

19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 957 570**

51 Int. Cl.:

G01S 13/76 (2006.01)

G01S 13/78 (2006.01)

H01Q 25/02 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

86 Fecha de presentación y número de la solicitud internacional: **09.11.2016 PCT/EP2016/077064**

87 Fecha y número de publicación internacional: **18.05.2017 WO17081046**

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **09.11.2016 E 16791626 (1)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **28.06.2023 EP 3374790**

54 Título: **Sistemas y métodos de radar**

30 Prioridad:

11.11.2015 GB 201519867

45 Fecha de publicación y mención en BOPI de la traducción de la patente:
22.01.2024

73 Titular/es:

**LEONARDO UK LTD (100.0%)
1 Eagle Place, St. James's
London SW1Y 6AF, GB**

72 Inventor/es:

THOMAS, EUAN

74 Agente/Representante:

ELZABURU, S.L.P

ES 2 957 570 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

Sistemas y métodos de radar

La invención se refiere a un radar secundario. Más específicamente, pero no exclusivamente, se refiere a un sistema de supresión de lóbulos laterales de trayectoria de interrogación en modo S (ISLS) para un interrogador escaneado electrónicamente.

El documento US 5 825 322 A divulga un método y un aparato para controlar la velocidad de escaneado de una antena escaneada electrónicamente de un sistema de radar secundario en modo S.

Principios generales de la vigilancia del espacio aéreo mediante radar de vigilancia secundario

Los sistemas de control de tráfico aéreo emplean un radar de vigilancia secundario (SSR) para obtener datos de vuelo de aeronaves cercanas. Una solicitud de información codificada se envía como señal de radio a la plataforma mediante un interrogador, normalmente situado en tierra. Al recibir esta señal, el transpondedor de la aeronave envía una respuesta al interrogador proporcionando los datos solicitados. La distancia a la aeronave se puede obtener a partir del retardo de tiempo bidireccional y la dirección al objetivo a partir de la orientación de la antena en el momento de la interrogación. Los datos de la aeronave se correlacionan con la posición determinada por un radar de vigilancia primario (PSR) y los datos obtenidos mediante el SSR se superponen en la trayectoria del radar mostrada al controlador de tránsito aéreo.

Los interrogadores normalmente utilizan un sistema conocido como Modo S. La característica importante del Modo S es que la solicitud de interrogación contiene la dirección de la aeronave a la que se solicitan datos y sólo el transpondedor de esa aeronave responde. Esto tiene la gran ventaja de reducir el tráfico de señales innecesario y las interferencias de radio y, además, libera al interrogador del procesamiento extenso, que de otro modo se requeriría para determinar cuál de las muchas respuestas potenciales corresponde a la respuesta buscada.

Naturalmente, esto plantea la cuestión de cómo obtiene el interrogador la dirección de la aeronave en primer lugar. Hay dos métodos:

1. Las aeronaves equipadas con transpondedores adecuados transmiten espontáneamente sus direcciones, lo que permite adquirirlas mediante escucha pasiva. A continuación, el interrogador puede compilar una lista de direcciones a interrogar a modo de pase de lista para adquirir los datos de vuelo necesarios de estos aviones recién llegados.

2. El interrogador puede enviar una interrogación de *Todas las llamadas* (sin dirección) a la que todas las aeronaves en el haz que no estén actualmente pasando lista para ese interrogador responderán con su dirección.

La invención que se va a describir aquí se aplica sólo al segundo método. Según la invención, se proporciona un interrogador SSR escaneado electrónicamente según la reivindicación 1.

De esta manera, la invención permite que la transmisión del pulso ISLS simultáneo de una interrogación de llamada general en Modo S se transmita utilizando la misma matriz que utiliza el haz principal. En los sistemas de la técnica anterior, no había surgido previamente el requisito de transmitir pulsos ISLS simultáneos a través de un interrogador activo escaneado electrónicamente.

La invención se describirá ahora con referencia a los dibujos esquemáticos adjuntos, en los que:

la figura 1 es un diagrama que muestra un haz de salida típico que tiene un lóbulo principal dispuesto simétricamente alrededor de un eje de una antena con unos pocos lóbulos secundarios (laterales) a cada lado del lóbulo principal;

la figura 2 es un diagrama que muestra una forma de onda de llamada general en modo S, que muestra los pulsos P5 y P6;

la figura 3 es un diagrama esquemático que muestra únicamente la parte de transmisión de la arquitectura general de un sistema según la invención que muestra un interrogador de baja potencia (LPI) que produce haces principal (suma) y de control (diferencia) de radiofrecuencia (RF) a baja potencia., que se aplican a una Unidad de Transmisión y Recepción (TRU);

la figura 4 es un gráfico que muestra el comportamiento ISLS para P5 y P6 (haces principal y de control) en fase con énfasis variable, siendo el efecto de aumentar el énfasis del haz de control estrechar la anchura efectiva del haz;

la figura 5 es un gráfico que muestra el comportamiento de ISLS para variar el desplazamiento de fase entre P5 y P6 (haz principal y de control) sin énfasis, siendo el efecto de aumentar el desplazamiento de fase agudizar la transición de dentro del haz a fuera del haz sin afectar el ancho de haz efectivo; y

la figura 6 es un gráfico que muestra el comportamiento de ISLS para el desplazamiento de fase de 90° propuesto entre P5 y P6 (haces principal y de control) con énfasis variable, conservando la transición su nitidez, pero en el que aumentar el énfasis estrecha el ancho de haz efectivo, indicando así que la introducción del desplazamiento de fase de 90° combinado con el énfasis variable permite un excelente control del ancho del haz en Modo S.

Supresión de lóbulos laterales de interrogación

La supresión de lóbulos laterales de interrogación (ISLS) se utiliza en el radar de vigilancia secundario (SSR) para reducir el ancho de haz efectivo del haz de interrogación. Esto reduce claramente el número de respuestas del transpondedor, lo que reduce la tarea de procesamiento del interrogador y reduce el fondo de interferencia general para otros usuarios del SSR.

El principio de ISLS se describe a continuación con referencia a la figura 1.

