

19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 727 391**

51 Int. Cl.:

H01Q 3/30 (2006.01)

H01Q 3/42 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **04.05.2013** E 13002387 (2)

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **20.02.2019** EP 2662929

54 Título: **Antena en fase y procedimiento para el procesamiento de señales recibidas en una antena en fase**

30 Prioridad:

10.05.2012 DE 102012009402

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

15.10.2019

73 Titular/es:

**HENSOLDT SENSORS GMBH (100.0%)
Willy-Messerschmitt-Straße 1
82024 Taufkirchen, DE**

72 Inventor/es:

**SCHLECKER, WOLFGANG;
EPP, MICHAEL;
VALLANT, GEORG J. y
LUDWIG, WALTER**

74 Agente/Representante:

LEHMANN NOVO, María Isabel

ES 2 727 391 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

Antena en fase y procedimiento para el procesamiento de señales recibidas en una antena en fase

5 La invención se refiere a un procedimiento para el procesamiento de señales recibidas en una antena en fase según las características de la reivindicación 1, así como a una antena en fase según las características de la reivindicación 3.

Estado de la técnica

Por los documentos DE 600 25 064 T2 y DE 10 2007 046 566 B4 se conocen equipos de radar que utilizan la conformación de haces digital.

10 El documento US 2009/0273517 A1 describe una antena en fase integrada verticalmente, controlada electrónicamente y sincronizada con la señal de sincronización de un bucle de seguimiento de fase (PLL) aplicada a un oscilador local.

15 El documento WO 03/061070 A1 describe una antena con una pluralidad de elementos de antena. Las señales analógicas asignadas a los distintos elementos de antena se someten a desfases, se digitalizan y se someten a continuación a desfases, pero en sentido contrario, y acto seguido se superponen, de manera que las oscilaciones fundamentales se superpongan de manera coherente y las partes armónicas de forma incoherente.

20 En la figura 1 se representa esquemáticamente la estructura de una antena en fase de n canales con conformación de haces digital. Como consecuencia del empleo de varios canales de recepción, representado en 5, se consigue un efecto direccional en el entorno del equipo de radar. En condiciones ideales, el margen dinámico aumenta, frente a un sistema de receptores individuales, en el factor $10\log_{10}(N)$ dB, siendo N el número de canales utilizados y expresando n el índice de carrera para el enésimo canal. A la vista del ejemplo de una antena en fase lineal 1 con una distancia de antena $d=\lambda/2$ (λ : longitud de onda ligada a través de la velocidad de la luz c a la frecuencia portadora f_c , correspondiente a $\lambda = c/f_c$), se describe el procesamiento posterior. Las señales de alta frecuencia $X_1 \dots X_N$ proporcionadas por los elementos de antena $E_1 \dots E_N$ se aportan a las fases de recepción analógicas $ARX_1 \dots ARX_N$. En la unidad de recepción analógica completa 2, las señales de alta frecuencia $X_1 \dots X_N$ se cambian a una frecuencia intermedia más baja $U_1 \dots U_N$. Para ello se aporta una señal mixta BO del bloque del oscilador básico central 6 a la unidad de recepción analógica 2. La señal BO central se distribuye entre cada una de las fases de distribución analógica $ARX_1 \dots ARX_N$. Las señales de frecuencia intermedia más baja $U_1 \dots U_N$ generadas por el proceso de mezcla de $X_1 \dots X_N$ con las señales de oscilación derivadas de BO se aportan después a la unidad de recepción digital 3. Allí, las señales analógicas se transforman en primer lugar con los convertidores de analógico a digital $ADC_1 \dots ADC_N$ en señales digitales. En la unidad de procesamiento digital $PP_1 \dots PP_N$ conectada a continuación se generan las señales de banda básica complejas $IQ_1 \dots IQ_N$. Una señal de banda básica compleja IQ_n se compone vectorialmente de una parte real $Re\{IQ_n\}$ y de una parte imaginaria $Im\{IQ_n\}$. La unidad de procesamiento de conformación de haces digital 4 forma parte de un procesador de señales y emplea todas las señales $IQ_1 \dots IQ_N$ proporcionadas por los N canales individuales para formar un número de J haces $B_1 \dots B_J$. En relación con el número de haces se aplica en el caso regular: $J < N$. Estos haces ofrecen un acceso dependiente de la dirección a informaciones sobre la distancia y la velocidad. El concepto se explica con independencia del tipo de modulación elegido.

40 Como en teoría se sabe en relación con las antenas lineales en fase, una onda de señal incidente genera respectivamente en el enésimo canal un desfase en dependencia de la dirección $\phi_n=n*2*\pi*f_c*d/c*\sin(\Theta)$, representando f_c la frecuencia portadora, d la distancia de las antenas y Θ el ángulo de incidencia. Para la representación más detallada se recurre a la figura 2 con el canal de recepción 7 por medio del índice de carrera $n=1$.

