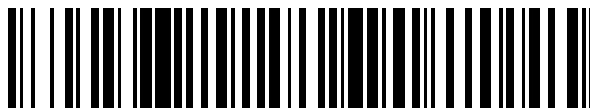


19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 421 321**

21 Número de solicitud: 201230295

51 Int. Cl.:

H01Q 3/26 (2006.01)

G10K 11/34 (2006.01)

G01S 7/52 (2006.01)

12

SOLICITUD DE PATENTE

A2

22 Fecha de presentación:

28.02.2012

43 Fecha de publicación de la solicitud:

30.08.2013

71 Solicitantes:

UNIVERSIDAD DE ALCALÁ (80.0%)

Plaza de San Diego, s/n

28801 Alcalá de Henares (Madrid) ES y

UNIVERSIDAD DE EXTREMADURA (20.0%)

72 Inventor/es:

UREÑA UREÑA, Jesús;

HERNÁNDEZ ALONSO, Álvaro;

JIMÉNEZ MARTÍN, Ana;

DIEGO GUIJARRO, Cristina y

ÁLVAREZ FRANCO, Fernando Javier

74 Agente/Representante:

GUTIÉRREZ DE MESA, José Antonio

54 Título: **EMPLEO DE SECUENCIAS PSEUDO-ORTOGONALES EN SISTEMAS PHASED ARRAY PARA EXPLORACIÓN SIMULTÁNEA EN MÚLTIPLES DIRECCIONES**

57 Resumen:

Se propone el uso de las técnicas phased array con una excitación codificada a partir de un conjunto de secuencias pseudo-ortogonales, como por ejemplo las derivadas de secuencias pseudoaleatorias o de CSS (Complementary Sets of Sequences), así como su posterior etapa de proceso, todo lo cual permite obtener imágenes del entorno con elevada resolución a partir de una única emisión que simultáneamente abarca múltiples direcciones diferenciadas del entorno, a diferencia de los sistemas phased array clásicos que precisan de una emisión por cada sector a inspeccionar. Esta invención introduce un nuevo método de excitación de los elementos del array y post-procesamiento de los ecos recibidos que incrementa la velocidad de generación de imágenes, así como la distancia máxima a inspeccionar manteniendo la calidad de la imagen.

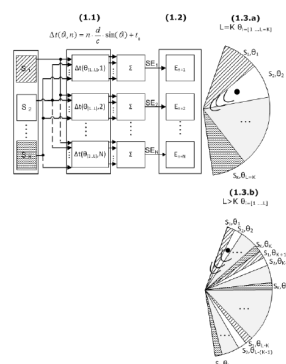


Figura 1

DESCRIPCIÓN

Empleo de secuencias pseudo-ortogonales en sistemas phased array para exploración simultánea en múltiples direcciones

Sector de la técnica

- 5 La invención pertenece al área técnica de la tecnología electrónica y dentro de esta área, y atendiendo a su aplicación, se encuadra en el campo de los sistemas sensoriales que usan la técnica *phased array* para exploración (por ejemplo escáneres ultrasónicos, radar, o de tipo similar).

Estado de la técnica

- 10 La tecnología *phased array* (pa) convencional está muy extendida en el campo de la imagen médica y ensayos no destructivos (end) para obtener imágenes con elevada resolución [kisslo, j.; vonramm, o.; & thurstone, f., "cardiac imaging using a phased array ultrasound system", ii. *Clinical technique and application. Circulation*, vol.53(2), pp.262-267, febrero 1976.] [m. Parrilla, p. Nevado, a. Ibañez, j. Camacho, j. Brizuela, and c. Fritsch, "ultrasonic imaging of solid railway wheels", in *proceedings of the ieee ultrasonics symposium*, pp.414-417. Beijing, china, noviembre 2008.]. Esta técnica permite obtener imágenes con resolución milimétrica, pero con profundidad de penetración de pocos centímetros. Sin embargo, el desarrollo de sistemas de imágenes en 3d, así como la necesidad de representar sistemas con movimiento como el latido del corazón, genera la necesidad de incrementar la tasa de generación de imágenes.

- 20 Con el objetivo de mejorar la tasa de imagen se han desarrollado los sistemas de apertura sintética (sa) [lockwood, g.r.; talman, j.r.; brunke, s.s.; "real-time 3-d ultrasound imaging using sparse synthetic aperture beamforming," *ieee t ultrason ferr*, vol.45, no.4, pp.980-988, julio 1998]. A pesar del notable aumento de velocidad en comparación con técnicas pa convencionales, todavía es necesaria más de una emisión para generar la imagen. Por otra parte, la relación señal a ruido y por tanto la profundidad de penetración obtenida con las técnicas de sa, se ve deteriorada ya que cada emisión se realiza con un único elemento.