La antena SSR se utiliza para transmitir dos haces, conocidos como los haces principal y de control. El haz principal contiene el cuerpo de la solicitud de interrogación y se transmite como un haz de suma, en el que todos los elementos de la antena están excitados en fase. Este haz tiene un lóbulo principal dispuesto simétricamente respecto al eje de la antena con algunos lóbulos subsidiarios (laterales) a cada lado del lóbulo principal; consulte la figura 1 a continuación.

El haz de control es un pulso corto transmitido simultáneamente con el haz principal, pero como un patrón de diferencia, en el que los elementos de un lado de la antena se excitan en fase y los del otro en antifase. Esto produce un haz simétrico respecto al eje, pero que tiene un profundo nulo en la porción central debido al alto grado de cancelación entre los componentes de radiación en fase y antifase en el eje; consulte la figura 1 a continuación. Sin embargo, la figura 1 también indica que al aumentar el ángulo fuera del eje la intensidad del haz principal disminuye, mientras que la del haz de control aumenta. El punto en el que se cruzan determina el ancho de haz efectivo, es decir, el ancho de haz sobre el cual la intensidad del haz principal excede la del haz de control.

Con referencia a la figura 2, el pulso del haz principal, denominado P6, contiene una inversión de fase en el preámbulo que precede al flujo de datos. Si el transpondedor detecta esta inversión de fase, procesa el resto de la transmisión en Modo S y responde adecuadamente. Si no se detecta esta inversión de fase, el transpondedor ignora la transmisión. El pulso de control P5 se transmite durante el período en el que se produce la inversión de fase en P6. Si el pulso P5 es de tal magnitud que inunda la inversión de fase en P6, es evidente que el transpondedor no responderá. Por lo tanto, el ancho de haz efectivo donde responderán los transpondedores es en el área central del haz principal donde el nulo en el haz de control significa que se detectará la inversión de fase en P6. Fuera de la anchura efectiva del haz, la inversión de fase es anulada por el pulso P5.

El documento rector de Modo S, ICAO Vol. 4, Anexo 10, no prescribe relaciones de fase relativas entre los pulsos P5 y P6, de modo que la detección o no de la inversión de fase depende o se supone que depende de las intensidades relativas de las dos señales.

Las antenas SSR para interrogadores en Modo S normalmente se montan en la antena del radar de vigilancia primaria (PSR) y normalmente se giran (escanean) juntas mecánicamente en la misma plataforma giratoria. Los interrogadores convencionales para el Modo S emplean dos transmisores separados para los haces principal y de control, ya que estos deben irradiar simultáneamente.

ISLS en interrogadores escaneados electrónicamente

Cuando un interrogador tiene que ser escaneado electrónicamente como, por ejemplo, en un interrogador a bordo de un avión con espacio insuficiente para instalar una antena escaneada mecánicamente, la antena toma la forma de un conjunto orientable electrónicamente. Cada elemento es accionado por medio de su amplificador transmisor de alta potencia y se aplica una reducción de fase progresiva a lo largo del conjunto para dirigir el haz. Variar la cantidad de esta reducción de fase hace que el ángulo de dirección del haz sea muy acorde.

La figura muestra un interrogador de baja potencia (LPI) que produce haces principales (suma) y de control (diferencia) de radiofrecuencia (RF) a baja potencia, que se aplican a una unidad de transmisión y recepción (TRU). La TRU contiene una cantidad de módulos de transmisión/recepción (TRM) correspondientes a la cantidad de elementos de la matriz (típicamente cuatro, como en este caso de la invención, pero puede ser cualquier número conveniente). La TRU contiene un módulo divisor/combinador de haz (BSCM) que divide las señales del LPI en cuatro formas para su entrada a los TRM. Cada TRM contiene un desfaseador digital, un atenuador digital, un conjunto de amplificadores de alta potencia (para la transmisión de interrogaciones) y un amplificador de bajo ruido (para la recepción de respuestas). De la arquitectura se desprende claramente que los TRM no pueden asignarse de forma única ni al haz principal (suma) ni al de control (diferencia), ya que se requiere que todos los TRM participen en la formación y en la dirección del haz. Es bueno señalar que esta situación es nueva. El pulso ISLS en los modos heredados de interrogación del tráfico aéreo civil, Modo A (número de vuelo) y Modo C (altitud), se transmitió secuencialmente en lugar de simultáneamente, por lo que no surgió el problema.

Sin embargo, como ahora mostramos en la continuación, al usar amplificadores lineales en los TRM (Clase A o preferiblemente Clase AB por motivos de eficiencia y gestión térmica) en lugar de transmisores de Clase C como se usan en los interrogadores convencionales, los patrones principal y de control pueden sintetizarse en la TRU. Nuevamente en la continuación, se hace referencia a la implementación de los cuatro elementos, pero la técnica se aplica *mutatis mutandis* a cualquier número conveniente, preferiblemente par, de elementos.

El Modo S ISLS se mecaniza en el interrogador escaneado electrónicamente mediante la superposición lineal de las amplitudes de tensión del haz P6 (haz principal) y P5 (control) en el amplificador de potencia (PA) de cada TRM de la Unidad de Transmisión y Recepción TRU.

Consideremos por el momento los haces principal y de control por separado. En el eje (sin dirección del haz), el haz principal se transmite como un patrón de suma con todos los elementos de la antena accionados en fase. El haz de control se transmite como un patrón diferencial, con la fase invertida en los dos elementos de la derecha. Si se transmite por separado, el efecto sería producir un patrón de suma y luego un patrón de diferencia como se ilustra (ver la figura 1 anterior).

Ahora una suma de tensión v_s en un elemento de matriz producirá una corriente de elemento de matriz i_s . Dado que el campo del patrón de suma E_s en un punto P en el espacio es proporcional a i_s (linealidad de las ecuaciones de Maxwell), el campo suma en P es directamente proporcional a v_s , ya que la alineación de amplificadores es lineal.

Por el mismo argumento, podemos ver que el campo del patrón de diferencia E_d en el mismo punto P es directamente proporcional a v_d , ya que toda la configuración es lineal.