45 La señal LO_1 proporcionada por el LO_1 se deriva del oscilador básico central BO (referencia 6 de la figura 1). El oscilador básico central 6 proporciona a cada elemento de recepción una señal LO local de frecuencia idéntica. Por multiplicación de LO_1 y la X_1 se genera la señal de frecuencia intermedia U_1 . La digitalización de la señal U_1 , que es continua en cuanto al valor y al tiempo, en la señal D_1 se produce en el convertidor analógico-digital (ADC_1). La generación de la señal de banda básica compleja $Re\{IQ_1\}+j*Im\{IQ_1\}$ tiene lugar en la unidad de preprocesamiento PP_1 . ADC_1 y PP_1 conforman juntos, según la definición, un receptor individual digital 10. A continuación se explica más detalladamente el trabajo de procesamiento del sistema de conformación de haces digital 4 de la figura 1. Los desfases dependientes de la dirección $\phi_1-\phi_N$ se mantienen durante la conversión de las señales X_1, \dots, X_N en IQ_1, \dots, IQ_N y se pueden utilizar en las unidades de mezcla $P_1 \dots P_N$ de 4 respectivamente a la inversa. La multiplicación de las señales complejas $IQ_1 \sim IQ_N$ con vectores rotatorios invertidos $R_n=\exp(-j*n*2*\pi*f_c*d/c*\sin(\Theta))$ genera un desfase inverso de $\phi_{inv,n}=-\phi_n$ en el respectivo enésimo canal y hace posible una adición coherente (superposición constructiva) de todas las señales de recepción en la unidad sumadora 12 conectada a continuación. Las señales de salida $B_1 - B_J$ generadas se aportan a una unidad de procesadores posterior (procesador de radar).

55 El conjunto de todos los desfases inversos empleados se puede expresar, por lo tanto, en un vector $\Phi_{inv}=[\phi_{inv,2} \phi_{inv,3} \phi_{inv,4} \phi_{inv,5} \dots \phi_{inv,N}]$ y, por consiguiente, un vector indicador $R=A_{taper}*\exp(j*\Phi_{inv})$, que se aplica por multiplicación a las unidades de mezcla $P_1 \sim P_n$. Si no se prevé ninguna ponderación de amplitudes, ($A_{taper}=[1 \ 1 \ \dots \ 1]$ con $A_{taper} \in \mathbb{R}^{1 \times N}$), se

obtiene un diagrama direccional según $G(\Theta)=10\log_{10}(\sin^2(N*\pi*d/\lambda*\sin(\Theta-\Theta_0))/(N^2*\sin^2(\pi*d/\lambda*\sin(\Theta-\Theta_0))))$, siendo Θ_0 el ángulo de incidencia real de la onda electromagnética y Θ la dirección preferida ajustada de la conformación de haces digital.

5 Los procedimientos convencionales presentan un inconveniente respecto al margen dinámico exento de parásitos utilizable. Con el empleo de la conformación de haces, los productos de distorsión ($HD_2, HD_3 \dots HD_i =$ Harmonic Distortion, señales parásitas generadas en sistemas no lineales en casos de múltiplos i de la frecuencia de las señales) experimentan un desfase inverso correspondiente a la señal útil. Las fases asignadas a los productos de distorsión presentan un factor Ψ que difiere del vector Φ_{inv} , por ejemplo $\Psi=2$ para HD_2 . Esto conduce, en dependencia de los ángulos de visión Θ , a una superposición parcialmente destructiva o constructiva de estos productos de distorsión.

10 La desventaja de un procesamiento de señales según el estado de la técnica consiste, por lo tanto, en que en la adición ciertamente se produce una interferencia constructiva de la señal de entrada pero, además de una interferencia parcialmente destructiva, también una interferencia constructiva en el ángulo de visión $\Theta = 0^\circ$ y en ángulos mayores según los puntos cero en la función $P(\Theta)=10\log_{10}(\sin^2(\Psi*N*\pi*d/\lambda*\sin(\Theta-\Theta_0))/(N^2*\sin^2(\Psi*\pi*d/\lambda*\sin(\Theta-\Theta_0))))$. Así empeora forzosamente el margen dinámico (=spurious-free dynamic range, SFDR), que en este caso representa la relación entre la armónica que, en cuanto a la potencia es la mayor, y el valor de potencia de la señal de recepción (fundamental). Por lo tanto, no se puede garantizar el aumento del margen dinámico $10\log_{10}(N)$ dB, que se espera de la conformación de haces digital, dado que los productos de distorsión no se descorrelacionan en todos los ángulos de visión Θ de un canal a otro, por lo que se suman de la misma manera que la señal útil.

20 Descripción de la invención

El objetivo de la invención es el de proponer un procedimiento en el que las armónicas, que se producen en el receptor, se supriman por medio del concepto de procesamiento de señales elegido y en el que el margen dinámico sin parásitos se mejore sobre todos los ángulos de visión Θ . Otro objetivo consiste en proporcionar una antena correspondiente.

25 Las tareas se resuelven por medio del procedimiento según las características de la reivindicación 1, así como por medio del dispositivo según la reivindicación 3. Otras formas de realización ventajosas de la invención son objeto de las reivindicaciones dependientes.

30 En lo que sigue, la invención, así como otras formas de realización ventajosas de la invención se explican con mayor detalle a la vista del dibujo. Se muestra en la:

Figura 1 esquemáticamente, la estructura de una antena en fase de N canales con conformación de haces digital;

Figura 2 esquemáticamente, la estructura de una antena en fase de N canales con conformación de haces digital y desfases dependientes de la dirección;

35 Figura 3 esquemáticamente, la estructura de una antena en fase de N canales con conformación de haces digital inclusive las unidades de descorrelación;

Figura 4 a modo de ejemplo, ocupación de fases según la invención en el elemento de recepción;

Figura 5 una representación esquemática de un ejemplo de extremo frontal, del mezclador y del oscilador de una antena en fase según la figura 1.