- 25 Esta invención propone incrementar la tasa de imagen y la profundidad de penetración en los sistemas de imagen ultrasónica, u otros que usen pa, combinando la tecnología pa con secuencias pseudo-ortogonales utilizadas en sistemas cdma (*code division for multiple access*). La codificación de la señal emitida cdma ha sido un recurso muy efectivo, junto con la multiplexación en frecuencia fdma (*frequency division for multiple access*), para trabajar en entornos multiusuario permitiendo que todos emitan en el mismo instante de tiempo. [m. Peca, "ultrasonic localization of mobile robot using active beacons and code correlation," *eurobot*, vol.82, pp.63-70, 2009.] [jörg, k.-w., & berg, m., "mobile robot sonar sensing with pseudo-random codes", in *proceedings of the ieee international conference on robotics and automation leuven, Bélgica 1998*.] [pérez, m. Del c., j. Ureña, á. Hernández, f. J. Álvarez, a. Jiménez, and c. De marziani, "efficient correlator for ls codes generated from orthogonal css", *ieee communications letters*, vol.12(10), pp.764-766, octubre 2008.] [hernández, á., j. Ureña, m. Mazo, j. J. García, a. Jiménez, j. A. Jiménez, m. Del c. Pérez, f. J. Álvarez, c. De marziani, j. P. Derutin, et al., "advanced adaptive sonar for mapping applications", *journal of intelligent & robotic systems*, vol.55, pp.81-106, octubre 2009.]. Como demuestran los trabajos anteriores, para conseguir emisión y recepción simultánea de los distintos elementos que forman la estructura sensorial, se asigna a cada uno de ellos una secuencia pseudo-ortogonal que lo identifique unívocamente. Por lo tanto las secuencias utilizadas deben cumplir unas propiedades de pseudo-ortogonalidad como es el caso de los códigos kasami, los conjuntos de secuencias complementarias (css) y códigos derivados. Se entiende por pseudo-ortogonalidad cuando la auto-correlación (ac) de cualquiera de las secuencias consideradas presenta un máximo muy marcado para desplazamiento nulo en relación al resto de valores, y la correlación cruzada (cc) presenta valores muy bajos para cualquier desplazamiento en relación al máximo de auto-correlación.

- 45 En sistemas destinados a imágenes médicas también se han utilizado secuencias codificadas junto con sistemas *phased array*, pero con el objetivo de mejorar la relación señal a ruido *snr* sin aumentar la potencia emitida al paciente. [m. O'donnell, "coded excitation system for improving the penetration of real-time phased array imaging systems", *ieee t ultrason ferr*, vol.39, pp.341-351, mayo 1992] [t. Toosi and h. Behnam, "combined pulse compression and adaptive beamforming in coded excitation ultrasound medical imaging", in *proceedings of the international conference on signal processing systems*, pp.210-214, mayo 2009]. Además, en [y. Avrithis, a. Delopoulos y g. Papageorgiou, "ultrasonic array imaging using cdma techniques", in *proceedings of the ix european signal processing conference (eusipco '98)*, pp.681-684, grecia, septiembre 1998] se propone un sistema pa combinado con secuencias-m para adquirir en paralelo señales de varias direcciones. Sin embargo en este trabajo no es posible inspeccionar todas las direcciones con una única emisión, sino que requiere varias emisiones al no disponer de suficientes secuencias pseudo-ortogonales con baja correlación cruzada entre sí. Así, la técnica utilizada para finalmente inspeccionar las distintas direcciones del entorno es tdma (*time division for multiple access*).

Esta invención reduce al mínimo el número de emisiones secuenciales necesarias para generar la imagen, bastando una única emisión para el escaneado de todo el sector angular deseado manteniendo el número de líneas de escaneado de la imagen. Se describe la posibilidad de dirigir o deflectar el haz en múltiples ángulos

simultáneamente gracias a las propiedades de pseudo-ortogonalidad de las secuencias emitidas. Así, se permite inspeccionar el entorno y obtener una imagen del mismo con una única emisión, mejorando la relación señal a ruido del sistema snr y la tasa de generación de imágenes; a la vez que se mantiene el número de líneas de escaneado.