Nuevamente, dado que el sistema es lineal, por superposición podemos sumar la suma de la tensión v_s a la diferencia de tensión v_d , para dar una corriente de elemento $i_s + i_d$ y un patrón de interferencia $E_s + E_d$ en el mismo punto P. Pero este es exactamente el mismo patrón de interferencia que habría sido producido por un transmisor de haz de suma y diferencia separado en un interrogador SSR convencional. Para que se cree un patrón de interferencia reproducible, es necesario que las fases de los haces principal y de control permanezcan coherentes. Estas transmisiones coherentes en Modo S se generan a baja potencia en el LPI y posteriormente se superponen y amplifican en potencia en la TRU. En resumen, dado que el sistema es lineal, los patrones principal y de control pueden considerarse como transmisiones independientes que interfieren en el campo lejano (*con mayor razón* en las proximidades del transpondedor receptor).

Finalmente, para dirigir el haz, el TRM puede aplicar la reducción de fase adecuada a cada una de las cuatro corrientes de accionamiento de los elementos de la matriz.

De hecho, como las ganancias de las diversas señales pueden controlarse fácilmente (sistema lineal), las magnitudes relativas (énfasis) de los patrones de suma y diferencia también pueden variarse, lo que permite adaptar el ancho de haz efectivo según se desee, una característica que normalmente no está disponible en Interrogadores SSR convencionales con amplificadores de Clase C. Como beneficio adicional, vale la pena señalar que la capacidad de controlar con precisión la potencia de salida conferida por una línea de amplificadores lineales ayuda a reducir la interferencia. La potencia se puede reducir al nivel necesario para provocar una respuesta desde una aeronave deseada. Esto ayudará a obtener una licencia de las autoridades para el uso de un interrogador SSR en el espacio aéreo controlado o adyacente al mismo.

Dado que la potencia de salida de cada TRM debe compartirse entre los patrones principal y de diferencia, la potencia de salida del interrogador es solo la mitad de la potencia nominal total de la TRU. Sin embargo, para lograr este máximo de la mitad de la potencia de la TRU en el patrón principal, los haces principal y de control deben ser mutuamente coherentes y en cuadratura de fase; de lo contrario, el amplificador puede limitarse (volverse no lineal) con consecuencias impredecibles para el patrón de haz. La cuadratura de fase se puede generar fácilmente compensando la fase del haz de control en 90° cuando se genera en el LPI.

Análisis

Energía del haz principal

Las amplitudes permitidas de los pulsos P5 y P6 se pueden aumentar de $V/2$ a $V/\sqrt{2}$, donde V es la oscilación máxima de tensión en el amplificador, mediante el simple recurso de sumarlos en cuadratura (es decir, con una diferencia de fase relativa de 90°).

En los canales del lado izquierdo de la TRU donde se suman P6 y P5, tenemos:

$$V_{\text{total}} = V/\sqrt{2} + i V/\sqrt{2}.$$

Estos se suman vectorialmente a una amplitud dada $|V_{\text{total}}| = V$, que no excede la oscilación máxima de tensión. [Si los pulsos P5 y P6 se sumaran en fase, las amplitudes de tensión en cada caso se limitarían a $V/2$, lo que reduciría a la mitad la potencia de salida del haz principal en comparación con el caso en cuadratura (amplitud $V/\sqrt{2}$)].

En los canales del lado derecho de la TRU donde P5 está en fase invertida, tenemos:

$$V_{\text{total}} = V/\sqrt{2} - i V/\sqrt{2}.$$

Nuevamente estos se suman vectorialmente para dar una amplitud $|V_{\text{total}}| = V$.

Las potencias totales de salida son entonces:

$$5 \quad \{[V/\sqrt{2} + i V/\sqrt{2}] [V/\sqrt{2} - i V/\sqrt{2}]\} / Z = V^2/Z \text{ (canales izquierdos)}$$

y:

$$\{[V/\sqrt{2} - i V/\sqrt{2}] [V/\sqrt{2} + i V/\sqrt{2}]\} / Z = V^2/Z \text{ (canales derechos)}$$

Por lo tanto, todos los canales irradian máxima potencia (V^2/Z) y la capacidad de potencia de la TRU se utiliza por completo.

10 La potencia en la luz principal es entonces $[V/\sqrt{2}]^2/Z = V^2/2Z$ o la mitad de la potencia total prevista inicialmente.

De lo anterior se desprende fácilmente que la coherencia de fase entre los canales principal y de control del Modo S debe mantenerse en todo momento. Si la diferencia de fase entre P5 y P6 es significativamente diferente de 90°, es probable que el amplificador se sature. Entonces se cuestiona la validez del argumento de la linealidad para la creación de los haces principal y de control dentro de la TRU.

15 **Efecto sobre el comportamiento del transpondedor**

La pregunta "¿Qué efecto tiene este cambio de fase relativo adicional de 90° entre P5 y P6 sobre el comportamiento del transpondedor que responde?" surge inmediatamente.

Se podría observar inmediatamente que es poco probable que el efecto de esto sea grave ya que, como se mencionó anteriormente, el propio Anexo 10 de la ICAO no prescribe ninguna relación definida entre las fases de P5 y P6. Además, existen interrogadores en Modo S convencionales conocidos por el autor que utilizan transmisores de Clase C separados para los pulsos P5 y P6. Para estos, la relación de fase entre P5 y P6 en el momento del encendido del pulso es más o menos arbitraria y dichos interrogadores parecen funcionar perfectamente bien en la práctica. Sin embargo, conviene examinar la cuestión más de cerca.

25 Para formar el haz principal a lo largo de la dirección axial, los elementos del conjunto se accionan en fase. Suponiendo una amplitud unitaria, la misma para todos los elementos, la amplitud del haz principal M en el campo lejano para algún ángulo fuera del eje viene dada por:

$$M = 1 + e^{i\varphi} + e^{2i\varphi} + e^{3i\varphi} \quad (1)$$

30 Donde $\varphi = k d \sin \theta$, siendo k el número de onda ($= 2\pi/\lambda$), d es el paso del elemento de antena y θ es el ángulo fuera del eje. El factor de propagación multiplicativo e^{ikR}/R en el intervalo R no desempeña ningún papel en el análisis y se ha omitido.

