

19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 613 056**

51 Int. Cl.:

H04B 1/44 (2006.01)
G01S 7/00 (2006.01)
G01S 7/03 (2006.01)
G01S 7/40 (2006.01)
G01S 13/32 (2006.01)
G01S 13/90 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

86 Fecha de presentación y número de la solicitud internacional: **17.02.2010 PCT/SE2010/050183**

87 Fecha y número de publicación internacional: **25.08.2011 WO11102762**

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **17.02.2010 E 10846250 (8)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **02.11.2016 EP 2537257**

54 Título: **Disposición de transmisor/receptor de banda ancha para radar multifuncional y comunicación**

45 Fecha de publicación y mención en BOPI de la traducción de la patente:
22.05.2017

73 Titular/es:
**SAAB AB (100.0%)
581 88 Linköping, SE**

72 Inventor/es:
HELLSTEN, HANS

74 Agente/Representante:
CARPINTERO LÓPEZ, Mario

ES 2 613 056 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

Disposición de transmisor/receptor de banda ancha para radar multifuncional y comunicación

Campo técnico

5 La presente invención se refiere a una disposición de transmisor y receptor multifuncional de banda ancha, para transmitir y recibir preferentemente en VHF, UHF o en las bandas de microondas. Una disposición de este tipo puede simultáneamente y en la misma banda de frecuencia servir como un sistema de radar, vigilancia y comunicación.

Antecedentes de la técnica

10 En su forma más simple, el radar CW de onda continua de la técnica anterior emite una onda continua de frecuencia única. Al medir el desplazamiento Doppler de la señal de retorno, el radar CW puede determinar la velocidad de los objetos detectados. Por modulación de frecuencia lineal (diente de sierra) de la onda continua en un radar CW, se proporciona un sistema de radar FMCW de onda continua modulada en frecuencia. La modulación de frecuencia del CW tiene la ventaja de que también puede determinarse la distancia a un objeto detectado. Un sistema de radar FMCW de este tipo se conoce a partir del documento US 3.789.398. El radar FMCW está motivado principalmente
15 por el hecho de que minimiza la relación de potencia cresta a media para la señal de transmisión de radar. Sus aplicaciones son por lo tanto como un radar de susurro, usado para anular la detección de la señal de radar. Los circuitos para reducir la interferencia procedente de las pérdidas de transmisor en los transceptores se conocen a partir del documento WO 2009/156510, "A digital leakage cancellation scheme for monostatic FMCW radar", MICROWAVE SYMPOSIUM DIGEST de 2004 IEEE MTT-S INTERNATIONAL FORT WORTH, TX, USA 6-11 DE
20 JUNIO DEL 2004, PISCATAWAY, NJ, USA, IEEE, PÁGINA(S) 747 - 750 y del documento US 2006/0273952.

Sin embargo, el radar FMCW está limitado a dicha función de radar y carece de cualquier capacidad multifuncional.

Además, el radar FMCW presenta una mala cohabitación de señales entre su función de radar y las señales de entorno.

25 Por lo tanto, existe la necesidad de una disposición de transmisor/receptor mejorada que elimine los inconvenientes mencionados anteriormente.

Sumario

30 El objeto de la presente invención es proporcionar una disposición de transmisor/receptor de banda ancha de la invención para transmitir y recibir ondas electromagnéticas, y un procedimiento para transmitir y recibir ondas electromagnéticas de banda ancha, donde se eviten parcialmente los problemas mencionados anteriormente. Este objetivo se consigue por las características de la parte caracterizadora de la reivindicación 1.

Dicho objeto se consigue adicionalmente por la parte caracterizadora de la reivindicación 15, en la que dicho procedimiento comprende las etapas de generar una forma de onda arbitraria dentro de un ancho de banda dado por medio de un generador de forma de onda arbitraria AWG digital conectado a un transmisor, encaminar una señal de transmisor desde dicho transmisor a una disposición de antena y una señal incidente en dicha disposición de
35 antena a un receptor, y aislar dicha señal de transmisor de dicha señal de receptor, por medio de un aislador analógico conectado a dicha disposición de antena, dicho transmisor y dicho receptor, cancelando cualquier señal de transmisor residual en dicha señal de receptor por medio de al menos una.

Se consiguen ventajas adicionales implementando una o varias de las características de las reivindicaciones dependientes.

40 La disposición de transmisor/receptor de banda ancha de la invención sirve como núcleo para un sistema de radar, vigilancia y comunicación multifuncional. El sistema es, debido a su excelente anulación de pérdidas, específicamente adecuado cuando se requiere un equipo compacto, por ejemplo en aplicaciones UAV vehículos aéreos no tripulados de tamaño pequeño o medio. La disposición de transmisor/receptor de la invención también conduce a un reducido peso y volumen en comparación con el equipo de radar pulsado, y porque la potencia de pico
45 de transmisor se reduce usando el radar CW.

La presente invención pretende combinar la función de radar con otros usos de recepción y transmisión de señales electromagnéticas. Un requisito fundamental es que el radar no sea pulsado como un radar ordinario, sino que opere sobre un principio de forma de onda continua, es decir, como el radar FMCW. Sin embargo, en contraste con el radar FMCW, la idea misma de la invención es que se debe permitir que la forma de onda sea arbitraria y, por
50 ejemplo, modulada para servir como una señal de comunicación, mientras sigue cumpliendo su función como señal de transmisión de radar. En este sentido, los diseños de radar FMCW conocidos son poco útiles. De hecho, el reto principal del radar de onda continua es conseguir el aislamiento entre transmisión y recepción y los procedimientos para hacerlo en la presente invención son muy diferentes de los del radar FMCW.

La capacidad multifuncional de la disposición de transmisor/receptor de banda ancha de la invención de acuerdo con la invención incluye proporcionar:

1. Funciones de radar que proporcionan microondas y/o un radar de apertura sintética SAR de baja frecuencia.
2. Vigilancia pasiva del entorno de señal para establecer transmisiones en curso.
- 5 3. Capacidad de comunicación para el radar de enlace descendente y/o datos de vigilancia pasiva adquiridos por la disposición de transmisor/receptor.
4. Servicio de retransmisión de comunicación entre diferentes localizaciones/objetos, por ejemplo, entre unidades de tierra, para ampliar el intervalo de enlaces de comunicación de tierra.

10 La banda ancha en este concepto implica que el sistema cubre anchuras de banda de al menos un orden de octava con una frecuencia central en cualquier lugar de VHF hasta bien entrado en la región de microondas, es decir, 50 MHz - 5 GHz.

15 A continuación, se describirán aspectos de la disposición de transmisor/receptor de la invención con respecto a la operación de radar y la cohabitación de señales. También se describirán aspectos de la disposición de transmisor/receptor con respecto a la vigilancia pasiva y la comunicación, pero no al mismo nivel de detalle técnico. De hecho, es obvio para un experto en el campo de la tecnología de radar y la comunicación de RF cómo adoptar la posibilidad de formas de onda arbitrarias con el fin de dejar que éstas contengan señales de enlace descendente de datos y de radar modulados. Además, la capacidad de recepción de señal de banda ancha continua permite la vigilancia pasiva de señales. Finalmente, la combinación de la operación continua y la generación de formas de ondas arbitrarias permiten una variedad de servicios de retransmisión de comunicaciones entre diferentes localizaciones en las que el radar imita y repite la modulación específica que explota el canal de comunicación.

20 La disposición de transmisor/receptor de la invención proporciona un nivel mejorado de cohabitación de señales entre la función de radar y las señales de entorno. Las mejoras son posibles tanto en que el radar no provocará una interferencia fuerte en la comunicación, y en que el radar será robusto con respecto a la interferencia provocada por las señales de comunicación.

25 La cuestión de la cohabitación se refiere a maneras de:

1. Mitigar la interferencia provocada por el radar a estos otros servicios, y
2. Mitigar la interferencia de estos servicios en la operación de radar.

30 Las cuestiones de cohabitación tienden a ser importantes para todas las frecuencias de radar, ya que los usos competidores del espectro se extienden hacia arriba en frecuencia para establecer las bandas de radar de microondas. Sin embargo, la cuestión de la cohabitación es específicamente crucial para las frecuencias inferiores a aproximadamente 1 GHz. Una gran parte de todos los servicios de comunicación están localizados en esta banda. Un SAR que opera por debajo de 1 GHz y con anchos de banda del orden de 100 MHz tiene la capacidad de penetrar la tierra y la vegetación, y detectar de este modo objetos y estructuras ocultas de los sensores ordinarios. Hay un conflicto evidente en que la comunicación y este tipo de radar comparten las mismas frecuencias. Una aplicación de la presente invención es moderar este conflicto.

35 Considérese la mitigación de interferencia de cohabitación de tipo 1. Esta podría reducirse potencialmente si se proporciona al radar la capacidad de recibir e inmediatamente repetir las señales incidentes. Esto tendrá un efecto similar en un canal de comunicación como efectos de trayectos múltiples a los que los esquemas de modulación de comunicación deben ser significativamente robustos. Las técnicas de modulación digital modernas como OFDM son específicamente robustas.

40 Considérese la mitigación de interferencia de cohabitación del tipo 2. En cuanto a la robustez del radar con respecto a la interferencia de señal de entorno, existen diversos esquemas. La interferencia de banda estrecha puede eliminarse creando una marca correspondiente a la banda de comunicación en el espectro de intervalo (o "tiempo rápido"). Para la interferencia de banda ancha, por ejemplo, la difusión de televisión modulada digitalmente, este procedimiento resulta en una degradación seriamente grande de datos de radar y calidad de imagen SAR. Los esquemas de rechazo mejores son usar, o la anulación o el marcaje bidimensional. Este último procedimiento puede aplicarse directamente cuando la señal de radar se adapta a las señales incidentales como se ha descrito. Esto es de hecho la esencia de la solicitud de patente WO 2004/097451, en la que el radar imita una señal de televisión analógica, de tal manera que la señal de televisión recibida tendrá un ancho de banda Doppler cercano a cero (o "tiempo lento") en el procesamiento de señal SAR. Por lo tanto, puede tener una marca bidimensional, es decir, marcado tanto en el intervalo como en el espectro de tiempo lento.

45 La anulación, como un procedimiento de mitigación de interferencias de tipo 2, se adapta bien a las señales moduladas digitalmente con una corrección de error incorporada. La anulación puede aplicarse como y cuando la señal de respuesta de tierra de radar sea tan débil que la decodificación y la corrección de errores recuperarán completamente la señal de interferencia. A continuación, esto puede por lo tanto codificarse, restarse y mitigarse de nuevo en la señal recibida global.