Explicación

- 5 Los sistemas *phased arrays* permiten deflectar el haz o cambiar la dirección del lóbulo principal del sistema sensorial modificando los retardos de activación de cada uno de los elementos que constituye el *array*. El cálculo de los retardos para la deflexión queda definido por la ecuación (1) [smith, s.; pavy, h.g.jr.; von ramm, o.t., "high-speed ultrasound volumetric imaging system. I. Transducer design and beam steering", *ieee t ultrason ferr*, vol.38, no.2, pp.100 –108, marzo 1991]. Siendo c la velocidad del sonido, $\delta t(n, \theta_i)$ el retardo en la emisión, que es función de la distancia entre los elementos o pitch (d) y del ángulo de deflexión θ_i , donde $i=[1, \dots, l]$ representan las distintas direcciones o sectores angulares del entorno que se van a escanear. La variable n toma valores $n=[0, \pm 1, \pm 2, \dots, \pm n/2]$ para los elementos del *array* equi-espaciados en ambas direcciones al elemento central. En la ecuación (1) se incluye un retardo inicial t_0 para evitar retardos negativos.

$$\Delta t(n, \theta_i) = n \cdot \frac{d}{c} \cdot \sin \theta_i + T_0 \quad (1)$$

- 15 En los sistemas convencionales cada uno de los elementos es excitado por un pulso con el retardo $\delta t(n, \theta_i)$ correspondiente al ángulo de deflexión (θ_i) y al elemento (n), consiguiendo un frente de onda cuya dirección de propagación es θ_i . Este proceso se lleva a cabo por cada una de las direcciones que se desee escanear θ_i y que dan lugar a l líneas (a-scan) que conforman la imagen del entorno (b-scan). Por cada línea de la imagen es necesario realizar una emisión con todos los elementos del *array*, por tanto el tiempo necesario para obtener una imagen con l líneas viene dado por (2). Donde r_{max} es la distancia máxima de inspección, l el número de líneas que forman la imagen, t_{pulso} el tiempo necesario para emitir el pulso usado para la excitación de los elementos y c la velocidad de propagación de la señal emitida (sonido, radiofrecuencia, ...).

$$T_{imagen} = l \cdot \left(t_{pulso} + 2 \cdot \frac{r_{max}}{c} \right) \quad (2)$$

- 25 En el sistema propuesto, en lugar de pulsos, se utilizan k secuencias pseudo-ortogonales distintas para excitar los elementos del *array*. La codificación de la señal (ultrasónica u otra) permite que con una única emisión se inspeccione todo el entorno, deflectando el haz en los l ángulos simultáneamente. Para ello se asigna una secuencia pseudo-ortogonal a cada uno de los sectores angulares ($l=k$). Gracias a sus propiedades de auto-correlación (ac) y correlación cruzada (cc) es posible discernir el sector angular del que provienen los ecos tras un proceso de correlación que se lleva a cabo en la etapa de recepción.

- 30 En las técnicas clásicas, para poder deflectar el haz en un sector angular determinado todos los elementos del *array* deben ser activados, cada uno en su instante correspondiente según (1). En el caso propuesto se desea deflectar el haz simultáneamente en $l=k$ sectores angulares, asignando una secuencia distinta a cada sector angular. Por ello cada elemento del *array* emisor emite la suma de k secuencias diferentes; cada una de ellas con el retardo correspondiente al sector angular asignado $\delta t(n, \theta_i)$. Si a cada sector θ_i se le asigna la secuencia s_i , el n -ésimo elemento del *array* emitirá la señal se_n (3). En este esquema de emisión, que en adelante se denomina esquema 1, hay una secuencia diferente para cada sector angular $l=k$, de forma que el número de secuencias pseudo-ortogonales disponibles limitará el número de líneas o sectores angulares que constituyen la imagen. Dichas secuencias pueden ser moduladas para adaptar la señal emitida al ancho de banda disponible.