Para dirigir el haz, es necesario introducir desplazamientos de fase progresivos adicionales (reducción de fase) α , 2α , 3α en los accionamientos de elementos sucesivos. El efecto de hacer esto es dirigir todo el patrón en el espacio; esto no tiene ningún efecto sobre el comportamiento del transpondedor local, por lo que se ignora.

35 De manera similar, el haz de control C se construye invirtiendo el signo de los dos elementos de la derecha o, de manera equivalente, aplicando un desplazamiento de fase adicional de π .

$$C = 1 + e^{i\varphi} - e^{2i\varphi} - e^{3i\varphi} \quad (2)$$

La suma de la serie geométrica para el haz de suma M seguida de alguna manipulación trigonométrica muestra que la amplitud M viene dada por:

$$M = 4 \cos \varphi \cos (\varphi/2) e^{3i\varphi/2} \quad (3)$$

40 En la inversión de fase del pulso P6 (M_{haz}), el signo de la amplitud del haz M simplemente se invierte, a saber:

$$M_{\text{haz}} = -4 \cos \varphi \cos (\varphi/2) e^{3i\varphi/2} \quad (4)$$

Procediendo como en (3) para el haz de control C se obtiene:

$$C = -4i \sin \varphi \cos (\varphi/2) e^{3i\varphi/2} \quad (5)$$

Hay que tener en cuenta que el haz de control contiene un factor adicional de i , correspondiente a una diferencia de fase de $\pi/2$ grados con respecto al principal. Además, debido a la presencia del término seno, la fase del haz de control con respecto al haz principal salta en una cantidad π cuando se cruza la mira. Esto se aprovecha en monopolso para dar la decisión de izquierda/derecha de puntería.

- 5 No existe una ecuación correspondiente a (4) para el haz de control ya que no hay inversión de fase.

Para permitir la introducción de un cambio de fase γ entre los haces principal y de control, el haz de control se multiplica por un término adicional $e^{i\gamma}$. y eventualmente se fijará en $\pi/2$ (90°), pero es mejor mantener el análisis general por el momento. Hacer esto da:

$$C = -4i \sin \varphi \cos (\varphi/2) e^{3i\varphi/2} e^{i\gamma} \quad (6)$$

10

En el transpondedor, estos haces se superponen en el campo lejano con una amplitud $U = M + KC$ antes de la inversión de fase P6 y $V = M_- + KC$ después, donde el factor K permite la introducción de énfasis del haz de control, si es necesario. Normalmente $K = 1$ (sin énfasis).

$$U = 4 \cos (\varphi/2) e^{3i\varphi/2} [\cos \varphi - iK \sin \varphi e^{i\gamma}] \quad (7)$$

15

$$V = -4 \cos (\varphi/2) e^{3i\varphi/2} [\cos \varphi + iK \sin \varphi e^{i\gamma}] \quad (8)$$

El transpondedor detecta el ángulo ω entre los dos vectores resultantes U y V y responde si este ángulo está entre $\pi/2$ y π , es decir, si se ha detectado la inversión de fase del haz principal. En la determinación de ω , el factor común $4 \cos (\varphi/2) e^{3i\varphi/2}$ que multiplica a ambos vectores se puede ignorar.

Es conveniente expandir U y V en partes reales e imaginarias de la siguiente manera:

20

$$U = [(\cos \varphi + K \sin \varphi \sin \gamma - iK \sin \varphi \cos \gamma)] \quad (9)$$

$$V = [(\cos \varphi + K \sin \varphi \sin \gamma + iK \sin \varphi \cos \gamma)] \quad (10)$$

En este punto, es más conveniente considerar a U y V como vectores ordinarios (en lugar de números complejos) y tomar su producto escalar. Esto da el ángulo en términos de $\cos \omega$ y evita las incómodas discontinuidades de la función $\tan$, es decir:

25

$$U = [(\cos \varphi + K \sin \varphi \sin \gamma), -K \sin \varphi \cos \gamma] \quad (11)$$

$$V = [-(\cos \varphi + K \sin \varphi \sin \gamma), -K \sin \varphi \cos \gamma] \quad (12)$$

entonces ω viene dado por:

$$\omega = \cos^{-1} \{ (\mathbf{U} \cdot \mathbf{V}) / (|\mathbf{U}| |\mathbf{V}|) \} \quad (13)$$

30

El comportamiento de ω se ha investigado para diferentes valores de énfasis del haz de control y desplazamiento de fase del pulso P5 ISLS. La figura 4 a continuación muestra el comportamiento de ISLS para P5 y P6 en fase con énfasis variable. Como era de esperar, el efecto de aumentar el énfasis del haz de control es claramente reducir el ancho efectivo del haz; el signo del desfase no afecta al comportamiento. El borde del haz es donde el cambio de fase detectado cae a 90° .

35

La figura 5 a continuación muestra el comportamiento de ISLS para variar el desplazamiento de fase entre P5 y P6 sin énfasis. El efecto de aumentar el desplazamiento de fase es agudizar la transición de dentro del haz a fuera del haz sin afectar el ancho de haz efectivo. En el desplazamiento propuesto de 90° , la transición es muy pronunciada. Esta es una característica muy deseable ya que significa que el ancho de haz efectivo está bien definido.

40

Finalmente, en la figura 6 se muestra el comportamiento de ISLS para el desplazamiento de fase de 90° propuesto entre P5 y P6 con énfasis variable. En cada caso, la transición conserva su nitidez, pero al aumentar el énfasis se reduce el ancho de haz efectivo. Esto indica que la introducción del desplazamiento de fase de 90° combinado con un énfasis variable permite un control excelente del ancho del haz en Modo S.

Se concluye por tanto que el efecto de introducir el desfase de 90° es totalmente beneficioso ya que permite:

- la capacidad total de potencia de la TRU para ser utilizada eficazmente;
- la anchura efectiva del haz en Modo S debe definirse claramente.