La situación de la señal de respuesta de radar que es débil en comparación con la señal de interferencia es lo que comúnmente se experimenta. También es la condición para el esquema de adaptación de señal de transmisor a la señal entrante, ya que esto retransmitirá la señal de respuesta de radar, que no debe perjudicar la decodificación de la señal de interferencia retransmitida. Por lo tanto, un esquema adecuado sería adaptar los niveles de potencia de transmisor de manera que la respuesta del radar siga siendo una pequeña parte de cualquier señal de entorno para la que se desee evitar provocar una interferencia.

Para conseguir las capacidades de robustez mencionadas anteriormente, el radar de acuerdo con la invención debería capturar completamente las señales de interferencia y retransmitirlas sin interrupción. Por lo tanto, el radar debería operar en un principio de forma de onda de transmisión continua, y ya que se requiere que el radar tenga una capacidad para retransmitir cualquier señal incidente, debe apartarse de la operación continua y tener la capacidad añadida de ser capaz de transmitir formas de onda de manera arbitraria. Tal radar, que es el núcleo de la invención, se llamará radar AWCW de onda continua de forma de onda arbitraria. Un candidato importante para la aplicación es un sensor compacto y multifuncional a bordo de los UAV. La pequeñez de los UAV, para los que la invención se considera en particular, es de hecho un factor importante que permite la realización del radar AWCW. El radar operará a intervalos cortos, es decir, con una potencia de transmisor baja.

El concepto de transmitir una onda arbitraria no es nuevo. Se usan formas de onda normalmente arbitrarias en la señal de ruido pseudo-aleatoria de sentido, repetida en una forma fija de pulso a pulso. Sin embargo, la presente invención lanza el nuevo concepto de que la forma de onda puede ser totalmente no repetitiva durante cualquier longitud de tiempo y de hecho ser capaz de copiar continuamente las señales incidentes que se retransmiten y se usan como parte de una forma de onda de transmisión total. Además, esta invención lanza el concepto de que esta forma de onda no repetitiva puede transmitirse continuamente sin interrupciones para recibirse como en un radar pulsado ordinario. La forma de onda arbitraria se genera adecuadamente por un generador de forma de onda arbitrario, que sintetiza las formas de onda usando técnicas de procesamiento de señales digitales.

Evidentemente un dispositivo de radar AWCW tiene aparte de sus aplicaciones como radar también la capacidad de actuar como un enlace de comunicación, que es una consecuencia inmediata de su capacidad de copiar continuamente las señales incidentes en la forma de onda transmitida. Además, ya que la forma de onda de transmisión es arbitraria, puede modularse para transportar información de datos de sensor y, por lo tanto, usarse para enlazar descendientemente estos datos. Ya que el radar AWCW opera con recepción continua también puede desempeñar un papel de realizar vigilancia de señales dentro de la banda de frecuencias para la que está diseñado. Esto se hace en paralelo sin ningún requisito de compartir tiempo o dividir de otro modo la capacidad del dispositivo de radar entre diferentes aplicaciones.

La teoría detrás de la disposición de transmisor/receptor de la invención en una aplicación de radar se explica a continuación. Supóngase que una señal de transmisor continua y arbitraria es $a(t)$ y supóngase que la señal recibida es $r(t)$. Se supone que la señal $a(t)$ tiene un ancho de banda B y se requiere que tenga dos propiedades básicas: para un período de tiempo T preseleccionado, se requiere que:

1. la señal $a(t)$ abarque B con la misma densidad de potencia durante cualquier intervalo de tiempo de longitud T .
2. la señal $a(t)$ no se repite en el sentido de que la correlación cruzada entre $a(t)$ y $a(t + nT)$; $N = 1, 2, \dots$ es uniformemente bajo para todos los tiempos t .

La reconstrucción de la reflectividad de intervalo $f(R, t)$, donde t es el tiempo lento de radar puede obtenerse en estas condiciones por correlación

$$f(R, t) = \int_{t-T/2}^{t+T/2} r\left(t' + \frac{R}{c}\right) a\left(t' - \frac{R}{c}\right) dt' \quad (I)$$

Debido a dicha propiedad básica 1, la fórmula (I) proporciona una resolución de intervalo limitado de ancho de banda con un nivel de lóbulo lateral dado. Se ve que si $a(t)$ hubiera sido periódico con el período T habría habido ambigüedades de intervalo con un periodo $\Delta R = cT/2$. Por lo tanto, la ausencia de tales ambigüedades se debe a dicha propiedad básica 2. La profundidad de supresión de las ambigüedades de intervalo está limitada por el producto BT de anchura de banda de tiempo de $a(t)$. De hecho, para formas de onda óptimas, la profundidad de supresión será igual a BT para todos los intervalos y tiempos. Una profundidad de supresión adecuada de 40 decibelios dB y $B = 1$ GHz correspondería a $T = 10 \mu s$.

Por (I), $f(R, t)$ se filtra a paso bajo a una frecuencia de tiempo lenta más alta $1/T$. El ancho de banda de tiempo lento necesario de $f(R, t)$ se establece mediante el ancho de banda Doppler de SAR. Cuando se usa la disposición de transmisor/receptor en un UAV basado en un radar SAR, éste es normalmente del orden de 100 Hz y, por lo tanto, significativamente menor que $1/T$. En el procesamiento SAR posterior, $f(R, t)$ se filtrará además a un paso más bajo para un ancho de banda correspondiente al recíproco del tiempo de integración SAR de posiblemente varios segundos. En cuanto a la interferencia, el grado de supresión dependerá de si la señal de transmisión se adapta a la

interferencia o no, como se ha tratado anteriormente.

Si la señal de transmisor no se adapta y por lo tanto no está correlacionada con una señal de interferencia, entonces la interferencia será suprimida por (I) como cualquier componente de ruido añadido a $r(t)$. En efecto, la relación de supresión se establece en parte por el promediado que se produce en (1) y en parte por el promediado del tiempo adicional $f(R, t)$ establecido por el ancho de banda Doppler. Por lo tanto, para un ancho de banda $B = 1$ GHz y un ancho de banda Doppler de 100 Hz, la tasa de supresión será de 80 dB para la interferencia, así como para el ruido. Una diferencia en esta capacidad de supresión entre un radar AWCW y, por ejemplo, un radar de frecuencia escalonada es que el receptor en un radar AWCW recibe el ancho de banda completo en todo momento, contrariamente a un radar de frecuencia escalonada, que recibe solo una subbanda, es decir, un escalón de la frecuencia total del ancho de banda de radar.

Si la señal del transmisor adopta, es decir, imita la interferencia dentro de las bandas de interferencia, entonces la interferencia será sustancialmente estacionaria en tiempo de radar lento. El procedimiento de mitigación de interferencias es, en este caso, reducir el ancho de banda de la interferencia dentro del espectro Doppler y marcar la interferencia bidimensional, tanto en el espectro de intervalo como en el Doppler. De este modo, la interferencia se elimina eficazmente, no solo se suprime. El impacto en la calidad de imagen SAR es pequeño ya que la cantidad de datos eliminados por el filtrado bidimensional es pequeña. En cuanto a la anulación, el nivel de supresión que puede conseguirse por este procedimiento se sumará a la profundidad de anulación que puede obtenerse cuando la señal de transmisión no se adapta, como se ha descrito anteriormente.

La principal preocupación del radar AWCW es obtener suficiente aislamiento entre las señales de transmisor y receptor. El aislamiento que puede conseguirse pone un límite en el nivel de potencia de transmisor admisible, ya que el aislamiento debería reducir este nivel al nivel de ruido de recepción determinado por el ruido de entorno o por el ruido del canal de recepción. Cuanto mayor sea el ancho de banda del radar, mayor será el nivel de ruido del canal de recepción. Por otro lado, el posible aislamiento disminuye con el aumento del ancho de banda, debido, por ejemplo, al intervalo dinámico reducido de convertidores analógico a digital ADC y de convertidores digital a analógico DAC que operan a altas tasas de muestreo.

El aislamiento de banda estrecha puede conseguirse por técnicas de anulación analógica, como se ilustra en los radares FMCW. Sin embargo, para el aislamiento de banda ancha, como se requiere en la disposición de transmisor/receptor de la invención, se requieren unos medios completamente desarrollados para la anulación digital. Se desvela un enfoque de aislamiento de banda ancha que comprende un esquema de anulación analógico y digital combinado que proporciona un aislamiento en tres etapas lógicas:

1. Una anulación analógica inicial en un aislador de la disposición transmisor/receptor, cuya anulación analógica se requiere que sea altamente lineal y estable en el tiempo y por lo tanto, que pueda caracterizarse con precisión por un modelo digital.

2. Una primera etapa de anulación analógica y digital, que elimina cualquier error de anulación analógico con respecto a una señal de transmisor digital, haciendo uso de que esto se conozca con precisión y también se conozcan con precisión las características del sistema de anulación analógica.

3. Una segunda etapa de anulación digital, que elimina el error de anulación analógico del ruido del transmisor haciendo uso de que este ruido es de una intensidad relativamente baja y por lo tanto puede convertirse AD con precisión.

No se requiere ningún modelo de transmisor preciso, ya que la etapa 3 se ocupa de tales errores de modelo. Obsérvese, sin embargo, que el aislamiento que puede conseguirse depende de dos requisitos contradictorios, es decir: A) la capacidad del sistema analógico para conseguir un alto grado de aislamiento por sí mismo y B) la caracterización del sistema analógico necesaria para obtener un alto aislamiento en las etapas 2 y 3. Caracterización en este caso significa que un sistema analógico puede estar diseñado posiblemente para proporcionar un alto grado de aislamiento, pero solo de tal manera que los residuos de pérdida sean menos lineales o menos estables en el tiempo. Por lo tanto, el grado de aislamiento que puede conseguirse en las fases de supresión digital estará limitado para un sistema de este tipo. Debe encontrarse una compensación adecuada entre la anulación analógica y digital.

Otro factor limitante es la precisión de los DAC requeridos. Por lo tanto, hay tres parámetros principales que limitarán el aislamiento, es decir, el nivel de aislamiento analógico, la caracterización de la anulación analógica y la resolución del DAC. La resolución ADC es una preocupación menor ya que las señales a convertirse en los convertidores-AD son todas de bajo nivel.