40 La figura 3 muestra esquemáticamente la estructura según la invención de una antena en fase de N canales con conformación de haces digital, inclusive las unidades de descorrelación 8, 9. De acuerdo con la invención, las señales de recepción $X_1 \dots X_N$ se procesan en una antena en fase con una pluralidad de elementos de recepción $E_1 \dots E_N$, con respectivamente un circuito de recepción asignado, generándose en cada circuito de recepción una señal de frecuencia intermedia analógica $U_1 \dots U_N$ mediante la mezcla de la señal de recepción $X_1 \dots X_N$ con una señal de oscilador $LO_1 \dots LO_N$, que se convierte a continuación, por medio de digitalización y eventualmezcla digital, en una señal de banda básica compleja $IQ_1 \dots IQ_N$, aplicándose en cada circuito de recepción un desfase correspondiente a la dirección de recepción de la antena a la señal de banda básica compleja $IQ_1 \dots IQ_N$. La invención se caracteriza por que, en la primera realización del procedimiento, se asigna a cada elemento de recepción de la antena en fase, de forma única y permanente, exactamente un valor de fase individual $\phi_{r,1}, \dots, \phi_{r,N}$ distribuido de modo normal de un rango de fases de $-\pi$ a $+\pi$, dentro de la primera unidad de descorrelación 8, por que a la señal de oscilador se suman estos valores de fase de distribución normal $\phi_{r,1}, \dots, \phi_{r,N}$ y por que dentro de la segunda unidad de descorrelación 9 se aplica en cada circuito de recepción a la señal de banda básica compleja $IQ_1 \dots IQ_N$, de forma inversa, un desfase correspondiente a la dirección de recepción de la antena $\phi_{rx,1}, \dots, \phi_{rx,N}$, en el que se tienen en cuenta los valores de fase de distribución normal $\phi_{r,1}, \dots, \phi_{r,N}$.

55 La primera unidad de descorrelación 8 y la segunda unidad de descorrelación 9 se diferencian porque la primera unidad de descorrelación 8 aplica un desfase dependiente del canal añadido específicamente en la parte analógica del receptor, mientras que la segunda unidad de descorrelación 9 aplica el desfase dependiente del canal añadido en la parte digital del receptor de forma inversa y, por lo tanto, lo anula. Los bloques $RX_1 \dots RX_2$ introducidos definen la interconexión de ADC y PP en cada canal (véase también la figura 1).

Al aplicar el desfase $\phi_{rx,1}, \dots, \phi_{rx,N}$ a la señal de banda básica compleja $IQ_1 \dots IQ_N$, se puede realizar adicionalmente una ponderación de amplitudes, pero la aplicación de una función de ponderación no afecta al objeto de esta invención.

El vector de fase aplicado por el lado digital en la segunda unidad de descorrelación 9, en el que se basa la invención, se puede expresar, por lo tanto, como $\Phi_{dekorr} = \Phi_{inv} + \Phi_{rx}$, representando $\Phi_{rx} = [\phi_{rx,1} \phi_{rx,2} \phi_{rx,3} \dots \phi_{rx,N}]$ el juego de datos aditivo tomado de un proceso aleatorio de distribución normal y ya aplicado por el lado analógico en la primera unidad de descorrelación 8 de valores de fase, que varían entre $\pm \pi$. El vector de fase aplicado por el lado analógico en la primera unidad de descorrelación 8 corresponde al vector de fase de la segunda unidad de correlación 9 con signo invertido según $\Phi_r = -\Phi_{rx}$. Además, Φ_{inv} debe asignarse a la propia conformación de haces y está incluido en los vectores rotatorios complejos $R_1 \sim R_N$ ya descritos en la figura 2. Φ_{rx} contiene los valores de fase introducidos adicionalmente. El desfase aplicado en forma de vector por el lado digital se puede expresar, por lo tanto, como multiplicación por el vector de señal $R_{dekorr} = \exp(j(\Phi_{inv} + \Phi_{rx})) = \exp(j\Phi_{dekorr})$ con los vectores individuales $[R_{dekorr,1} R_{dekorr,2} \dots R_{dekorr,N}]$. Por el lado analógico se aplican del mismo modo desfases a través del vector $\Phi_r = [\phi_{r,1} \phi_{r,2} \phi_{r,3} \dots \phi_{r,N}]$ a las señales mixtas $LO_1 \sim LO_N$. Las señales mixtas con los desfases $\phi_{r,1}, \dots, \phi_{r,N}$ se agrupan en el vector de señal $LO_{dekorr} = [LO_{dekorr,1} LO_{dekorr,2} \dots LO_{dekorr,N}]$.

La función de densidad de probabilidad del proceso aleatorio, en el que se basa Φ_{rx} , se puede expresar como $f(x) = 1/(\sigma \sqrt{2\pi}) \exp(-0.5 * ((x-\mu)/\sigma)^2)$, representando μ el valor de esperanza y σ la diferencia estándar. La multiplicación de las señales de banda básica complejas $IQ_1 \dots IQ_N$ por el R_{dekorr} conduce, por una parte, a la correcta conformación de haces debido a $\Phi_{inv} = -\Phi$, conteniendo $\Phi = [\phi_1 \phi_2 \phi_3 \dots \phi_N]$ los desfases en dependencia de la dirección ϕ_n según la figura 2, y, por otra parte, a la descorrelación de la armónica y, por consiguiente, a un beneficio SFDR sobre todos los ángulos de visión Θ debido a la relación inversa de los desfases específicos $\Phi_{rx} = -\Phi_r$.