$$Se_n = \sum_{i=1}^k s_i(t - \Delta t(n, \theta_i)) \quad (3)$$

- 40 Teniendo presente que la pseudo-ortogonalidad de las secuencias es aplicable tanto al proceso de emisión como al de recepción, se propone un proceso de emisión más elaborado que mejora la calidad de la imagen, en adelante esquema 2. Esta mejora se apoya en un post-procesado de la señal recibida en un *array* de $n \times p$ elementos receptores que permite dividir la recepción también en p sectores s_{θ_j} [$j=1, \dots, p$], como se explicará a continuación. La principal diferencia con el esquema 1 es que en el esquema 2 se permite asignar una misma secuencia s_i a distintos sectores angulares de emisión, que son $\theta_i, \theta_{i+k}, \theta_{i+2k}, \dots$ siempre que estos sectores de emisión a los que han sido asignadas las secuencias repetidas estén dentro de distintos sectores de recepción s_{θ_j} . Por tanto en el esquema 2, cada elemento emitirá l señales (las k secuencias repetidas p veces), cada una con un retardo distinto $\delta t(n, \theta_i)$, según el sector angular θ_i que le corresponda con [$i=1, \dots, l$] y $l=k \cdot p$, según (4).

$$S_{e_n} = \sum_{l=1}^{l=p \cdot k} s_l(t - \Delta t(n, \theta_l)) \quad (4)$$

El esquema 2 permite incrementar el número de líneas de la imagen, lo que supone una calidad de la imagen superior a la obtenida con el esquema 1. En este caso se cumple $l > k$, es decir, el número de secuencias pseudo-ortogonales disponibles en el conjunto considerado k , no limitará el número de líneas escaneadas o sectores angulares que constituyen la imagen. A pesar de que se repita la emisión de secuencias, como las secuencias repetidas pertenecen a distintos sectores de recepción se puede inspeccionar todo el entorno con una única emisión al igual que en el esquema 1. Para distinguir entre sectores con igual codificación, en el esquema 2 es necesario utilizar un *array* de nrx elementos. Cada uno de ellos recibirá un eco r_m al cual se le aplicará un retardo $\delta t(m, \beta_j)$ con $[j=1, \dots, p]$, por cada ángulo de deflexión considerado en recepción β_j . La suma de las señales nrx recibidas, con los p retardos correspondientes a cada ángulo de recepción β_j generan los p sectores de recepción s_{β_j} según (5).

$$S_{\beta_j} = \sum_{m=1}^{nrx} r_m(t - \Delta t(m, \beta_j)) \quad (5)$$

Cada sector de recepción s_{β_j} cubre k sectores de emisión, $[\theta_{k \cdot (j-1)+1}, \dots, \theta_{k \cdot j}]$. Por tanto, la imagen final tendrá $l = k \cdot p$ líneas a-scan. Para generar las l líneas a-scan de la imagen final se recorrerán los p sectores de recepción, buscando en cada uno de ellos, las k líneas que abarca mediante un banco de k correladores. Todos los bancos de correladores se realizarán con las mismas k secuencias pseudo-ortogonales utilizadas en emisión, que se denominan s_k donde $[k=1, \dots, k]$. De esta forma, para generar las k líneas a-scan correspondientes al sector j -ésimo de recepción $l_{j,k}$ con $[k=1, \dots, k]$, es necesario correlar dicho sector de recepción, s_{β_j} , con las k secuencias pseudo-ortogonales según (6). En esta expresión l_i alude la línea i -ésima de la imagen b-scan final $[i=1, \dots, l]$.

$$L_{(k+(j-1) \cdot k)} = L_{j,k} = S_{\beta_j} \otimes S_k \text{ con } [k=1, \dots, k] \text{ y } [j=1, \dots, p] \quad (6)$$

Este proceso se repite para los p sectores de recepción obteniendo las $l=k \cdot p$ líneas que conforman la imagen b-scan.

Con este algoritmo el tiempo necesario para generar una imagen con l líneas viene dado por (5). Donde r_{max} es la distancia máxima de inspección, $t_{secuencia}$ el tiempo necesario para emitir las secuencias pseudo-ortogonales usadas para excitar los elementos, y c la velocidad de la señal empleada (sonido, rf, ...).

$$T'_{imagen} = T_{secuencia} + 2 \cdot \frac{r_{max}}{C} \quad (7)$$

Comparando las ecuaciones (2) y (7) se observa que, a diferencia de los sistemas convencionales, en el sistema propuesto el tiempo necesario para generar la imagen no depende de la calidad de la misma. Dividiendo las ecuaciones (2) y (7) se obtiene la relación entre las velocidades de generación de imágenes entre los dos sistemas (8), donde la aproximación se obtiene considerando despreciable el tiempo necesario para emitir el pulso en técnicas convencionales. A partir de (8) es posible concluir que, manteniendo fija la longitud de la secuencia, cuanto mayores sean la distancia máxima a inspeccionar (r_{max}) y la calidad de la imagen requerida (número de líneas= l), mayor velocidad de generación de imágenes se obtendrá en comparación con las técnicas clásicas.