Breve descripción de los dibujos

La presente invención se describirá ahora en detalle con referencia a las figuras, en las que:

la figura 1 muestra los bloques de construcción de sistema del radar AWCW de acuerdo con la invención;
la figura 2 muestra las fases de reducción de pérdidas y de ruido en el receptor de acuerdo con la invención;

- la figura 3 muestra un diseño de aislador de acuerdo con la invención;
 la figura 4 muestra una disposición de antena del aislador de la figura 3 proporcionada en un UAV;
 la figura 5A muestra una disposición de calibración para determinar un modelo digital de un transmisor de acuerdo con la invención;
 5 la figura 5B muestra una disposición de calibración para determinar las características de una unidad de resta de acuerdo con la invención;
 la figura 5C muestra una disposición de calibración para determinar un modelo digital de una disposición de aislador y de antena de acuerdo con la invención;
 la figura 5D muestra una disposición de calibración para determinar las características de una unidad de resta de
 10 acuerdo con la invención.

Descripción detallada

A continuación, se muestra y describe solamente una realización de la invención, simplemente a modo de ilustración de un modo de realizar la invención.

15 La figura 1 muestra los bloques de construcción de sistema del radar AWCW de acuerdo con la invención. Un generador 1 de forma de onda arbitraria AWG digital alimenta un transmisor 19 que comprende un primer convertidor 2 digital a analógico DAC y un amplificador 3 de potencia. La señal generada por el AWG 1 se convierte de este modo en una señal analógica que se amplifica en el amplificador 3 de potencia. El transmisor 19 alimenta posteriormente una señal S1 de transmisor en un aislador 4 de RF, que sirve para controlar la dirección del flujo de la señal. El aislador 4 está conectado además a una disposición 5 de antena y a un receptor de tal manera que las
 20 señales S1 del transmisor 19 se encaminan por medio del aislador 4 a la disposición 5 de antena y se aíslan del receptor y las señales S2 incidentes en la antena se encaminan únicamente al receptor. El término aislador (4) se considera en el presente documento para abarcar cualquier tipo de dispositivo capaz de encaminar dichas señales S1, S2 y aislar la señal S1 de transmisor de que entre en el receptor, tal como el aislador, el circulador y las redes de divisor/combinador de potencia, etc.

25 Una señal S3 de receptor procedente del aislador se alimenta a una primera unidad 10 de resta a través de un primer atenuador 9. La señal S3 de receptor tiene al menos tres términos, a saber (a) cualquier señal S2 exterior incidente en la disposición 5 de antena, (b) reflexiones de antena y (c) pérdida de aislador.

Una primera señal S4 de anulación se genera alimentando la señal de forma de onda generada desde el AWG 1 a un modelo 6 digital del transmisor 19, a continuación a un primer modelo 7 digital del aislador 4, la disposición 5 de
 30 antena y una primera unidad 10 de resta, y a continuación a un segundo DAC 8. Dicha primera señal S4 de anulación se alimenta posteriormente desde el segundo DAC 8 a la primera unidad 10 de resta, que es una unidad 10 de resta analógica. Los términos (b) y (c) de señal mencionados anteriormente se eliminan en la primera unidad 10 de resta, en la medida en que el modelo 6 digital del transmisor 19 y dicho primer modelo 7 digital describen correctamente el comportamiento físico del transmisor 19, el aislador 4, la disposición 5 de antena y la primera
 35 unidad 10 de resta, es decir, cuán precisos representan las características de transferencia de dichos dispositivos 19, 4, 5, 10. Una discrepancia que forma al menos un ruido de transmisor es más probable que permanezca en la salida de señal de la primera unidad 10 de resta. La intensidad de la salida de señal de la primera unidad 10 de resta se reduce significativamente en comparación con los niveles de la señal S3 de recepción y la primera señal S4 de anulación alimentada a la primera unidad 10 de resta. La señal de nivel bajo emitida desde la primera unidad 10 de anulación se alimenta a un primer convertidor 11 analógico a digital ADC y posteriormente a una segunda unidad 12 de resta, que es una unidad 12 de resta digital.

Una segunda señal S5 de anulación se genera alimentando primero la salida del modelo 6 digital del transmisor 19 a un tercer DAC 13 cuya señal de salida se alimenta a una tercera unidad 15 de resta. Otra señal de entrada a la
 45 tercera unidad 15 de resta se suministra desde la salida del transmisor 19, que ha pasado a través de un segundo atenuador 14. La señal de salida de la tercera unidad 15 de resta corresponde por lo tanto a la diferencia entre el modelo 6 digital del transmisor 19 y la salida de transmisor real, es decir, cualquier ruido de transmisor no restado en la primera unidad 10 de resta debido a un modelo 6 digital inexacto del transmisor 19, entre otros. La señal de salida de la tercera unidad 15 de resta será convertida de analógica a digital en un segundo ADC 16 y alimentada posteriormente a un segundo modelo 17 digital del aislador 4, la disposición 5 de antena y la tercera unidad 15 de
 50 resta. Por lo tanto, esta señal coincidirá con el término de ruido de transmisor alimentado a la segunda unidad 12 de resta desde el primer ADC 11. Por lo tanto, la salida de la segunda unidad 12 de resta corresponderá a cualquier señal S2 incidente en la disposición 5 de antena, aparte de los errores mencionados anteriormente relacionados con las limitaciones de caracterización tratadas anteriormente y la resolución de los convertidores 2, 8, 13 digital a analógico primero, segundo y tercero, que limita también el posible nivel de anulación en las unidades 10, 15 de
 55 resta primera y tercera.

En consecuencia, la ruta de la primera señal S4 de anulación maneja con precisión la parte de gran amplitud de la anulación omitiendo la conversión analógica a digital. Esta omisión es posible debido a que se conoce la parte de gran amplitud de la señal. La ruta de la segunda señal S5 de anulación maneja los residuos, que son desconocidos pero tienen una pequeña amplitud y por lo tanto permiten que se conviertan de analógicos a digitales sin pérdida de
 60 precisión crítica.

Las señales S1 generadas por el transmisor 19 y acopladas al segundo atenuador 14 y emitidas por la disposición 5 de antena, así como las señales S2 recibidas por la disposición 5 de antena y acopladas al primer atenuador 9 son señales de alta intensidad, mientras que las señales S1 en la salida de la segunda unidad 12 de resta están justo por encima del nivel de cuantificación de ADC, es decir, el nivel de ruido interior de ADC. Todas las otras señales en el diagrama de bloques de la figura 1 son señales con niveles reducidos para no saturar los ADC 11, 16 primero y segundo.

Este razonamiento puede ilustrarse usando ejemplos numéricos:

Suponiendo un ancho de banda del sistema de 1 GHz y 3000 K (grados Kelvin) de temperatura de ruido interno y 30000 K de ruido externo, en el que el ruido externo elevado está provocado por una abundancia de interferencia. El nivel de ruido "kTB" se calcula de acuerdo con:

$$"kTB" = k_B T_s B_n$$

en la que "kTB" es la temperatura de ruido en vatios, k_B es la constante de Boltzmann (1.381×10^{-23} J/K, julios por grados Kelvin), T_s es la temperatura de ruido (K) Y B_n es el ancho de banda de ruido (Hz). El nivel de ruido interno "kTB" es por lo tanto -73 dBm y el nivel de ruido externo es -63 dBm. Considérese -70 dBm para que sea la potencia LSB (bit menos significativo) para el primer ADC 11. Si este primer ADC 11 tiene 9 bits, proporciona un nivel de potencia de entrada máximo permisible de aproximadamente -20 dBm. El intervalo dinámico ADC de 50 dB también se supone que es la precisión de los modelos digitales del sistema de radar.

Para el estado de los niveles de ruido de los convertidores analógico a digital DAC de la técnica de -70 dBm se supone que pueden conseguirse a un nivel de salida de 0 dBm. Por lo tanto, esto significa que los errores de DAC son -70 dB con respecto a la escala completa. Se supondrá que el amplificador 3 de transmisor emite 1 dBW, lo que requiere una ganancia de 30 dB. No se espera que un modelo digital de un amplificador de potencia sea muy preciso. Suponiendo un ruido de transmisor de 10 dBm que permita errores de modelado digital de transmisor. Esto corresponde a un factor de ruido de transmisor de 63 dB.

La figura 2 ilustra las fases de reducción de ruido y de pérdidas en el receptor, en el que el eje Y representa la potencia de señal en dBm y el eje X ilustra las partes secuenciales del receptor, por ejemplo "9" se refiere al primer atenuador 9, y "10" se refiere a la primera unidad 10 de resta, etc. Se supone que la pérdida del aislador es de -20 dB. Esto pone la pérdida 20 de señal de transmisor en la salida del aislador a 10 dBm, la pérdida 21 de ruido de transmisor a -10 dBm y el nivel 22 de ruido externo a -63 dBm.

Con un valor de 10 dB para el primer atenuador 9, la pérdida 20 de señal de transmisor llega a estar en paridad con el nivel de salida del segundo DAC 8, con lo que pueden cancelarse en la primera unidad 10 de resta. La pérdida 21 de ruido de transmisor en la salida del primer atenuador 9 es de -20 dBm, que es la escala completa para el primer ADC 11. Una señal de interferencia fuerte también puede producir -10 dBm en la salida del aislador y corresponder a la escala completa para el primer ADC 11.

Con una precisión de -70 dB para la resolución DAC y una precisión de -50 dB para dicho primer modelo 7 digital, la pérdida 20 de señal de transmisor se reduce en la primera unidad 10 de resta a -50 dBm. La pérdida 21 de ruido de transmisor no se reduce de su valor de escala completo y el ruido 22 externo se eleva a -70 dBm debido al ruido añadido desde el segundo DAC 8.

El segundo atenuador 14 debe tener un valor de 30 dB para reducir los niveles de señal de transmisor a 0 dBm. La señal S1 de transmisor de la salida del transmisor 19 y la salida del modelo 6 digital del transmisor 19 se cancelarán de este modo en la tercera unidad 15 de resta, mientras que el ruido del transmisor permanece sin mitigarse y en su valor después del segundo atenuador 14. Con la atenuación de 30 dB en el segundo atenuador 14 este valor es -20 dBm, que también será de escala completa para el segundo ADC 16. En la segunda unidad 12 de resta, se anulará el ruido del transmisor. La profundidad de anulación se proporcionará por el ruido de cuantificación de los ADC 11, 16 primero y segundo así como por la precisión de dicho segundo modelo 17 digital. Basándose en el rendimiento supuesto de los ADC 11, 16 primero y segundo, este valor es de -70 dBm.