Una ocupación de vector a modo de ejemplo para Φ_{inv} y Φ_{rx} para un ángulo de visión en rad de $\Theta = 30^\circ$, $d = \lambda/2$ y $N = 100$ se representa en la figura 4. Para mayor claridad, las definiciones de vectores y señales empleadas hasta ahora se vuelven a resumir y explicar.

- Φ Desfases que se producen en dependencia de la dirección, del lado analógico, siendo $\Phi = [\phi_1 \phi_2 \phi_3 \dots \phi_N]$ con $\phi_n = n * 2 * \pi * f_c * d / c * \sin(\Theta)$ en el n -ésimo canal.
- Φ_{inv} Desfases inversos para la correcta conformación de haces, del lado digital, siendo $\Phi_{inv} = [\phi_{inv,2} \phi_{inv,3} \dots \phi_{inv,N}] = -\Phi$.
- Φ_r Desfases de distribución normal, aplicados específicamente por el lado analógico en la primera unidad de descorrelación 8, siendo $\Phi_r = [\phi_{r,1} \phi_{r,2} \phi_{r,3} \dots \phi_{r,N}]$ con valores individuales tomados de $f(x) = 1/(\sigma \sqrt{2\pi}) \exp(-0.5 * ((x-\mu)/\sigma)^2)$.
- Φ_{rx} Desfases de distribución normal, aplicados específicamente por el lado digital en la segunda unidad de descorrelación 9, siendo $\Phi_{rx} = [\phi_{rx,1} \phi_{rx,2} \phi_{rx,3} \dots \phi_{rx,N}] = -\Phi_r$.
- Φ_{dekorr} Desfases aplicados efectivamente siendo $\Phi_{dekorr} = \Phi_{inv} + \Phi_{rx}$.
- R Vector de puntero $\exp(j \Phi_{dekorr})$ aplicado por el lado digital, se encarga de la conformación de haces correcta
- R_{dekorr} Vector puntero $\exp(j\Phi_{dekorr})$, aplicado por el lado digital, se encarga de una conformación de haces correcta y de la descorrelación de armónicas.
- LO Vector de señal para señales mixtas del lado analógico.
- LO_{dekorr} Vector de señal para señales mixtas del lado analógico con término de fase $\exp(j\Phi_r)$.

La antena en fase según la invención comprende una pluralidad de elementos de recepción $E_1 \dots E_N$, N osciladores locales, que se pueden conectar a un oscilador básico, para la generación de señales de oscilador, mezcladores para la mezcla de las señales de oscilador $LO_1 \dots LO_N$ con señales de recepción recibidas de forma correspondiente por los elementos de recepción $E_1 \dots E_N$, circuitos de convertidores analógico-digitales y un procesador de señales, asignándose a cada elemento de recepción $E_1 \dots E_N$ un mezclador $LO_1 \dots LO_N$. La antena en fase según la invención se caracteriza en un ejemplo de realización por que el oscilador $LO_1 \dots LO_N$ se conecta a cada mezclador $LO_1 \dots LO_N$ a través de líneas de señales, asignándose a cada línea de señales una desviación de longitud aditiva específica, cuya propia longitud se distribuye de forma normal.

Una antena en fase según la invención se puede estructurar de manera que a cada línea de señales se asigne una desviación de longitud aditiva específica, cuya propia longitud se distribuye de forma normal, o de manera que cada oscilador reciba un desfase aditivo específico, cuyo valor se distribuye igualmente de forma normal.

Las longitudes de las distintas líneas de señales se pueden derivar de una distribución normal de un rango de fases de $-\pi$ bis $+\pi$ con una frecuencia portadora preestablecida de la señal de recepción.

ES 2 727 391 T3

La relación entre las longitudes de las líneas de señales y los desfases provocados resulta a través de $l = \varphi / (2 \cdot \pi) \cdot \lambda$. Se considera $\lambda = c_0 / (f_c \cdot n)$, representando f_c la frecuencia portadora y n el índice de refracción del medio. En el ejemplo de $f_c = 5$ GHz, $n = 1$ y $\lambda = 6$ cm, una desviación de longitud de línea de ± 3 cm corresponde al intervalo de fase exigido de $\pm \pi$.

- 5 La figura 5 muestra una representación esquemática de un ejemplo de extremo frontal de una antena en fase con 4 elementos de recepción E1, E2, E3, E4. A cada elemento de recepción E1, E2, E3, E4 se le asigna respectivamente un canal K1, K2, K3, K4. En cada canal K1, K2, K3, K4 se prevé respectivamente un mezclador M1, M2, M3, M4 conectado a un oscilador común OSZ. Este oscilador OSZ se conecta a los distintos mezcladores M1, M2, M3, M4 a través de líneas de señales individuales L1, L2, L3, L4. Las diferencias de longitud aditivas de las distintas líneas de señales L1, L2, L3, L4 corresponden en este caso a una distribución normal.
- 10