$$\frac{V'_{imagen}}{V_{imagen}} = \frac{1/t'_{imagen}}{1/t_{imagen}} = \frac{L \cdot (t_{pulso} + 2 \cdot \frac{r_{max}}{C})}{T_{secuencia} + 2 \cdot \frac{r_{max}}{C}} = \frac{2 + \frac{C \cdot t_{pulso}}{r_{max}}}{2 + \frac{C \cdot t_{secuencia}}{r_{max}}} \approx L \cdot \frac{1}{1 + \frac{C \cdot t_{secuencia}}{2 \cdot r_{max}}} \quad (8)$$

Descripción de los dibujos

La figura 1 muestra el diagrama de bloques de la etapa de emisión, con el banco de retardos (1.1) que permite deflectar el haz en cada uno de los sectores angulares y el array de elementos emisores $[n=1, \dots, n]$ (1.2). Se representan a continuación los dos esquemas de emisión considerados, esquema 1 (1.3.a) y esquema 2 (1.3.b). En el esquema 1 (1.3.a) se emiten, k secuencias pseudo-ortogonales s_k con $[k=1, \dots, k]$, asignando una a cada uno de los sectores angulares que se desean inspeccionar θ_i con $[i=1, \dots, l]$. En este caso se considera que el número de

secuencias pseudo-ortogonales emitidas k y el número de sectores l en los que se divide la imagen es el mismo ($l=k$).

En el esquema 2 (1.3.b), el número de sectores angulares l en los que se divide la imagen es mayor que el número de secuencias pseudo-ortogonales emitidas k ($l>k$). En este caso se asigna la misma secuencia s_i a distintos sectores angulares $\theta_i, \theta_{i+k}, \theta_{i+2k}, \dots$ que luego se hacen coincidir con distintos sectores de recepción s_{β_j} .

La figura 2 muestra la etapa de recepción y post-procesamiento de la señal necesaria para generar la imagen b-scan del entorno, utilizando el esquema de emisión 2. En (2.1) se muestran los sectores de recepción s_{β_j} con $[j=1, \dots, p]$, cada sector de recepción cubre k sectores de emisión $[\theta_{k \cdot (j-1)+1}, \dots, \theta_{k \cdot j}]$. Para generar dichos sectores de recepción, es necesario retardar las señales recibidas r_m en los nrx elementos del array receptor (2.2) con un banco de retardos $\delta t(m, \beta_j)$ $[m=1, \dots, nrx]$ (2.3), uno por cada ángulo de deflexión considerado en recepción β_j , $[j=1, \dots, p]$.

La suma de las señales nrx recibidas, con los p retardos correspondientes a cada ángulo de recepción β_j generan los p sectores de recepción s_{β_j} . Finalmente, en (2.5) se representa la imagen b-scan obtenida tras los bancos de correladores (2.4). Cada uno de ellos proporciona, k líneas a-scan por cada sector de recepción s_{β_j} proporcionando las $l=k \cdot p$ líneas de la imagen final.

Modo de realización

En la figura 1 se muestra la etapa de emisión, donde se generan k secuencias pseudo-ortogonales s_k con $[k=1, \dots, k]$. A continuación se aplicará un banco de retardos $\delta t(n, \theta_i)$ (1.1) por cada sector angular que se desea inspeccionar θ_i . A cada sector θ_i se le asigna la secuencia s_i , de forma que cada elemento del array de emisores (1.2) emitirá la suma de las k secuencias pseudo-ortogonales, cada una con sus retardos correspondientes. Si el número de sectores a inspeccionar es igual al número de secuencias pseudo-ortogonales disponibles ($k=l$), se obtiene el esquema de emisión 1 (1.3.a) en el que la resolución de la imagen dependerá del número de secuencias pseudo-ortogonales disponibles. Si el número de sectores es superior al número de secuencias ($l>k$), apoyándose en la etapa de recepción que se muestra en la figura 2, se obtiene el esquema de emisión 2 (1.3.b). En el esquema 2 el número de líneas de la imagen l no depende del número de secuencias disponibles k , ya que gracias al procesamiento de los ecos recibidos en la etapa de recepción es posible repetir secuencias, es decir, asignar una misma secuencia a varios sectores de inspección θ_i diferentes.