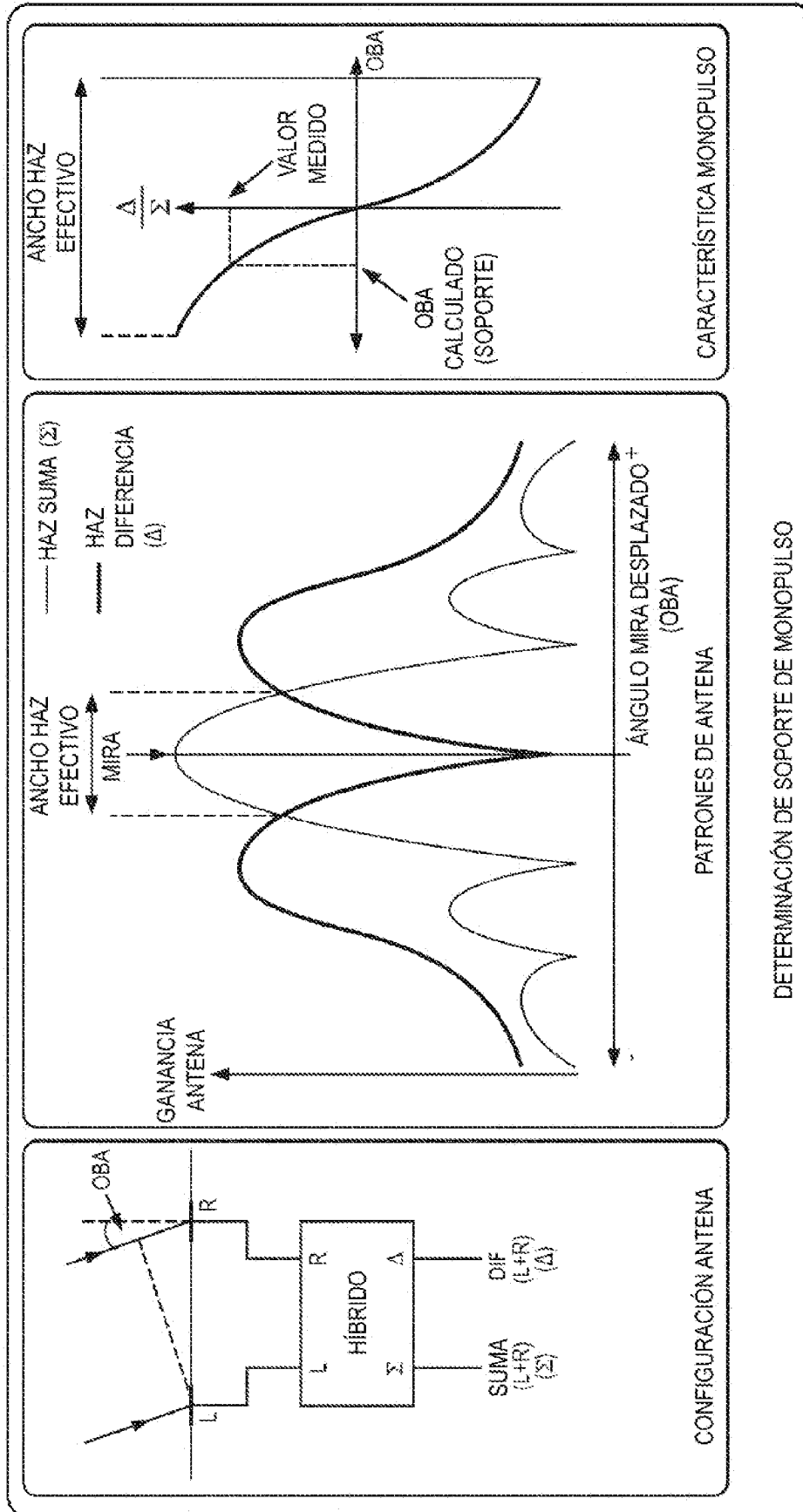
45

De esta manera, la invención permite que la transmisión del pulso ISLS simultáneo de una interrogación de llamada general en Modo S se transmita utilizando la misma matriz que utiliza el haz principal.

REIVINDICACIONES

1. Un interrogador SSR escaneado electrónicamente adaptado para transmitir llamadas generales en Modo S con pulso ISLS simultáneo, comprendiendo el interrogador:
 - 5 módulos de transmisión/recepción, comprendiendo cada módulo de transmisión/recepción una cadena de amplificadores lineales que permiten la superposición lineal coherente de un pulso de haz principal P6 y un pulso de haz de control P5; y en el que el interrogador SSR escaneado electrónicamente está adaptado para dirigir el pulso del haz principal superpuesto y el haz de pulsos del haz de control aplicando una reducción de fase progresiva a través de los módulos de transmisión/recepción.
- 10 2. Un interrogador SSR escaneado electrónicamente según cualquiera de las reivindicaciones anteriores, en el que el pulso del haz principal P6 y el pulso del haz de control P5 se combinan en cuadratura.
3. Un interrogador SSR escaneado electrónicamente según cualquiera de las reivindicaciones anteriores, en el que la cadena de amplificadores lineales comprende amplificadores de clase AB.
4. Un sistema de radar que comprende un interrogador SSR escaneado electrónicamente según cualquiera de las reivindicaciones anteriores.
- 15 5. Un sistema de control de tráfico aéreo que comprende un interrogador SSR escaneado electrónicamente según cualquiera de las reivindicaciones anteriores.

PROCESAMIENTO DE RESPUESTA - DETERMINACIÓN DE AZIMUT (MONOPULSO)



