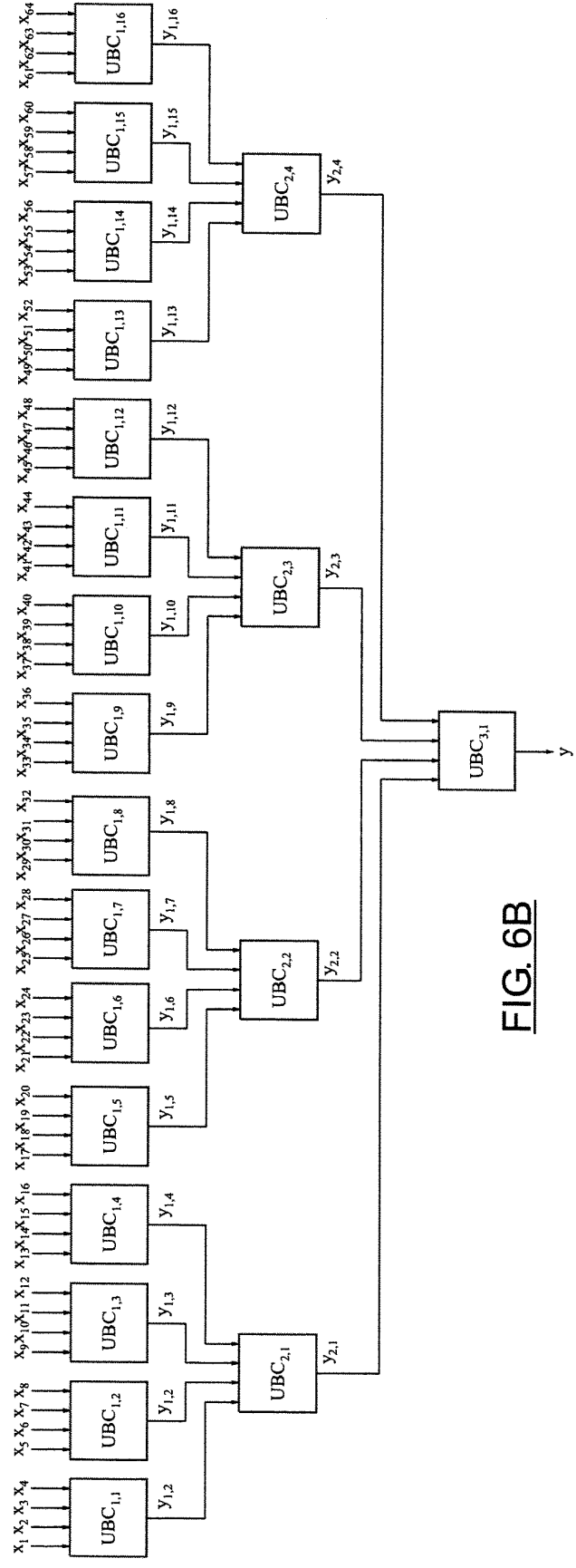
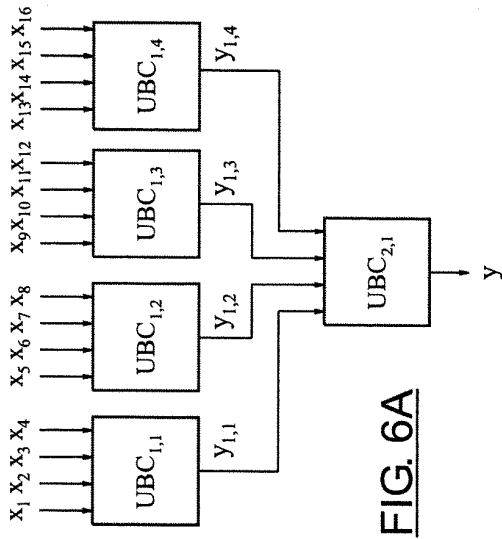