Para evitar confusión entre los sectores que tengan las mismas secuencias, es necesario asignarlos a diferentes sectores de recepción (2.1). Para generar dichos sectores de recepción es necesario retardar las señales recibidas r_m en cada uno de los elementos del array receptor $[m=1, \dots, nrx]$ (2.2), mediante un banco de retardos $\delta t(m, \beta_j)$ (2.3). Para generar la señal de cada sector de recepción s_{β_j} $[j=1, \dots, p]$, la señal recibida r_m en cada elemento del array receptor será retrasada según el ángulo β_j del sector de recepción correspondiente y a continuación se sumarán las nrx señales retardadas. Así se obtendrá una señal por cada sector de recepción s_{β_j} . En (2.4) se aplica un banco de correladores a cada una de las p señales de los sectores de recepción s_{β_j} , el banco de correladores lo conformarán las k secuencias pseudo-ortogonales disponible que fueron incluidas dentro de dicho sector de recepción. De esta forma, se obtienen las $l=k \cdot p$ líneas a-scan que conforman la imagen b-scan final (2.5).

A modo de ejemplo, se considera un sistema ultrasónico en aire (con $c=340\text{m/s}$) con una distancia máxima de $r_{\max}=1\text{m}$ y $l=32$ líneas, con lo que el tiempo necesario para una línea corresponde a $t_{\text{línea}}=5,9$ ms, suponiendo despreciable el tiempo de duración del pulso, y por tanto el tiempo en obtener la imagen de 32 líneas $t_{\text{imagen}}=32 \cdot t_{\text{línea}}=189$ ms. Con el sistema propuesto, se van a suponer cuatro sectores de recepción. Así, con $k=8$ secuencias ls pseudo-ortogonales de longitud 2303 bits bastaría con codificar las emisiones en $8+8+8+8=32$ sectores. En la recepción se usa una frecuencia de muestreo $f_s=1.6$ mhz y un factor de sobremuestreo, $sb=20$, es decir, se está trabajando a una frecuencia central de $f_0=80$ khz. El tiempo necesario para emitir una secuencia es $t_{\text{secuencia}}=28,8$ ms, de forma que el tiempo necesario para obtener la imagen es $t'_{\text{imagen}}=t_{\text{secuencia}} + t_{\text{línea}}=34,7$ ms. En este caso se concluye que la velocidad obtenida utilizando codificación se multiplica por un factor mayor de 5 en comparación con técnicas convencionales. En el mismo ejemplo, usando 8 secuencias kasami pseudo-ortogonales de 63 bits la tasa de obtención de imágenes se multiplica por 28.

Este incremento en la tasa de generación es especialmente interesante con arrays de 2d que disponen de un número muy elevado de elementos. Por otro lado, además de incrementar la tasa de generación de imágenes, será posible un incremento de la relación señal a ruido y con ello de la profundidad de penetración.

Aplicación industrial

Sistemas de imágenes ultrasónicas para imágenes médicas, sistemas de evaluación no destructiva, sistemas para la detección de obstáculos en aire, aplicaciones radar, detección de ángulos de llegada de señales y aplicaciones en comunicaciones con varias antenas.

REIVINDICACIONES

1. Un método de generación de imágenes B-Scan con L líneas del entorno, usando un *array* de N emisores y otro de NRX receptores a partir de una única emisión de señal sin necesidad de multiplexar en el tiempo o frecuencia.
- 5 2. El método según la primera reivindicación, **caracterizado** porque se utilizan N emisores y un solo receptor, combinando la deflexión del haz propia de las técnicas PA en el *array* de emisores con una codificación con K secuencias pseudo-ortogonales derivadas de secuencias pseudoaleatorias o de conjuntos complementarios de secuencias o códigos derivados.
- 10 3. El método descrito en las reivindicaciones 1 y 2, **caracterizado** por el procesado de la recepción en un único elemento con un banco de K filtros correladores, capaz de dar $L=K$ sectores o líneas del entorno.
4. El método descrito en las reivindicaciones 1, 2 y 3, **caracterizado** por la combinación de la técnica de codificación y procesado descrita con otras basadas en multiplexación en tiempo o en frecuencia.
- 15 5. El método descrito en las reivindicaciones 1, 2, 3 y 4, **caracterizado** por la utilización de otros tipos de secuencias ortogonales o pseudo-ortogonales, así como por modulaciones de la señal enviada en fase o frecuencia, que permitan discriminar entre los distintos sectores analizados.
6. El método descrito en la primera reivindicación **caracterizado** por el empleo de N emisores y NRX receptores, ampliado a una codificación con K secuencias pseudo-ortogonales, repetidas por cada uno de los P sectores en que se divide después la señal en recepción a partir del *array* de NRX elementos de recepción.
- 20 7. El método descrito en las reivindicaciones 1 y 6 **caracterizado** por el procesado en recepción con K correladores en cada uno de los P sectores de recepción, obteniendo un total de $L=K \cdot P$ sectores o líneas del entorno sin necesidad de multiplexar en el tiempo o frecuencia.
8. El método descrito en las reivindicaciones 1, 6, y 7, **caracterizado** por la combinación de la técnica de codificación y procesado descrita con otras basadas en multiplexación en tiempo o en frecuencia.
- 25 9. El método descrito en las reivindicaciones 1, 6, 7 y 8, **caracterizado** por la utilización de otros tipos de secuencias ortogonales o pseudo-ortogonales, así como por modulaciones de la señal enviada en fase o frecuencia, que permitan discriminar entre los distintos sectores analizados.