En la parte de reconstrucción de intervalo, se reducen adicionalmente la pérdida 20 de señal de transmisor y la pérdida 21 de ruido de transmisor. De hecho, la pérdida 20 de señal de transmisor es una réplica de la señal de transmisión retrasada por su transmisión a través del sistema, así como distorsionada por las pérdidas incontroladas, la dispersión y otros efectos lineales, que en gran parte se cuidan por las correcciones digitales impuestas. El residuo de la pérdida 20 de señal de transmisor impuesto a la señal en la reconstrucción de reflectividad de tiempo-intervalo en la unidad 18 de extracción de señales permanecerá concentrado sin embargo a retardos muy cortos después de la transmisión y por lo tanto afectará principalmente a la señal para intervalos de radar muy pequeños, en los que no se esperan datos de radar relevantes. Al ser estable en el tiempo también será de banda estrecha en el espectro Doppler. En toda la pérdida 20 de señal de transmisor residual tendrá un efecto pequeño de hecho sobre los datos de reflectividad de intervalo reconstruido $f(R, t)$.

La pérdida 21 de ruido de transmisor residual se suprime en proporción al producto de ancho de banda de tiempo de

la reconstrucción de intervalo de la misma manera que cualquier otro componente de ruido añadido a la señal recibida.

Como se describe en este ejemplo, el principio de radar AWCW es el más adecuado para moderar la potencia de transmisión baja y, en particular, en la aplicación de tales radares que operan por debajo de 1 GHz, donde los niveles de ruido externos son elevados en comparación con el ruido de entorno puramente térmico.

Es evidente para los expertos en la materia que, con el fin de conseguir las capacidades de cohabitación y comunicación requeridas, la unidad 18 de extracción de señales debe contener medios para extraer sub-bandas de comunicación y para transferir e insertar estas señales en el AWG 1, como parte de la forma de onda transmitida. También es necesaria una capacidad para demodular las señales extraídas en algunos de los modos de cohabitación y comunicación. Por lo tanto, hay una parte digital del sistema que sin embargo es esquemáticamente obvia y por lo tanto no se muestra en la figura 3. Esta parte conecta la unidad 18 de extracción de señales y el AWG 1 y además contiene dispositivos de codificación y decodificación digitales adecuados, así como un controlador de sistema que guía la extracción de señal en la unidad 18 de extracción de señales, la generación de forma de onda en el AWG 1, y los procedimientos de codificación/decodificación, de acuerdo a como se requiera.

El aislador 4 es una parte crítica del diseño de radar AWCW. Para uno, es difícil conseguir un aislamiento de banda ancha analógico de cualquier profundidad significativa mediante un dispositivo de este tipo. Actualmente los requisitos de valor de aislamiento de al menos 20 dB se dictan por la precisión DAC de -70 dB supuesta.

El otro problema relacionado con el aislamiento puede caracterizarse de los componentes analógicos, lo que significa implícitamente su linealidad y tiempo de estabilidad. En cuanto a la linealidad, hay dos problemas relativos a la intermodulación y (ya que se requiere la operación octava) a la distorsión armónica. La precisión de estos aspectos debe ser del orden de -70 dB, es decir, el orden de la precisión DAC supuesta de 50 dB en el ejemplo anterior. Un grado muy alto de caracterización requiere normalmente componentes pasivos y materiales preferentemente lineales. Por lo tanto, los semiconductores y los materiales de ferrita pueden implicar limitaciones de linealidad y deberán usarse con especial precaución en la presente solicitud.

Los sistemas aisladores de banda ancha lineales pueden basarse en la anulación de señal. Un sistema de anulación de este tipo consiste en dos canales, que transmiten y reciben de forma independiente, pero que se anulan entre sí en cuanto a pérdidas de transmisor a través de cualquiera de los canales. En cuanto a obtener un alto grado de anulación en un sistema de banda ancha, el reto es los muchos grados de libertad a través de los que la función de transferencia de pérdida en los dos canales debe ser similar. Este número de grados de libertad se establece, básicamente, por el retardo que se produce en el sistema que programa el ancho de banda de la señal. Por lo tanto una circuitería de pequeña extensión se caracteriza normalmente por los retrasos cortos y una función de transferencia simple también en el caso de banda ancha. Para el radar AWCW que opera a frecuencias de microondas tradicionales, la extensión del propio sistema es normalmente de muchas longitudes de onda. Por debajo de 1 GHz, la extensión del sistema puede ser menor que el orden de longitud de onda. Sin embargo, en este caso, la extensión de la plataforma del radar se convierte en decisiva, ya que las antenas de baja frecuencia no son nunca muy directivas e interactuarán con la estructura de la plataforma en una extensión no despreciable. Resulta que, independientemente de la frecuencia, el sistema tendrá retrasos de varios períodos de las frecuencias en las que opera el sistema. Un sistema de ancho de banda de octava corresponderá de este modo con una función de transferencia de forma no trivial.

Hay una manera específica en la que puede realizarse un esquema de anulación de banda ancha de este tipo para la operación de aeronaves o UAV, y que sea muy adecuado para frecuencias por debajo de 1 GHz. El principio se basa en la simetría derecha izquierda del fuselaje y adopta dos canales de anulación, que son simétricos en este sentido. El dispositivo opera de manera simultánea tanto a la derecha como a la izquierda. Las pérdidas de señal de transmisor a través de cualquiera de los dos canales serán las mismas y las dos señales de pérdida pueden de este modo anularse entre sí. La figura 3 ilustra el principio.

En la figura 3, se describe una realización preferida de un sistema aislador de banda ancha, en el que el principio de anulación se basa en los circuladores 32, 36 primero y segundo, preferentemente unos híbridos de 90 grados, y un combinador 39 de potencia, preferentemente un híbrido de 180 grados. La señal S1 de transmisor del transmisor se alimenta a través de un divisor 31 de potencia a los puertos P11 de entrada de los híbridos 32, 36 de 90 grados primero y segundo. Dicho primer híbrido 32 de 90 grados alimenta a su vez a un primer elemento 34 de antena desde un puerto P12 acoplado, y un segundo elemento 33 de antena desde un puerto P22 transmitido. Dicho segundo híbrido 36 de 90 grados alimenta a su vez a un tercer elemento 38 de antena desde un puerto P12 acoplado, y un cuarto elemento 37 de antena desde un puerto P22 transmitido.

Los elementos 34, 33 de antena primero y segundo forman una antena 42 derecha, y los elementos 38, 37 de antena tercero y cuarto forman una antena 43 izquierda. La separación entre dichos elementos 33, 34, 37, 38 en cualquier antena 42, 43 es un cuarto de una longitud de onda en la frecuencia central. Por lo tanto, cada antena 42, 43 propagará la señal S1 de transmisor a lo largo del eje de separación entre los elementos 33, 34, 37, 38 de antena, y en la dirección de un retardo de fase generado por el hecho de que una señal alimentada al puerto P11 de entrada de un híbrido 32, 36 de 90 grados se suministrará al puerto P22 transmitido sin cambio de fase, mientras

que la misma señal se desplazará en fase $0 \rightarrow 90^\circ$ en su trayectoria desde el puerto P11 de entrada al puerto P12 acoplado. En consecuencia, la dirección del retardo de fase va desde el puerto P12 acoplado al puerto P22 transmitido, y la señal S1 de transmisor se propagará de este modo en la dirección de las flechas de bloque ilustradas en la figura 3.

5 La figura 4 muestra la disposición 5 de antena en un vehículo 44 aéreo, tal como un UAV. Cada antena 42, 43 está orientada de tal manera que el haz principal de propagación es ortogonal al plano central del fuselaje, con la antena 42 derecha propagando hacia la derecha y la antena 43 izquierda propagando hacia la izquierda del vehículo 44. Las antenas 42, 43 derecha e izquierda se localizan de una manera simétrica derecha/izquierda con respecto al plano central del fuselaje.

10 Las señales de retorno de la antena 43 izquierda se recogen del puerto P21 aislador del segundo híbrido 36 de 90 grados aisladas de la transmisión y se alimentan a un primer puerto P11 de entrada del híbrido 39 de 180 grados. Del mismo modo, las señales de retorno de la antena 42 derecha se recogen del puerto P21 aislador del primer híbrido 32 de 90 grados y se alimentan a un segundo puerto P21 de entrada de un híbrido 39 de 180 grados. El híbrido 39 de 180 grados comprende además un puerto P12 delta y un puerto P22 de suma. Debido a la función inherente del híbrido 39 de 180 grados, la señal de salida en el puerto P22 de suma es proporcional a la suma de las señales en los puertos P11, P21 de entrada primero y segundo, mientras que la señal de salida en el puerto P12 delta es proporcional a la diferencia entre las señales en los puertos P11, P21 de entrada primero y segundo. Por lo tanto las señales recogidas de las antenas 42, 43 derecha e izquierda se proporcionan sumadas y restadas con una modificación de fase general en dichos puertos P12 y P22 delta y de suma del híbrido 39 de 180 grados. El primer conmutador 35 está establecido para transferir la señal S1 de transmisor no afectada en cuyo caso el segundo conmutador 40 está establecido para alimentar la señal de diferencia al receptor de radar, o el primer conmutador 35 está establecido en un cambio de fase de 180 grados en cuyo caso el segundo conmutador 40 está configurado para alimentar la señal de suma al receptor de radar. En cualquier caso, el segundo conmutador 40 alimenta la señal restante fuera del híbrido 39 de 180 grados en una carga 41 resistiva.

25 Si no se producen reflexiones en los puertos P12, P22 acoplados y transmitidos en los híbridos 32, 36 de 90 grados, puede conseguirse una salida en el puerto P21 aislador de menos de -20 dB con respecto a la señal de entrada, también en aplicaciones de banda amplia. Sin embargo, como consecuencia de los desplazamientos de fase de 90° que se producen tanto en la dirección directa como reflejada en los híbridos 32, 36 de 90 grados primero y segundo, las reflexiones debido a la relación de onda de tensión permanente VSWR de los elementos 33, 34, 37, 38 de antena en la figura 3 se combinarán de manera coherente en los puertos P21 de aislador de los híbridos 32, 36 de 90 grados primero y segundo y por lo tanto provocarán residuos de pérdida. Por el contrario cualquier acoplamiento entre los elementos $33 \rightarrow 34$ y $34 \rightarrow 33$ de antena se anulan entre sí, al igual que el acoplamiento entre elementos $37 \rightarrow 38$ y $38 \rightarrow 37$ de antena en los puertos P21 de aislador de los híbridos 32, 36 de 90 grados primero y segundo. Los acoplamientos que van desde los elementos de antena de una antena a la otra no se cancelarán. Precisamente como la antena refleja éstas contribuirán de este modo a los residuos de señal en los puertos P21 de aislador de los híbridos 32, 36 de 90 grados.