FIG. 5



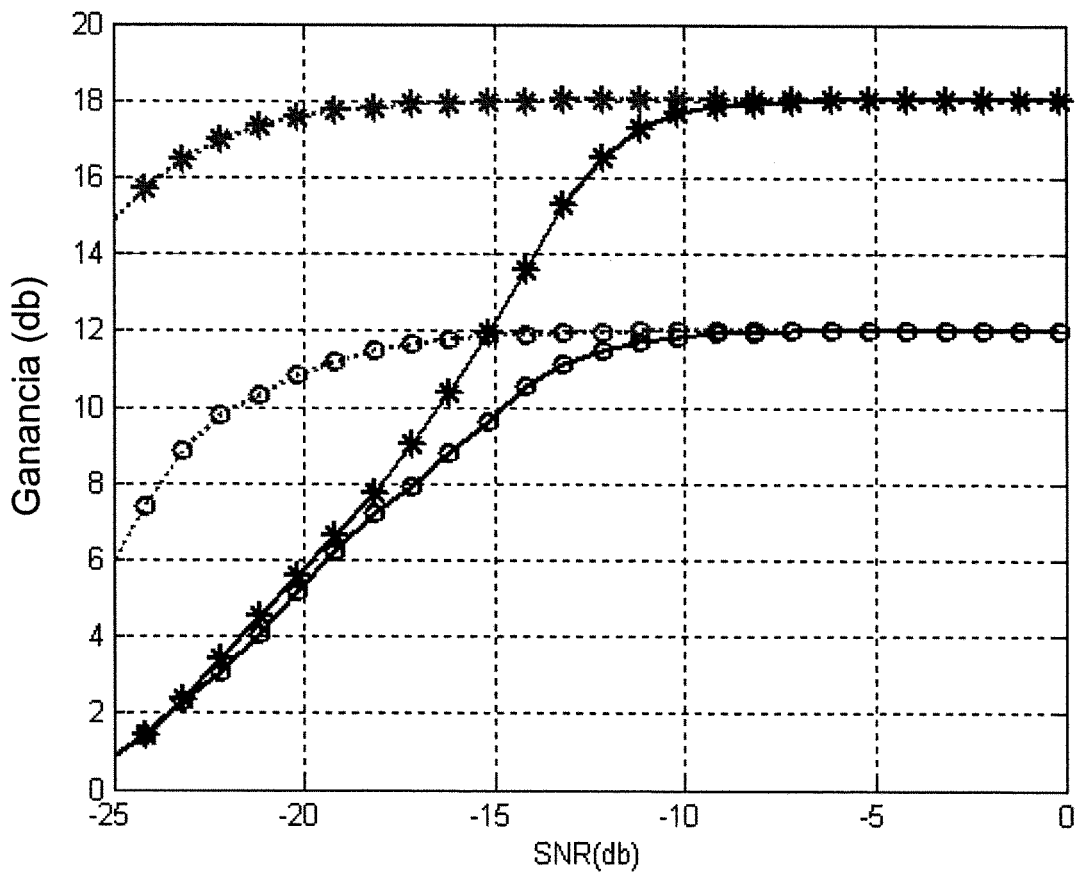


FIG. 7



OFICINA ESPAÑOLA DE  
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA

① ES 2 288 452

② Nº de solicitud: 200702401

③ Fecha de presentación de la solicitud: 07.09.2007

④ Fecha de prioridad:

INFORME SOBRE EL ESTADO DE LA TÉCNICA

⑤ Int. Cl.: H04B 7/08 (2006.01)

DOCUMENTOS RELEVANTES

Categoría	Documentos citados	Reivindicaciones afectadas
A	EP 1185002 A2 (LG ELECTRONICS INC.) 06.03.2002	
A	EP 1172941 A2 (YRP MOBILE TELECOMMUNICATIONS KEY TECHNOLOGY RESEARCH LABORATORIES CO.) 16.01.2002	
A	GB 2410873 A (NORTEL NETWORKS LIMITED) 10.08.2005	
A	HALLER, B.; STREIFF, M.; FLEISCH, U.; ZIMMERMANN, R. "Hardware implementation of a systolic antenna array signal processor based on CORDIC arithmetic", Acoustics, Speech, and Signal Processing, 1997. ICASSP-97., 1997 IEEE International Conference on Volumen 5, 21-24 Abril 1997 Páginas: 4141-4144 vol. 5 [en línea] [recuperado el 12.11.2007]. Recuperado de internet: <URL:http://ieeexplore.ieee.org/iel3/4635/13273/00604858.pdf?tp=&arnumber=604858&isnumber=13273>	

**Categoría de los documentos citados**

X: de particular relevancia

Y: de particular relevancia combinado con otro/s de la misma categoría

A: refleja el estado de la técnica

O: referido a divulgación no escrita

P: publicado entre la fecha de prioridad y la de presentación de la solicitud

E: documento anterior, pero publicado después de la fecha de presentación de la solicitud

**El presente informe ha sido realizado**

para todas las reivindicaciones

para las reivindicaciones nº:

**Fecha de realización del informe**

26.11.2007

**Examinador**

J. Botella Maldonado

**Página**

1/1