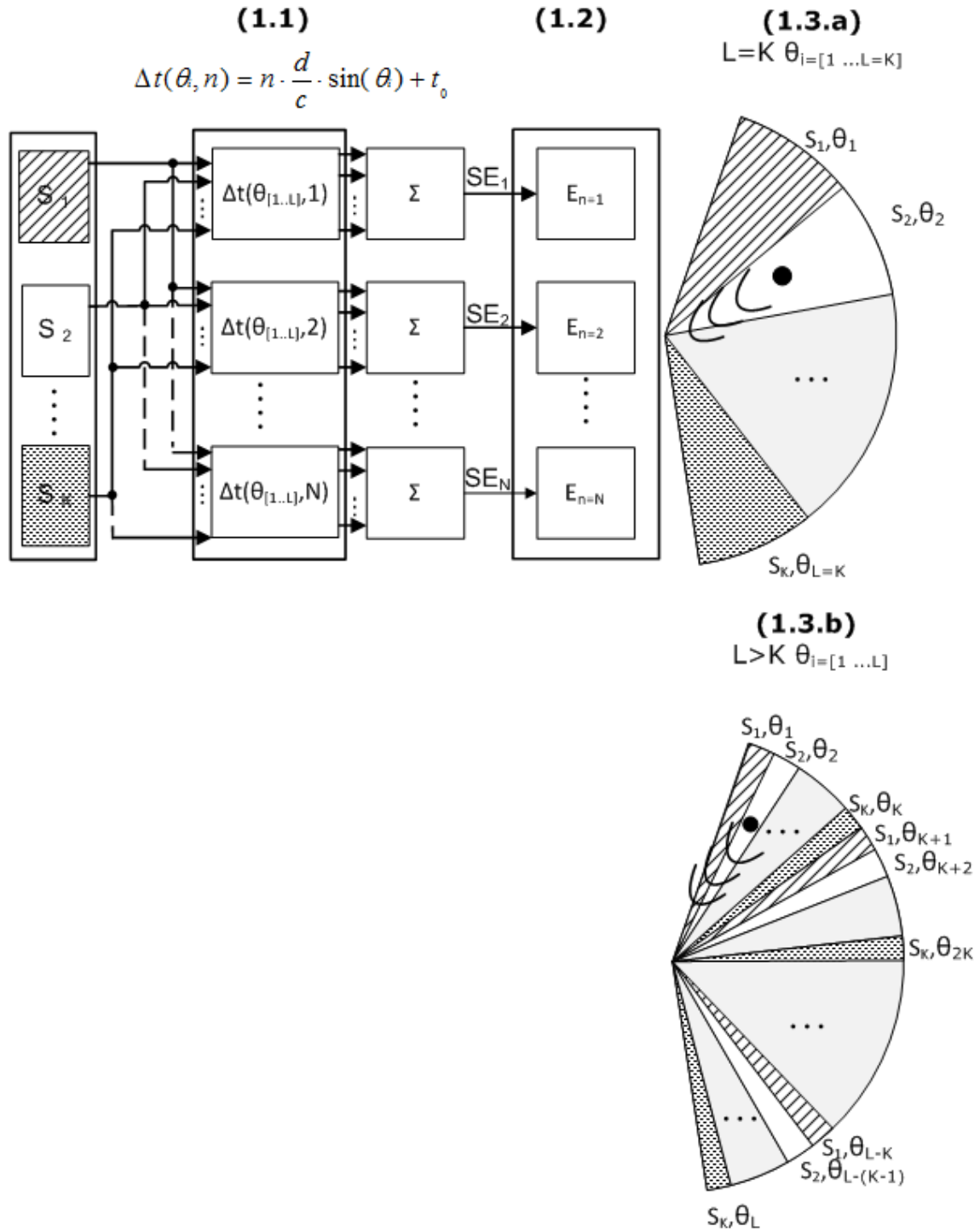


Figura 1