REIVINDICACIONES

1. Procedimiento para el procesamiento de señales de recepción en una antena en fase con una pluralidad de señales de recepción ($E_1 \dots E_N$) con respectivamente un circuito de recepción asignado, generándose en cada
 5 circuito de recepción una señal de frecuencia intermedia analógica ($U_1 \dots U_N$) por medio de la mezcla de la señal de recepción ($X_1 \dots X_N$) en un circuito de recepción con una señal de oscilador ($LO_1 \dots LO_N$), que se convierte mediante la digitalización posterior en una señal de banda básica compleja ($IQ_1 \dots IQ_N$), aplicándose en cada
 10 circuito de recepción a la señal de banda básica compleja ($IQ_1 \dots IQ_N$) un desfase correspondiente a la dirección de recepción de la antena,
 caracterizado por que en la primera realización del procedimiento, se asigna a cada elemento de recepción ($E_1 \dots E_N$) de la antena en fase, de forma única y permanente, exactamente un valor de fase individual ($\phi_{r,1}, \dots, \phi_{r,N}$) distribuido de modo normal de un rango de fases de $-\pi$ a $+\pi$, dentro de la primera unidad de descorrelación (8),
 por que a la señal de oscilador ($LO_1 \dots LO_N$) se suman estos valores de fase de distribución normal ($\phi_{r,1}, \dots, \phi_{r,N}$) y por
 15 que dentro de una segunda unidad de descorrelación (9) se aplica en cada circuito de recepción, a la señal de banda básica compleja ($IQ_1 \dots IQ_N$), un desfase correspondiente a la dirección de recepción de la antena (Φ_{dekor}), con el que los valores de fase distribuidos de forma normal ($\phi_{r,1}, \dots, \phi_{r,N}$) se aplican a la inversa y, por lo tanto, se anulan.
2. Procedimiento según la reivindicación 1, caracterizado por que con la aplicación del desfase ($\phi_{rx,1}, \dots, \phi_{rx,N}$) a la
 20 señal de banda básica compleja ($IQ_1 \dots IQ_N$) se lleva a cabo una ponderación de amplitud.
3. Antena en fase para el procesamiento de señales de recepción con una pluralidad de elementos de recepción ($E_1 \dots E_4$) con respectivamente un circuito de recepción asignado, previéndose en una primera unidad de
 25 descorrelación (8), en cada circuito de recepción, un mezclador ($M_1 \dots M_4$), por medio del cual se genera una señal de frecuencia intermedia analógica ($U_1 \dots U_4$) por medio de la mezcla de la señal de recepción ($X_1 \dots X_4$) en cada
 circuito de recepción con la señal de un oscilador (OSZ) y disponiéndose circuitos de convertidor analógico-digital (RX_1, \dots, RX_N), en los que se digitalizan las señales de frecuencia intermedia analógica ($U_1 \dots U_4$), y existiendo
 circuitos de preprocesamiento conectados en serie ($PP_1 \dots PP_N$) en los que se transforman en una señal de banda
 30 básica compleja ($IQ_1 \dots IQ_4$),
 previéndose una segunda unidad de descorrelación (9) con la que se aplica, en cada circuito de recepción, un desfase correspondiente a la dirección de recepción de la antena a la señal de banda básica compleja ($IQ_1 \dots IQ_4$),
 caracterizada por que el oscilador (OSZ) se conecta a cada mezclador ($M_1 \dots M_4$) a través de líneas de señales ($L_1 \dots L_4$), presentando cada línea de señales ($L_1 \dots L_4$) una desviación de longitud aditiva específica, cuya propia
 35 longitud se distribuye de forma normal, de manera que a cada elemento de recepción de la antena en fase se le asigne de forma permanente exactamente un valor de fase individual ($\phi_{r,1}, \dots, \phi_{r,N}$) de un rango de fases de $-\pi$ bis $+\pi$
 dentro de la primera unidad de descorrelación (8) y por que la segunda unidad de descorrelación (9) se diseña de manera que a cada circuito de recepción se aplique a la señal de banda básica compleja ($IQ_1 \dots IQ_N$) un desfase
 (Φ_{dekor}) correspondiente a la dirección de recepción de la antena, con el que los valores de fase distribuidos de
 40 forma normal ($\phi_{r,1}, \dots, \phi_{r,N}$) se aplican a la inversa y, por lo tanto, se anulan.
4. Antena en fase según la reivindicación 3, caracterizada por que las longitudes de las distintas líneas de señales
 ($L_1 \dots L_4$) se derivan de una distribución normal de un rango de fases de $-\pi$ bis $+\pi$ con una frecuencia portadora
 preestablecida de la señal de recepción.