DETERMINACIÓN DE SOPORTE DE MONOPULSO

FIG. 1

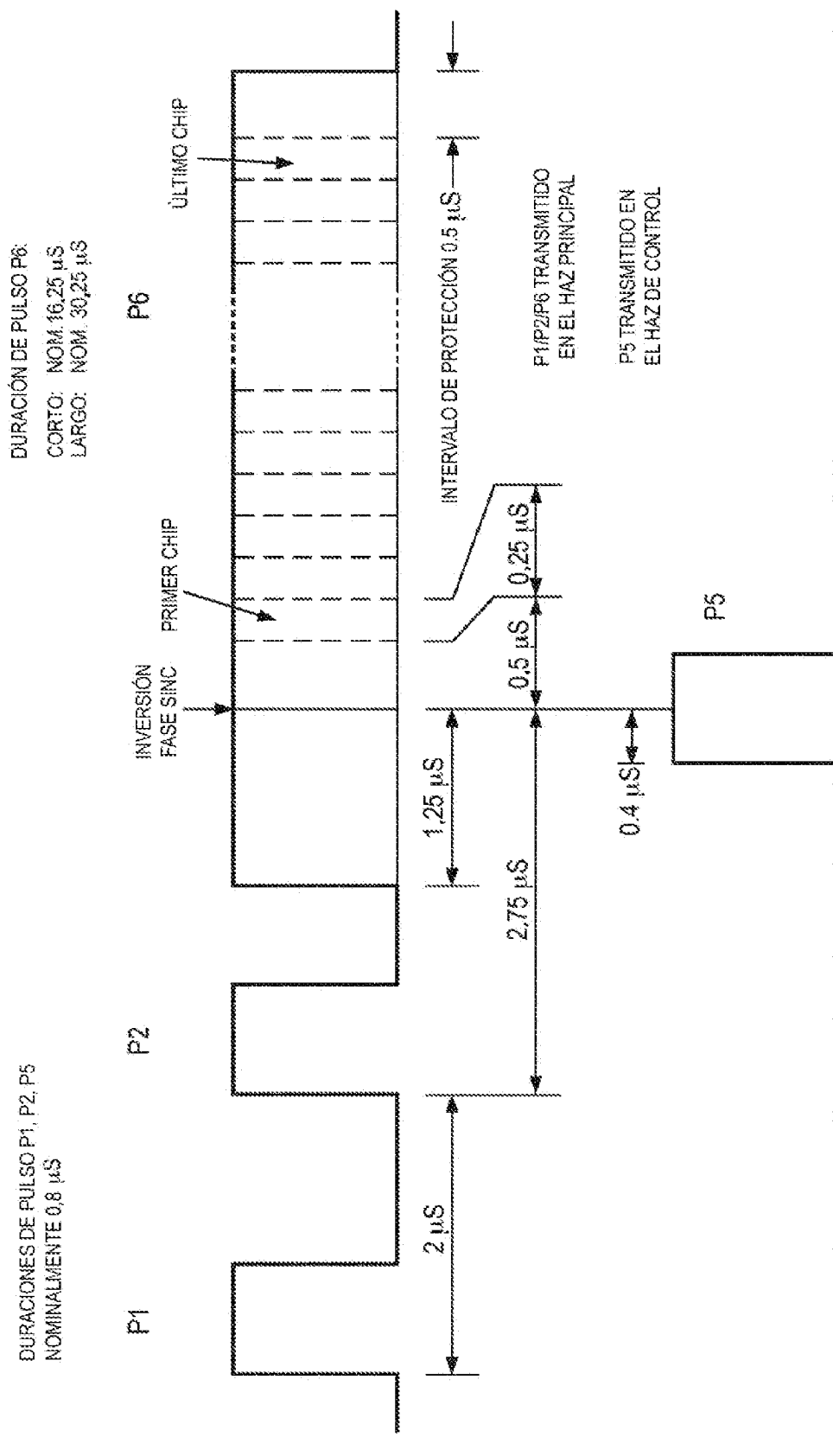
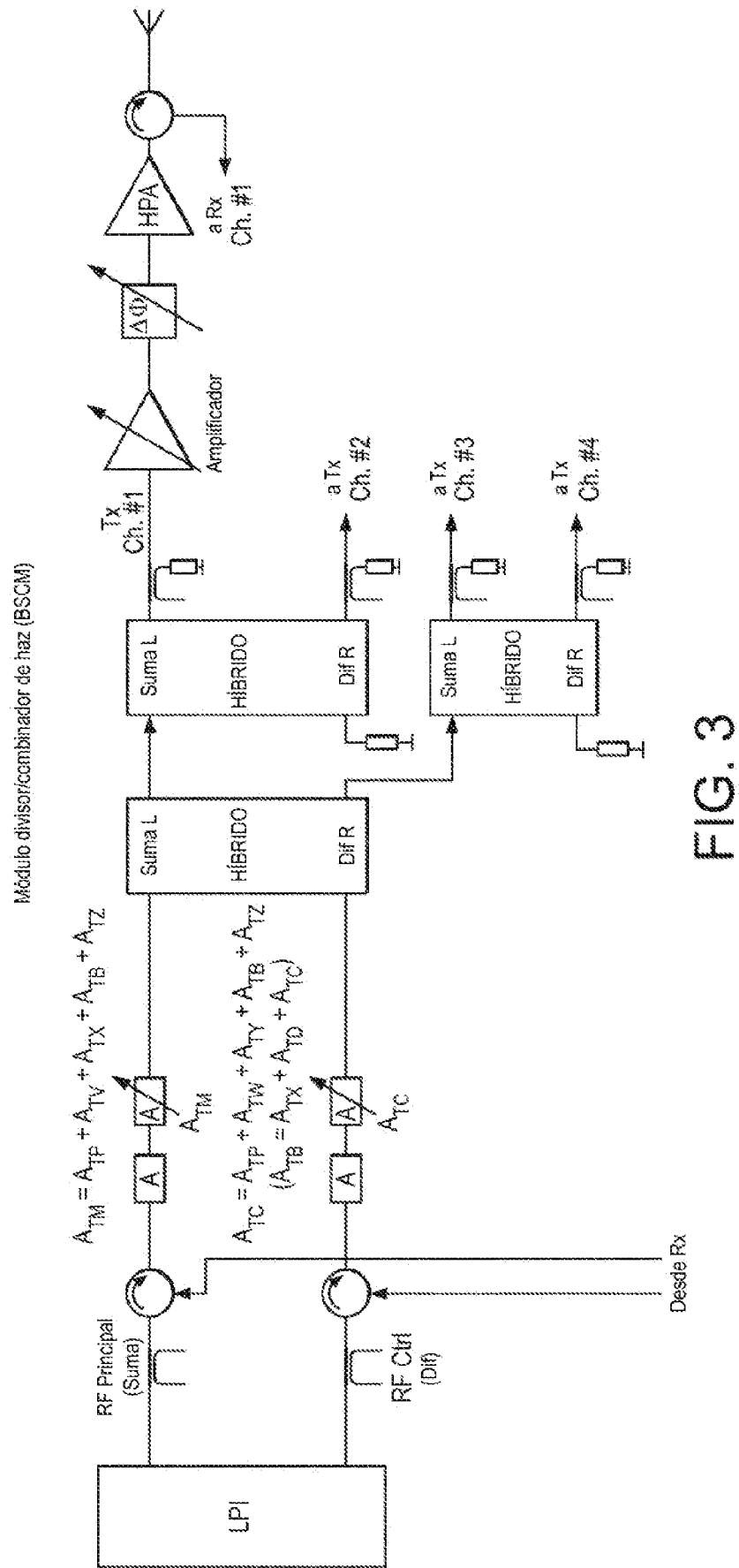