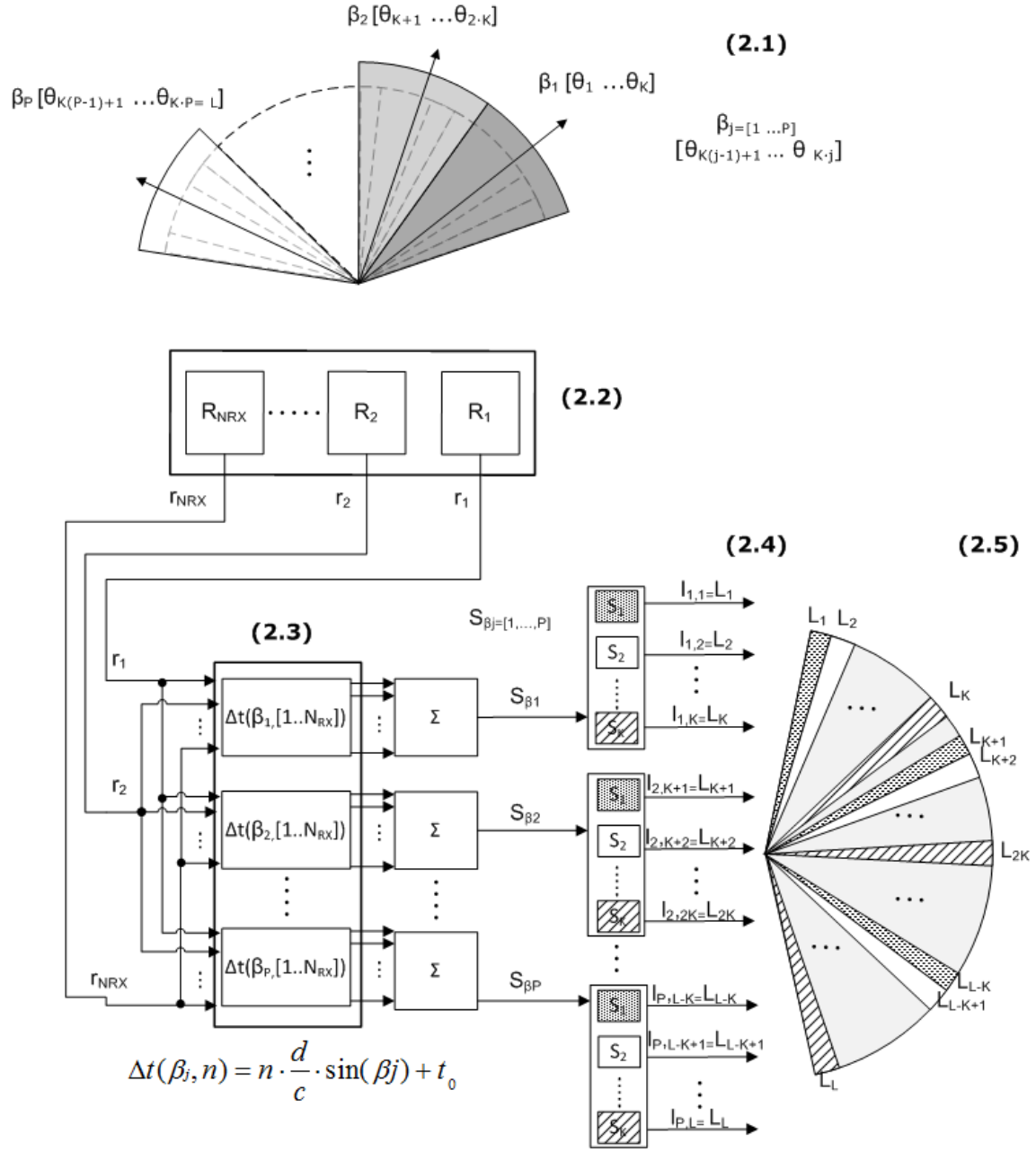


Figura 2