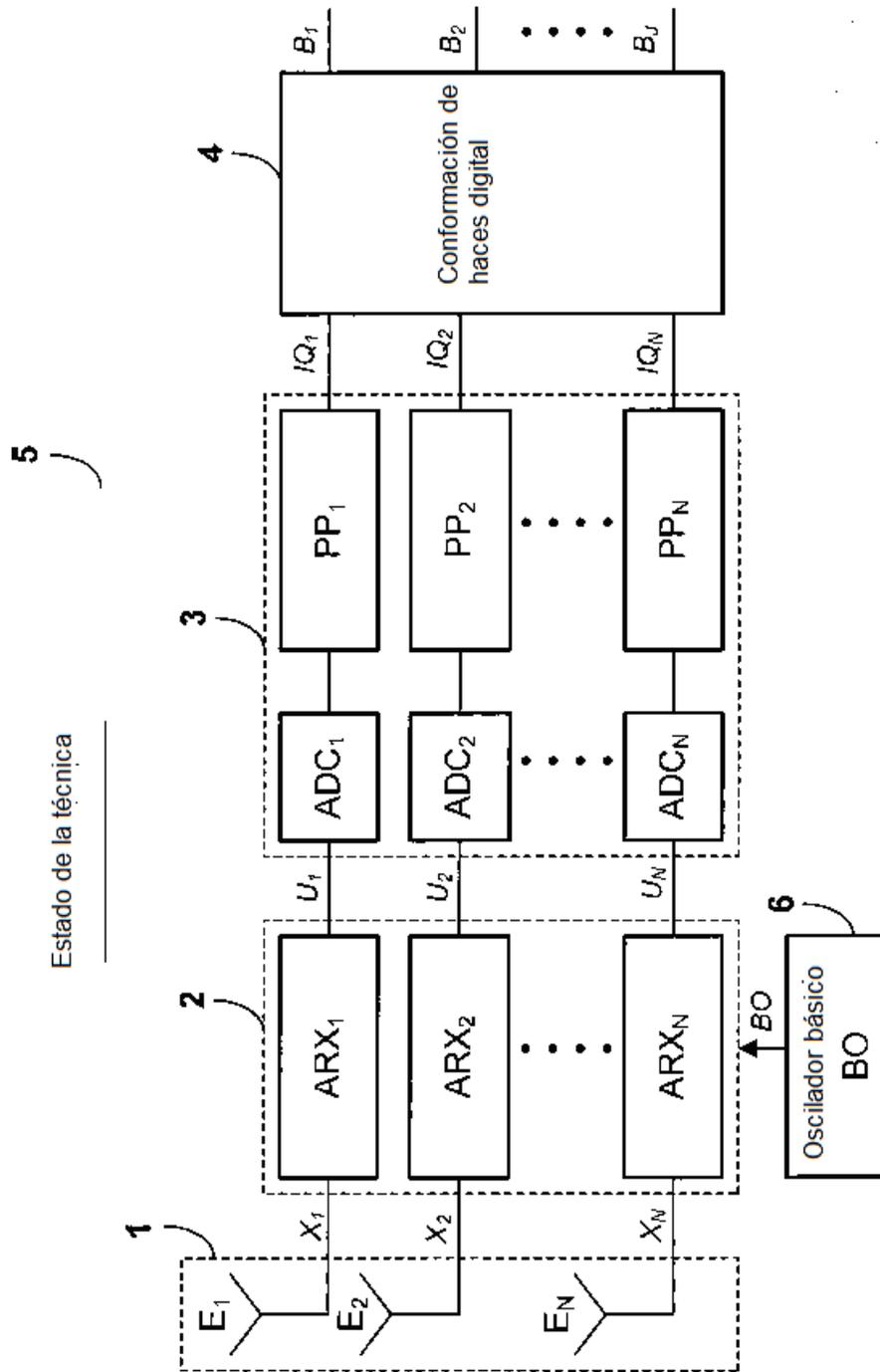


Fig.1

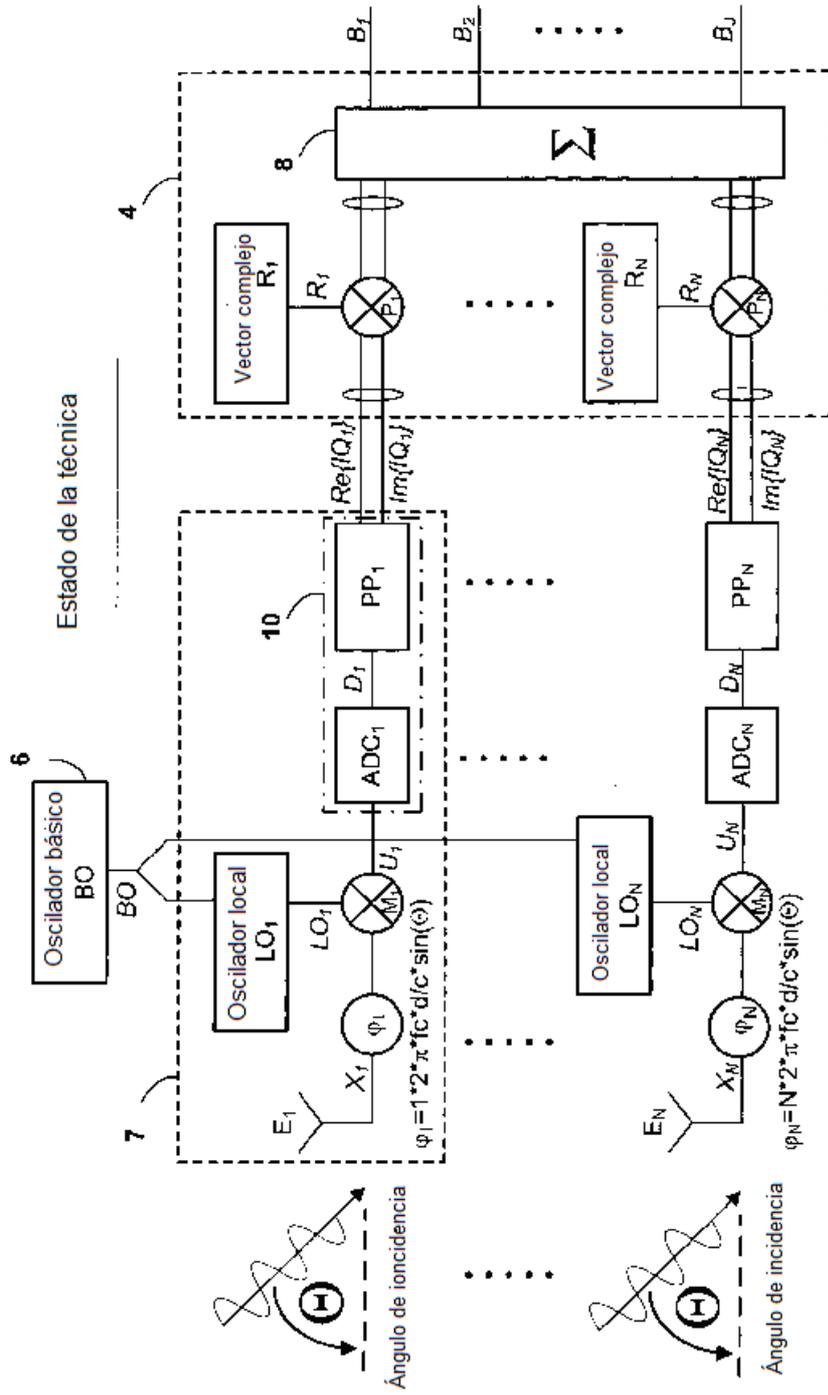