FIG. 2



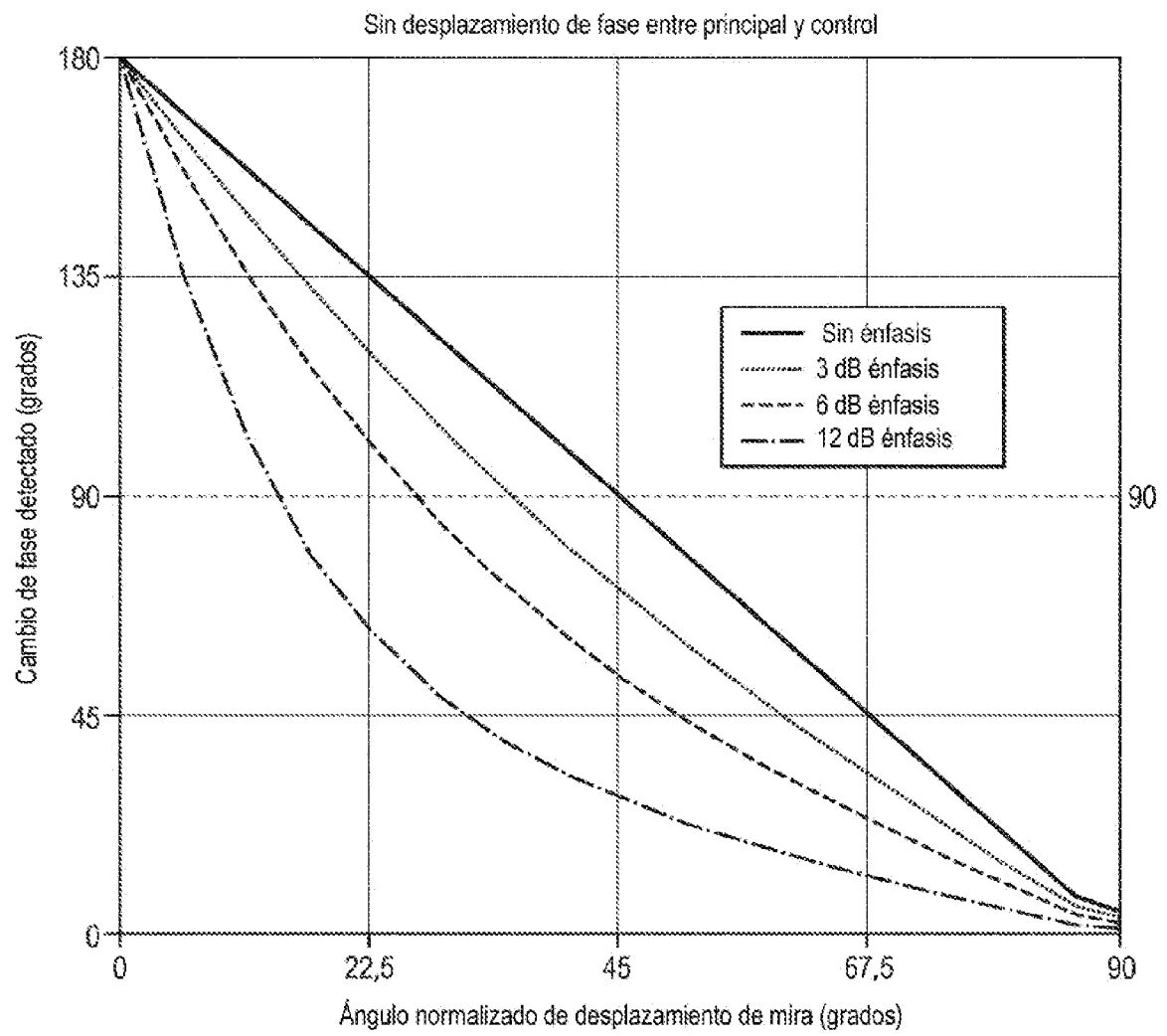


FIG. 4