30 Sin embargo, dada la simetría derecha izquierda de la disposición 5 de antena y el fuselaje, los residuos de pérdida en los puertos P21 de aislador de los híbridos 32, 36 de 90 grados son iguales en magnitud e iguales u opuestos en fase, en función del ajuste del primer 35 conmutador como se ha explicado. De este modo, siempre se anularán en la salida del híbrido 39 de 180 grados que alimenta el receptor de radar a través del conmutador 40. Esta conclusión es válida tanto para las reflexiones directas como para los acoplamientos que se producen en o entre los elementos 33, 34, 37, 38 de antena, y también cuando estos efectos se extienden para incluir todas las interacciones electromagnéticas con el fuselaje.

45 En aplicaciones por debajo de 1 GHz, los elementos 33, 34, 37, 38 de antena son normalmente monopolos o dipolos de banda ancha. Pueden estar vertical u horizontalmente polarizados. En la figura 3 están polarizados verticalmente y montados debajo del fuselaje UAV. Un mecanismo que haga que los elementos de antena puedan ser plegables o retráctiles puede ser necesario para su protección durante el despegue y el aterrizaje.

50 La propiedad omnidireccional de la radiación, creada por este tipo de aislador 4, puede aceptarse para las aplicaciones 2-4 mencionadas. Sin embargo, en particular en el caso del SAR (aplicación 1) se requiere unilateralidad para la formación de imágenes SAR no ambiguas. Tal unilateralidad puede conseguirse con tiempo extra. Los conmutadores 35, 40 primero y segundo proporcionan esta función. Mientras que la inversión de la polaridad de la señal S1 de transmisor va a un lado de la disposición 5 de antena, la polaridad de la señal de retorno se invierte para el mismo lado. Por la correlación de la ecuación (I) en la que se usa la misma señal de réplica de transmisor sin desplazamiento para ambos lados se obtiene o bien la suma o la diferencia $f_{Derecha}(R, t) \pm f_{Izquierda}(R, t)$ de las funciones $f_{Izquierda}(R, t)$, $f_{Derecha}(R, t)$ de reflectividad de radar derecha e izquierda. Al conmutar en un período suficientemente más grande que el ancho de banda Doppler (del orden de 100 Hz) las reflectividades que resultan pueden combinarse linealmente para extraerse individualmente $f_{Izquierda}(R, t)$, $f_{Derecha}(R, t)$.

60 Para la operación SAR, la conmutación debe ocurrir suficientemente rápido con respecto al ancho de banda de tiempo lento de la reflectividad de tierra. Una frecuencia de conmutación típica podría ser de 1 kHz. Por ejemplo, la conmutación puede hacerse simultáneamente con la tasa de símbolos OFDM de multiplexación por división de

frecuencia ortogonal en los esquemas de cohabitación con modulación OFDM de televisión.

5 La primera unidad 10 de resta se basa adecuadamente en un híbrido de 180 grados. En contraste con el aislador 4, la primera unidad 10 de resta es necesaria para conseguir un alto grado de anulación. Los niveles requeridos de anulación se obtienen mediante una pre-distorsión de la señal S1 de transmisor, realizada en el modelo 6 digital del transmisor 19 y dicho primer modelo 7 digital. Además de las características de transferencia del transmisor 19, el aislador 4, y la disposición 5 de antena, la pre-distorsión debe dar cuenta de la falta de perfección del híbrido de 180 grados que forma la primera unidad 10 de resta. La tercera unidad 15 de resta está diseñada de manera adecuada de la misma manera que un híbrido de 180 grados, y se somete a requisitos similares a los de la primera unidad 10 de resta.

10 La etapa de anulación en la segunda unidad 12 de resta se realiza enteramente digital. Dicho segundo modelo 17 digital sigue exactamente los mismos principios que el modelo 6 digital del transmisor 19, y dicho primer modelo 7 digital, pero está actuando sobre el ruido del transmisor. Todos los modelos 6, 7, 17 digitales incluidos en la disposición receptor/transmisor se implementan preferentemente como un filtro de respuesta de impulso FIR finita digital. Las características de este tipo de filtros y las técnicas para moldearles se conocen en general. Los expertos en la materia que tienen el beneficio de esta descripción serán capaces de desarrollar el software necesario para conseguir el filtro digital necesario para satisfacer las necesidades de su situación específica.

Conociendo las características de transferencia del sistema, la pre-distorsión se determina por la ecuación

$$y(t) = k_{11} a \sin(\omega t + \alpha + \gamma_{11}) + k_{12} b \sin(\omega t + \beta + \gamma_{12}) \quad (II)$$

20 En este caso $y(t)$ es la señal de salida de la primera unidad 10 de resta para cualquier frecuencia ω específica. El híbrido de 180 grados que forma la primera unidad 10 de resta se caracteriza por la transmisión dependiente de la frecuencia real, pero no negativa y las constantes k_{11} y k_{12} de acoplamiento, y los desplazamientos γ_{11} y γ_{12} de fase dependientes de la frecuencia. Para un híbrido de 180 grados $k_{11} \approx k_{12} \approx 1$, mientras que $\gamma_{11} \approx \pi/2$ y $\gamma_{12} \approx -\pi/2$. Por otra parte, a es la constante de transmisión agrupada dependiente de la frecuencia real, pero no negativa para el aislador 4 y el amplificador 3, y α el desplazamiento de fase dependiente de la frecuencia correspondiente. Con el fin de conseguir la anulación perfecta la distorsión necesaria de la señal S1 de transmisor en dicho primer modo 7 digital, deben imponerse las siguientes características de transferencia

$$b = \frac{k_{11} a}{k_{12}} \quad (III)$$

$$\beta = \pi - \alpha - \gamma_{11} - \gamma_{12}$$

La anulación resultante será perfecta hasta la precisión de la suposición (II), así como la precisión del segundo DAC 8.

30 Para conseguir una precisión suficiente de los filtros de anulación deberían calibrarse lanzando señales de prueba desde el AWG 1 a través del sistema. En principio, las señales de prueba pueden ser series de impulsos, consistiendo cada una de una sola muestra no nula transmitida por el AWG 1. El impulso se extenderá en el tiempo por los retrasos esperados en las partes analógicas del sistema. La separación de cada impulso en la señal de prueba debería ser suficiente para no provocar ambigüedades debido a esta difusión. La longitud de la serie de calibración debería elegirse de manera que cuando se añaden las respuestas de manera coherente los niveles de señales obtenidos estén muy por encima del ruido interno del sistema.

La medición de calibración determinará directamente los coeficientes del filtro FIR de los modelos 6, 7, 17 digitales que representan el sistema analógico que se somete a calibración. Mediante este procedimiento pueden determinarse dichos modelos 7, 17 digitales primero y segundo, así como el modelo 6 digital del transmisor 19.

40 Para una completa calibración se recomiendan cuatro configuraciones de calibración, estando estas cuatro disposiciones de calibración ilustradas en las figuras 5A - 5D. En la figura 5A, se genera una señal de prueba por el GTE 1 y se transmite a la unidad 18 de extracción de señales, que puede obtener directamente el modelo 6 digital del transmisor 19. Durante esta etapa de calibración, no se realiza ninguna transformación de la señal en el segundo modelo 17 digital. La precisión está limitada por la resolución del segundo ADC 16, y será relativamente basto. Sin embargo, el transmisor 19 necesita no determinarse con mucha precisión debido a la segunda unidad 12 de resta, que cancela el ruido del transmisor.

50 En la figura 5B, se determinan las características del híbrido de 180 grados que forma la tercera unidad 15 de resta y los coeficientes de pre-distorsión necesarios para su función como unidad de resta. La señal de prueba generada por el GTE 1 y aplicada al modelo 6 digital del transmisor 19 se alimenta a ambos puertos de entrada, uno por uno, de la tercera unidad 15 de resta, y posteriormente a la unidad 18 de extracción de señales, donde se obtienen las características del híbrido de 180 grados que forma la tercera unidad 15 de resta. Durante esta etapa de calibración,

no se realiza ninguna transformación de la señal en el segundo modelo 17 digital.

- 5 En la figura 5C, se determinan las características del aislador 4 y la disposición 5 de antena. Ya que se conoce tanto el modelo 6 digital del transmisor 19 y el segundo modelo 17 digital del híbrido de 180 grados que forma la tercera unidad 15 de resta, puede configurarse un bucle de anulación de ruido del transmisor. Las características del aislador 4 tienen que determinarse con el nivel de precisión de los ecos de radar reales, que por lo tanto tienen que separarse de las respuestas del aislador. Esto se realiza mediante la unidad 18 de extracción de señales donde toda respuesta del sistema estará esencialmente en el intervalo de cero, como ya se ha descrito en relación con la figura 2. Ya que las señales fuera del aislador 4 son débiles, la calibración requiere el amplificador 3 de potencia. Esto es posible con la anulación de ruido de transmisor de bucle activo.
- 10 Por último en la figura 5D, el híbrido de 180 grados de la primera unidad 10 de resta se caracteriza de una manera similar al híbrido de 180 grados de la tercera unidad 15 de resta, en el que se usan el primer modelo 7 digital del aislador 4 y la disposición 5 de antena determinados anteriormente.
- 15 Toda configuración de calibración diferente puede realizarse mediante conmutadores adecuados insertados para redirigir las señales como sea necesario. Por otra parte, las calibraciones se realizan adecuadamente con el sistema de radar AWCW in situ en la plataforma del radar, y con la plataforma de radar localizada en un entorno que corresponda a su campo predeterminado de uso, por ejemplo, el aéreo en caso de una aplicación SAR. De este modo, los efectos de la interacción de la antena con la estructura de la plataforma se tendrán plenamente en cuenta.
- 20 Como se comprenderá, la invención es capaz de una modificación en diversos aspectos obvios, todo ello sin alejarse del ámbito de las reivindicaciones adjuntas. Por ejemplo, el esquema de anulación de banda ancha también puede realizarse sin dicha tercera etapa de anulación digital cuando proceda, si puede tolerarse el aislamiento reducido, entonces el modelo 6 digital del transmisor 19 y dicho primer modelo 7 digital pueden integrarse en un único modelo digital. En consecuencia, los dibujos y la descripción de los mismos han de considerarse como de naturaleza ilustrativa, y no restrictiva.