Fig.2

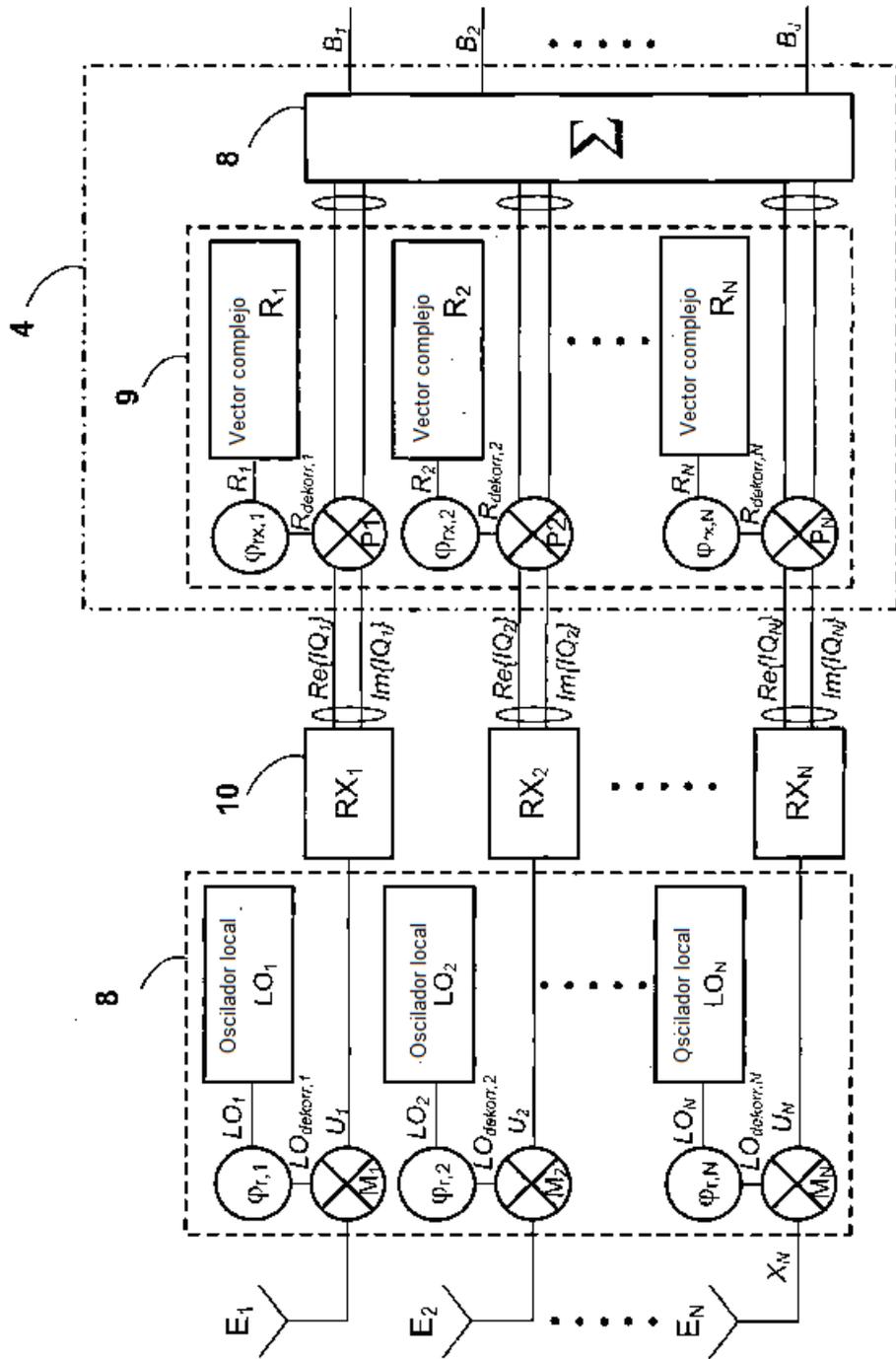


Fig.3