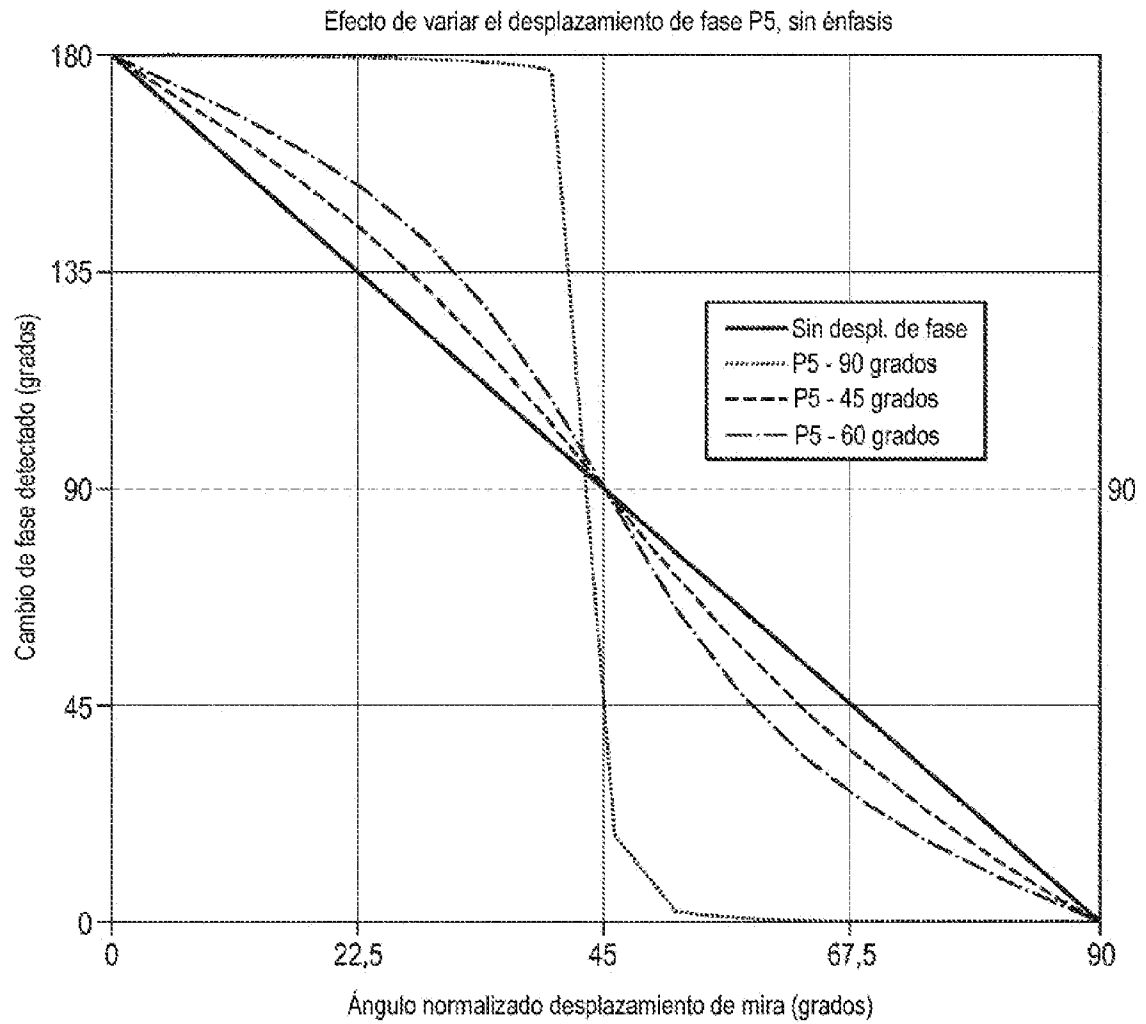


FIG. 5

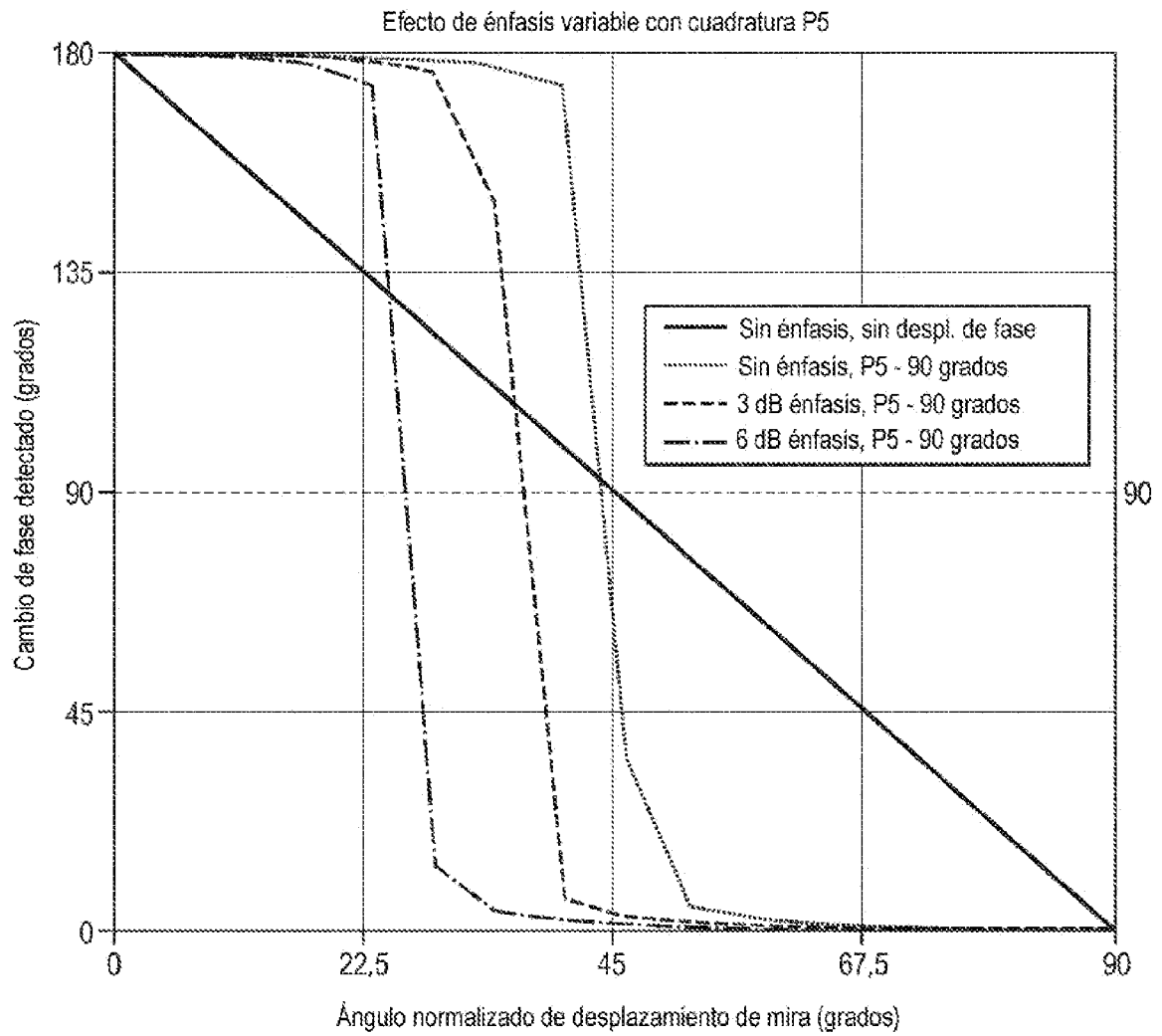


FIG. 6