REIVINDICACIONES

1. Una disposición de transmisor/receptor de banda ancha para transmitir y recibir ondas electromagnéticas, comprendiendo dicha disposición de transmisor/receptor:

5 un generador (1) de forma de onda arbitraria AWG digital conectado a un transmisor (19), en la que dicho generador (1) de forma de onda está configurado para generar una forma de onda arbitraria dentro de un ancho de banda dado,
 una disposición (5) de antena configurada para emitir una señal (S1) de transmisor, y para recibir una señal (S2) incidente, un receptor configurado para recibir una señal (S3) de receptor,
 10 un aislador (4) analógico conectado a dicha disposición (5) de antena, dicho transmisor (19), y dicho receptor, en la que dicho aislador (4) analógico está adaptado para encaminar dicha señal (S1) de transmisor desde dicho transmisor (19) a dicha disposición (5) de antena, y dicha señal (S2) incidente desde dicha disposición (5) de antena a dicho receptor, y para aislar dicha señal (S1) de transmisor de dicha señal (S3) de receptor,
 15 en la que dicho receptor está adaptado para anular cualquier señal de transmisor residual en dicha señal (S3) de receptor por medio de al menos un modelo (6, 7, 17) digital de al menos dicho aislador (4), dicha disposición (5) de antena, y dicho transmisor (19),
 dicha disposición de transmisor/receptor comprende además una primera unidad (10) de resta, que está configurada para restar una primera señal (S4) de anulación de dicha señal (S3) de receptor recibida desde dicho aislador (4), estando dicha primera señal (S4) de anulación recibida desde dicho al menos un modelo (6, 7) digital configurada para corresponder a un efecto previsto en dicha forma de onda de al menos dicho transmisor (19), dicho aislador (4) y dicha disposición (5) de antena,

caracterizada porque

25 dicha disposición de transmisor/receptor comprende además una segunda unidad (12) de resta, que está configurada para restar una segunda señal (S5) de anulación de una señal recibida desde una salida de dicha primera unidad (10) de resta, estando dicha segunda señal (S5) de anulación recibida desde dicho al menos un modelo (17) digital configurada para corresponder a al menos a un efecto previsto en un ruido de transmisor generado en dicho transmisor (19) de al menos dicho aislador (4) y dicha disposición (5) de antena.

2. La disposición de transmisor/receptor de banda ancha de acuerdo con la reivindicación 1, **caracterizada porque** dicho al menos un modelo digital comprende un primer modelo (7) digital de al menos dicho aislador (4) y dicha disposición (5) de antena, y un modelo (6) digital de dicho transmisor (19), en la que dicha primera señal (S4) de anulación corresponde a una señal de salida de dicho AWG (1) aplicada a dicho modelo (6) digital de dicho transmisor (19) y a dicho primer modelo (7) digital.

3. La disposición de transmisor/receptor de banda ancha de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones 1 o 2, **caracterizada porque** dicho al menos un modelo digital comprende un segundo modelo (17) digital de al menos dicho aislador (4) y dicha disposición (5) de antena, en la que dicha segunda señal (S5) de anulación corresponde a una representación digitalizada de dicho ruido de transmisor aplicada a dicho segundo modelo (17) digital.

4. La disposición de transmisor/receptor de banda ancha de acuerdo con la reivindicación 3, **caracterizada porque** dicha representación digitalizada de dicho ruido de transmisor está dispuesta para generarse por una tercera unidad (15) de resta, que está acoplada a dicho transmisor (19), y a dicho modelo (6) digital de dicho transmisor (19).

40 5. La disposición de transmisor/receptor de banda ancha de acuerdo con la reivindicación 4, **caracterizada porque** dichas unidades (10, 15) de resta primera y tercera son unidades de resta analógicas, **porque** dicho primer modelo (7) digital es un modelo digital de al menos dicho aislador (4), dicha disposición (5) de antena y dicha primera unidad (10) de resta analógica, y **porque** dicho segundo modelo (17) digital es un modelo digital de al menos dicho aislador (4), dicha disposición (5) de antena, y dicha tercera unidad (15) de substracción analógica.

45 6. La disposición de transmisor/receptor de banda ancha de acuerdo con cualquier reivindicación anterior, **caracterizada porque** dicho transmisor (19) comprende un primer convertidor (2) digital a analógico DAC acoplado a un amplificador (3) de potencia, en la que dicho primer DAC (2) está conectado a dicho AWG (1), y dicho amplificador (3) de potencia está conectado a dicho aislador (4).

7. La disposición de transmisor/receptor de banda ancha de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones 3 a 6, **caracterizada porque**

50 dicha primera unidad (10) de resta es una unidad (10) de resta analógica conectada a una salida de dicho aislador (4) a través de un primer atenuador (9), y a dicho primer modelo (7) digital a través de un segundo DAC (8),
 dicha segunda unidad (12) de resta es una unidad (12) de resta digital conectada a una salida de dicha primera unidad (10) de resta a través de un primer convertidor (11) analógico a digital ADC, y a dicho segundo modelo (17) digital, y **porque**
 55 dicho segundo modelo (17) digital está conectado a dicha segunda unidad (15) de resta a través de un segundo ADC (16), en la que dicha segunda unidad (15) de resta está acoplada a dicho amplificador (3) de potencia a

través de un segundo atenuador (14) y a dicho modelo (6) digital de dicho transmisor (19) a través de un tercer DAC (13).

- 5 8. La disposición de transmisor/receptor de banda ancha de acuerdo con cualquier reivindicación anterior, **caracterizada porque** dicho aislador (4) comprende un divisor (31) de potencia, un primer circulador (32) conectado a una antena (42) derecha de dicha disposición (5) de antena, un segundo circulador (36) conectado a una antena (43) izquierda de dicha disposición (5) de antena, y un combinador (39) de potencia, en la que dicho divisor (31) de potencia está configurado para recibir una señal (S1) de transmisor desde dicho transmisor (19), y para alimentar dichos circuladores (32, 36) primero y segundo, que están configurados para encaminar cualquier señal incidente en dichas antenas (42, 43) derecha e izquierda a dicho combinador de potencia, en la que dichos divisor (31) de potencia y combinador (39) de potencia están configurados para suministrar en una salida de dicho combinador (39) de potencia una señal de diferencia correspondiente a una diferencia entre dichas señales incidentes de antena derecha e izquierda, cuando dichas antenas (42, 43) derecha e izquierda se alimentan en fase, o una señal de suma correspondiente a una suma de dichas señales incidentes de antena derecha e izquierda cuando dichas antenas (42, 43) derecha e izquierda se alimentan en fase opuesta.
- 10 9. La disposición de transmisor/receptor de banda ancha de acuerdo con la reivindicación 8, **caracterizada porque** dicho aislador (4) comprende además:
- 15 un primer conmutador (35) configurado para conmutar la polaridad de una señal recibida desde dicho divisor (31) de potencia y alimentar a una de dichas antenas (42, 43) derecha e izquierda, de tal manera que dichas antenas (42, 43) derecha e izquierda puede alimentarse en fase, y en fase opuesta, y
- 20 un segundo conmutador (40) que conecta dicho combinador (39) de potencia con dicha salida de dicho aislador (4), y configurado para conmutar simultáneamente con dicho primer conmutador (35), de tal manera que encamina dicha señal de diferencia a dicha salida de dicho aislador (4) cuando dichas antenas (42, 43) derecha e izquierda se alimentan en fase, y encamina dicha señal de suma a dicha salida de dicho aislador (4) cuando dichas antenas (42, 43) derecha e izquierda se alimentan en fase opuesta.
- 25 10. La disposición de transmisor/receptor de banda ancha de acuerdo con la reivindicación 9, **caracterizada porque** dicho primer circulador (32) está formado de un primer híbrido de 90 grados conectado por un puerto (P11) de entrada a dicho divisor (31) de potencia, **porque** dicho segundo circulador (36) está formado de un segundo híbrido de 90 grados conectado por un puerto (P11) de entrada a dicho divisor (31) de potencia,
- 30 en la que uno de dichos híbridos (32, 36) de 90 grados primero y segundo está conectado a dicho divisor (31) de potencia a través de dicho primer conmutador (35), en la que dicha antena (42) derecha comprende unos elementos (34, 33) de antena primero y segundo, que están conectados a un puerto (P12, P22) acoplado y transmitido de dicho primer híbrido (32) de 90 grados, respectivamente,
- 35 en la que dicha antena (43) izquierda comprende unos elementos (38, 37) de antena tercero y cuarto, que están conectados a un puerto (P12, P22) acoplado y transmitido de dicho segundo híbrido (36) de 90 grados, respectivamente,
- 40 en la que dicho combinador (39) de potencia está formado por un híbrido de 180 grados, y en la que un primer puerto (P11) de entrada de dicho híbrido (39) de 180 grados está conectado a un puerto (P21) de aislador de dicho segundo híbrido (36) de 90 grados, un segundo puerto (P21) de entrada de dicho híbrido (39) de 180 grados está conectado a un puerto (P21) de aislador de dicho primer híbrido (32) de 90 grados, y unos puertos (P12, P22) delta y de suma de dicho híbrido (39) de 180 grados están conectados a dicho segundo conmutador (40), y en la que dicho segundo conmutador (40) conecta dichos puertos (P12, P22) delta y de suma con una carga (41) resistiva, y dicha salida de dicho aislador (4).
- 45 11. Vehículo (44) aéreo que comprende un fuselaje, que es simétrico especular con respecto a un plano central de dicho vehículo que divide dicho vehículo en una parte derecha e izquierda cuando se observa desde la parte trasera de dicho vehículo, **caracterizado porque** dicho vehículo (44) aéreo comprende dicha disposición de transmisor/receptor de banda ancha de acuerdo con cualquier reivindicación anterior, y **porque** dicha antena (42) derecha está dispuesta en dicha parte derecha de dicho vehículo (44), y **porque** dicha antena (43) izquierda está dispuesta en dicha parte izquierda de dicho vehículo (44), y **porque** dichas antenas (42, 43) derecha e izquierda están dispuestas simétricamente con respecto a dicho plano central.
- 50 12. Un sistema de radar AWCW de onda continua de forma de onda arbitraria, especialmente adecuado para proporcionar un SAR de microondas de alta resolución, y un SAR baja frecuencia, **caracterizado porque** dicho sistema de radar comprende dicha disposición de transmisor/receptor de banda ancha de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones 1-10, en el que una salida de dicha segunda unidad (12) de resta está conectada a una unidad (18) de extracción de señales para la reconstrucción de la reflectividad de intervalo.
- 55 13. Una unidad de comunicación de RF de banda ancha para recibir simultáneamente cualquier señal de comunicación de RF incidente y retransmitir dichas señales, **caracterizada porque** dicha unidad de comunicación comprende dicha disposición de transmisor/receptor de banda ancha de acuerdo con cualquiera de las

reivindicaciones 1-10, en el que dicha salida de dicha segunda unidad (12) de resta, que está configurada para corresponder a las señales de comunicación incidentes en dicha disposición (5) de antena, alimenta dicho generador (1) de forma de onda arbitraria digital para la retransmitancia sustancialmente inmediata de dichas señales de comunicación incidentes.