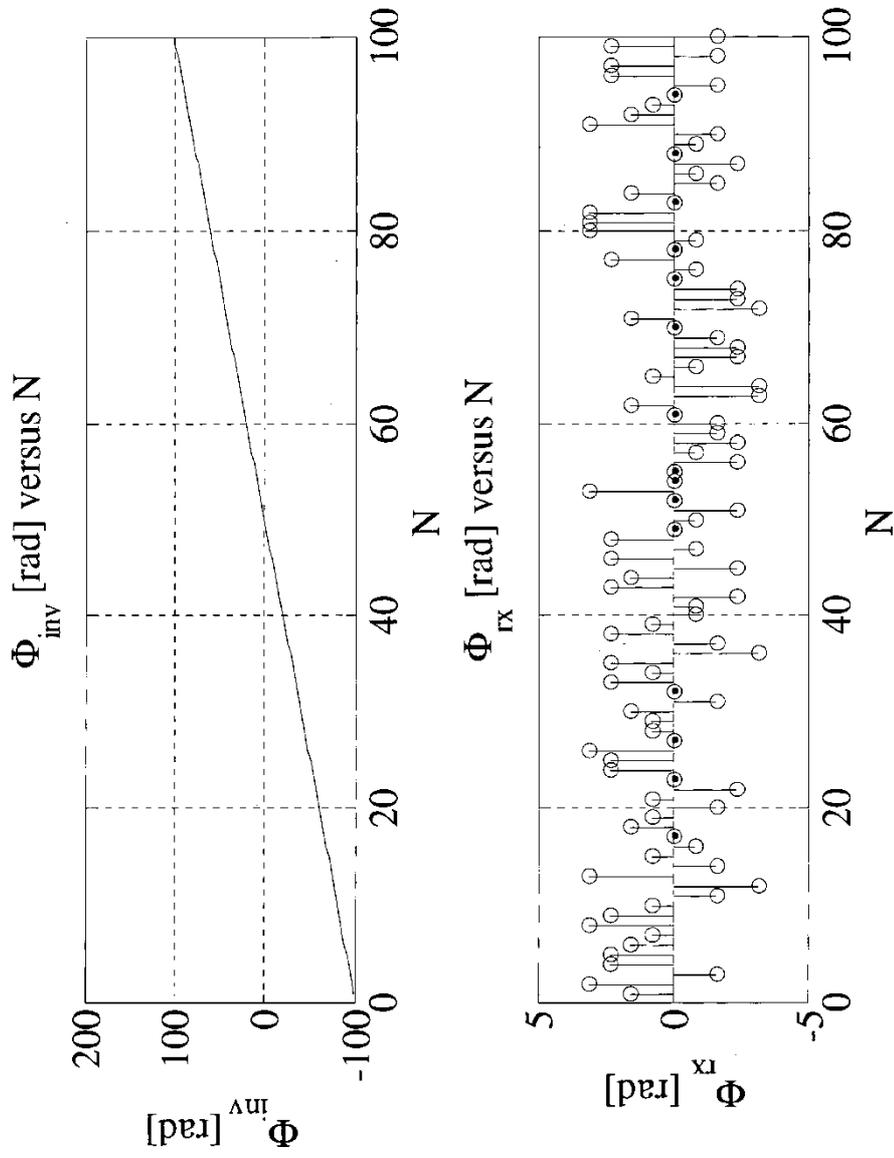


Fig.4

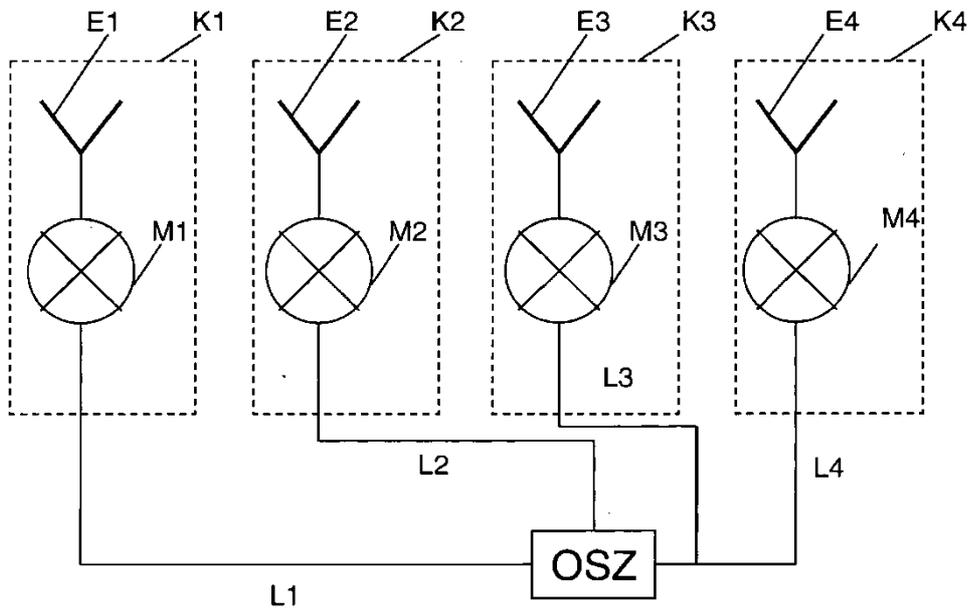


Fig. 5