5 14. Sistema de radar, vigilancia y comunicación combinado, **caracterizado porque** dicho sistema comprende dicho sistema de radar AWCW de acuerdo con la reivindicación 12 y dicha unidad de comunicación de RF de la reivindicación 13.

15. Un procedimiento para transmitir y recibir ondas electromagnéticas de banda ancha, en el que dicho procedimiento comprende las etapas de:

10 generar una forma de onda arbitraria dentro de un ancho de banda dado por medio de un generador (1) de forma de onda arbitraria digital AWG conectado a un transmisor (19),
encaminar una señal (S1) de transmisor desde dicho transmisor (19) a una disposición (5) de antena y una señal (S2) incidente en dicha disposición (5) de antena a un receptor, y aislar dicha señal (S1) de transmisor de dicha
15 señal (S3) de receptor, por medio de un aislador (4) analógico conectado a dicha disposición (5) de antena, dicho transmisor (19), y dicho receptor,
anular cualquier señal de transmisor residual en dicha señal (S3) de receptor por medio de al menos un modelo (6, 7, 17) digital de al menos dicho aislador (4), dicha disposición (5) de antena y dicho transmisor (19),

caracterizado por

20 restar una primera señal (S4) de anulación de dicha señal (S3) de receptor recibida desde dicho aislador (4), estando dicha primera señal (S4) de anulación recibida desde dicho al menos un modelo (6, 7) digital configurada para corresponder a un efecto previsto en dicha forma de onda de al menos dicho transmisor (19), dicho aislador (4) y dicha disposición (5) de antena, por medio de una primera unidad (10) de resta,
restar una segunda señal (S5) de anulación de una señal recibida desde una salida de dicha primera unidad (10) de resta, estando dicha segunda señal (S5) de anulación recibida desde dicho al menos un modelo (17) digital
25 configurada para corresponder a al menos un efecto previsto en un ruido de transmisor generado en dicho transmisor (19) de al menos dicho aislador (4) y dicha disposición (5) de antena, por medio de una segunda unidad (12) de resta.

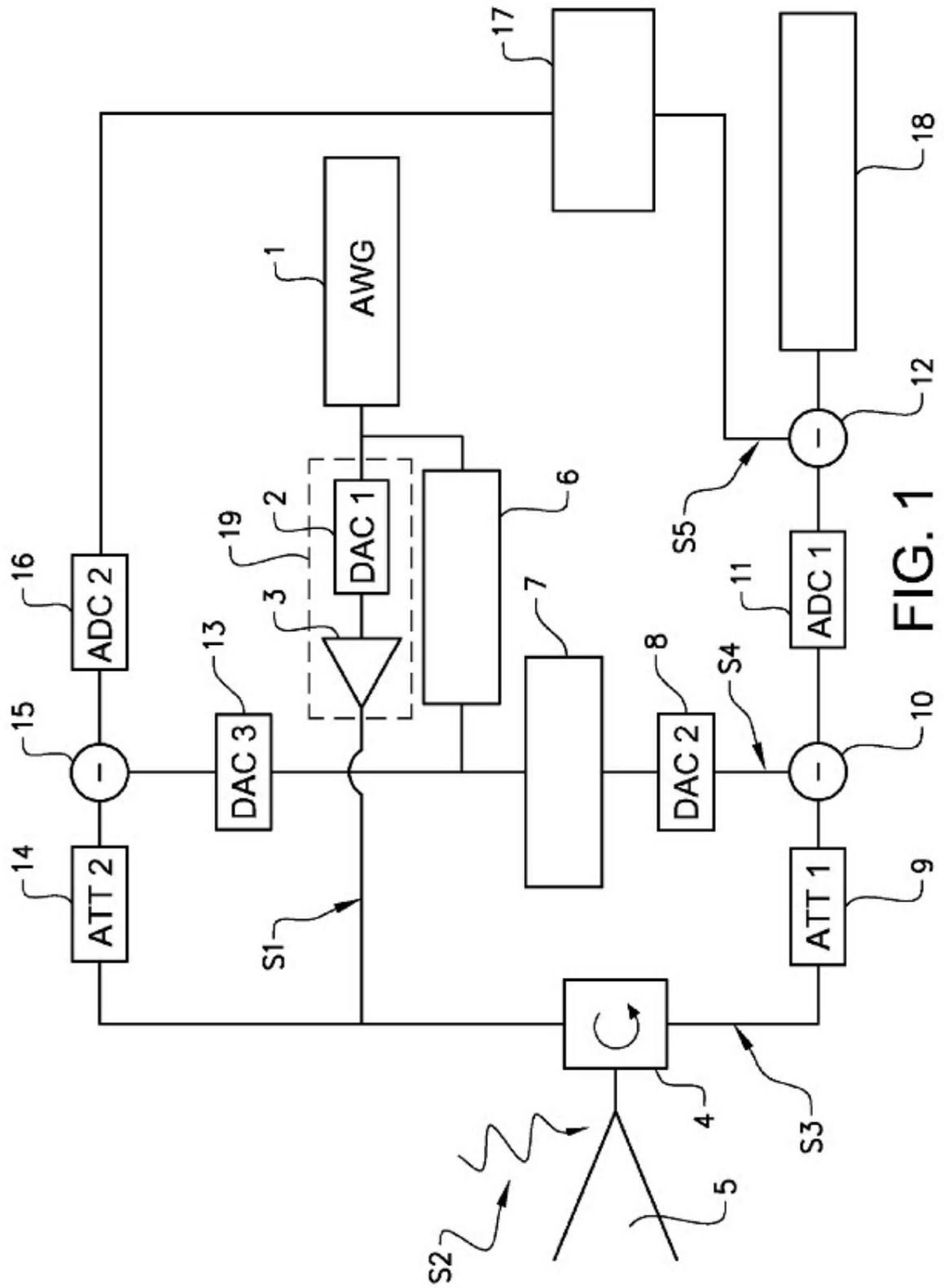


FIG. 1

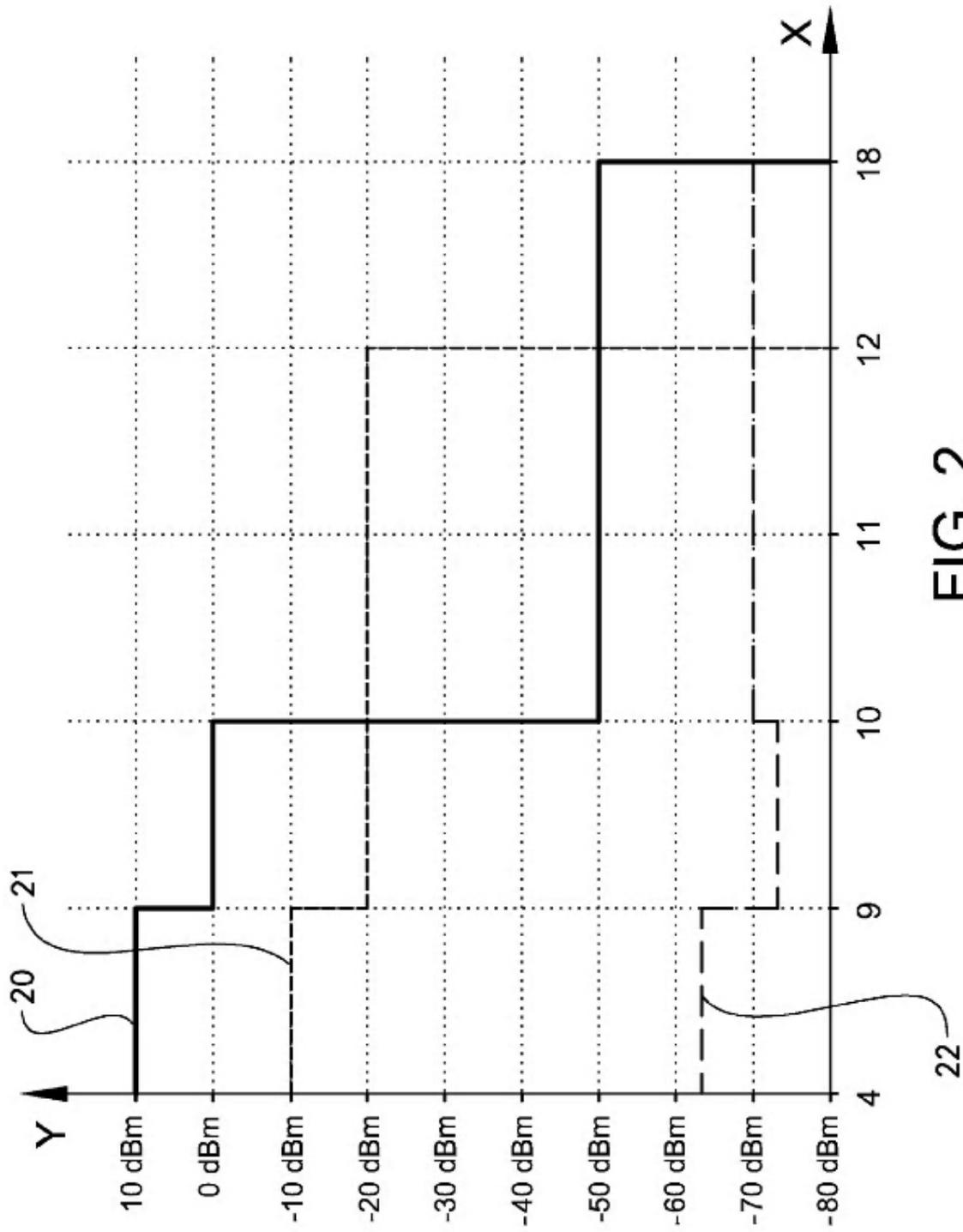


FIG. 2

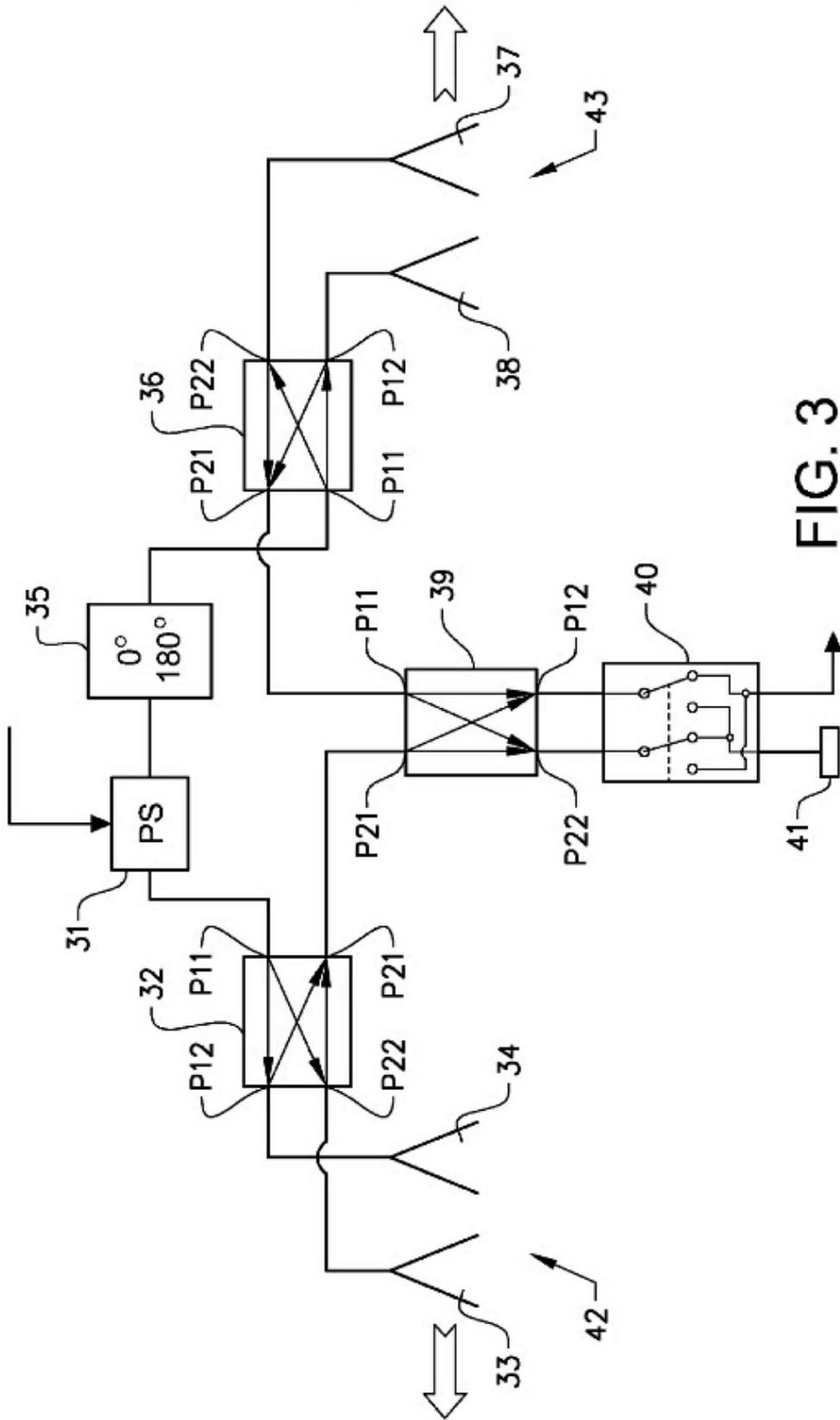


FIG. 3

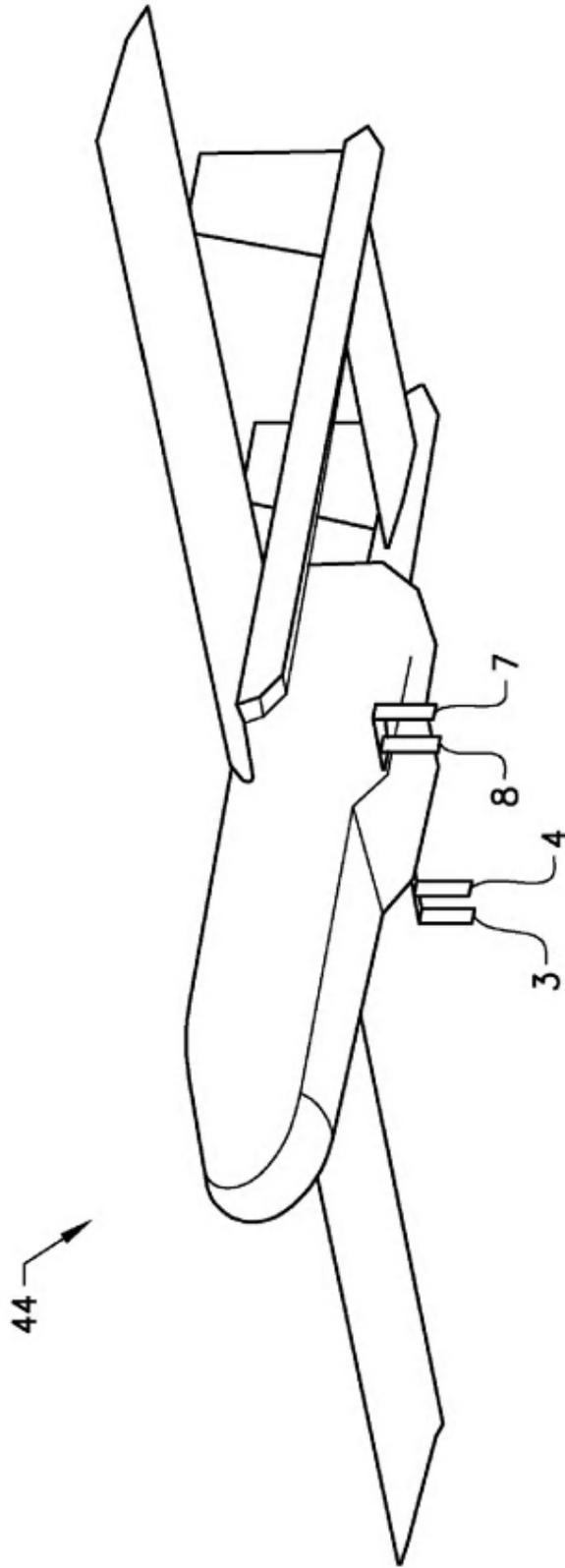


FIG. 4

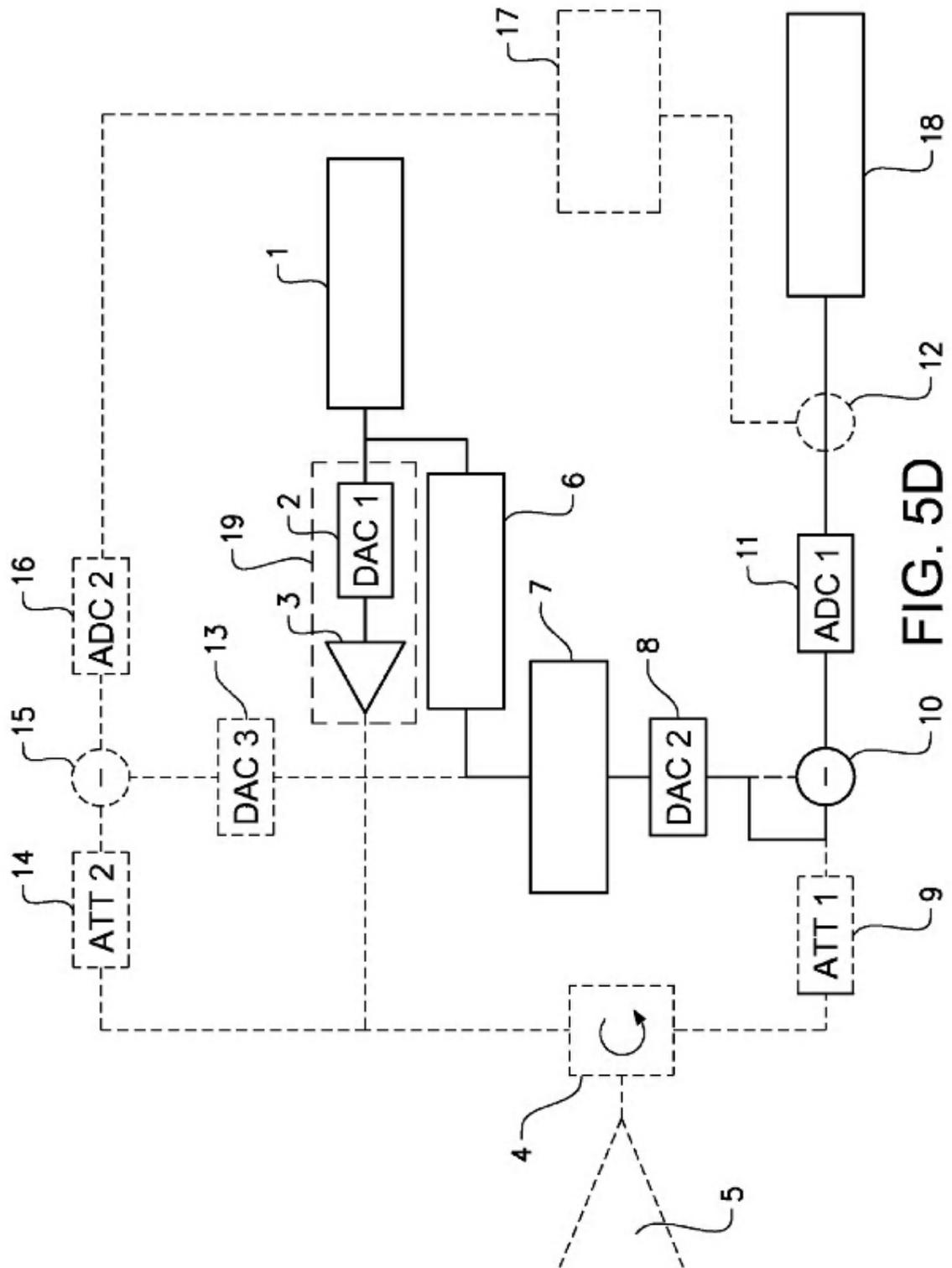


FIG. 5D