



19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA

11 Número de publicación: **2 353 145**

51 Int. Cl.:
H04B 7/185 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Número de solicitud europea: **07871002 .7**

96 Fecha de presentación : **29.06.2007**

97 Número de publicación de la solicitud: **2044703**

97 Fecha de publicación de la solicitud: **08.04.2009**

54 Título: **Cancelación de interferencias de satélite.**

30 Prioridad: **30.06.2006 US 817951 P**
24.08.2006 US 839860 P
18.12.2006 US 870609 P

45 Fecha de publicación de la mención BOPI:
25.02.2011

45 Fecha de la publicación del folleto de la patente:
25.02.2011

73 Titular/es: **R.F. MAGIC Inc.**
10182 Telesis Court 4th Floor
San Diego, California 92121, US

72 Inventor/es: **Goldblatt, Jeremy;**
Petrovic, Branislav y
Bargroff, Keith

74 Agente: **Fàbrega Sabaté, Xavier**

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

ANTECEDENTES**Campo de la invención**

5 Esta invención se refiere en líneas generales a la reducción de la interferencia en un sistema receptor de satélite que está causada por otras señales de satélite que están siendo recibidas y procesadas por el sistema.

Estado de la técnica

10

Las señales de radiodifusión por satélite se hacen espacialmente ortogonales por una combinación de diseño de la antena y sincronización de la señal para reutilizar el espectro de frecuencia de las señales. Se polarizan dos señales que comparten una frecuencia solapada cuando se transmiten para
15 permitir la separación en el receptor. Debido a las condiciones atmosféricas, las limitaciones del diseño de la antena, el plato de señal y la alineación de la antena, así como el aislamiento de la señal (interno al convertidor de bloque de bajo nivel de ruidos (LNB) o conmutador) es inevitable que los dos mecanismos de polarización de las señales que ocupan la misma frecuencia interfieran entre
20 sí. Un término común para esto es interferencia de polarización cruzada.

La patente de Estados Unidos Nº 5.760.740 de Blodgett, expedida el 2 de junio de 1998, titulada "Apparatus and method for electronic polarization correction", describe una disposición de circuito que aplica las señales de salida de la antena a un combinador en una amplitud y fase relativas
25 optimizadas para cancelar sustancialmente la energía de polarización cruzada recibida de una segunda señal electromagnética.

La patente de Estados Unidos Nº 4.106.015 de Beguin et al., expedida el 8 de agosto de 1978, titulada "Radar system with circular polarized transmission and adaptive rain depolarization compensation", describe un
30 aparato para detectar variaciones de fase entre dos canales recibidos y ajustar automáticamente la amplitud y fase de al menos uno de los dos canales para compensar los efectos de despolarización de la lluvia.

El documento EP 0 331 411 A2 divulga un circuito de cancelación de interferencia que elimina las señales de interferencia de otros sistemas de
35 transmisión. Se ajustan la amplitud y la fase de dos señales recibidas y se combinan las señales resultantes.

Desde la perspectiva de la antena de recepción y transmisión, las señales se polarizan con un componente solamente vertical o solamente

horizontal. La onda de cada señal viaja desde el transmisor al receptor en la misma orientación física exacta a la que dejó el transmisor. Existe una analogía en una filtración de luz solar simple usando lentes polarizadas donde la luz horizontal se ve orientando una lente polarizada de modo que el componente horizontal de la luz puede verse y se elimina el componente vertical. Por separado, cuando se rota otra lente polarizada 90 grados con relación a la lente previa, se transmite solamente la luz vertical. Una segunda lente de recepción que esté orientada igual que la lente de filtración rechazará la polarización opuesta y pasará solamente la polarización deseada. La selectividad de la antena en un sistema de satélite que usa polarización horizontal/vertical es similar al corolario de la luz.

El error de alineación de la antena, o en otras palabras, la desalineación de ángulo de la antena receptora, degrada el aislamiento por el factor $20 \cdot \text{LOG}(\text{ángulo de desalineación})$.

Además de los tipos horizontal y vertical de polarización, existen polarizaciones circulares hacia la derecha y hacia la izquierda donde una señal dada ocupa tanto la polarización vertical como la horizontal simultáneamente, siendo la diferencia la secuenciación entre las polarizaciones vertical y horizontal. La señal vertical retarda o guía la horizontal tanto en el tiempo como físicamente en el espacio para determinar la dirección de la polarización.

Después de despolarizarse en la antena, las señales se convierten en representaciones eléctricas indicadas en este documento como señal A y B, donde A es la señal eléctrica con la mayor parte de la señal originalmente polarizada hacia la derecha y B es la señal polarizada hacia la izquierda. O de forma equivalente, en un sistema diferente, la señal A es la señal eléctrica con la mayor parte de una polarización horizontal y B es de una polarización vertical.

Durante los momentos de lluvia intensa (atenuación por lluvia), la atenuación aumenta y se degrada más el aislamiento entre las señales polarizadas hacia la derecha y hacia la izquierda.

La eliminación de la contaminación cruzada entre las dos polarizaciones de señal tiene que corregirse por la degradación del aislamiento que se produce durante la transmisión y la recepción.

Además de la contaminación cruzada entre las polarizaciones de señal, los canales de señal pueden experimentar interferencias de otras fuentes. Una unidad exterior puede incorporar dos o más LNB para recibir señales de múltiples satélites posicionados en diferentes hendiduras orbitarias. La directividad de la antena receptora enfoca la señal principalmente desde un

satélite a un LNB. Las señales de radiofrecuencia (RF) o de frecuencia intermedia (IF) de los canales que ocupan frecuencias solapadas de otros satélites pueden causar interferencias. Esto puede llamarse interferencia cruzada de satélites o fuga. La interferencia puede proceder de otras fuentes en la unidad receptora. La señal de interferencia puede ser de canales repetidores que están alineados con la señal deseada o que tienen una desviación de frecuencia.

La salida del LNB acciona una unidad interior, que puede ser un descodificador, un centro multimedia u otro dispositivo que sintonice, desmodule y descodifique los programas de video.

El procesamiento adicional de la señal deseada puede verse afectado de forma adversa por interferencias no deseadas que provienen de la interferencia de polarización cruzada del mismo satélite o por interferencias de una señal de otro satélite. Existe la necesidad de un medio económico para cancelar los efectos de señales RF o IF interferentes presentes en una señal de satélite recibida.

RESUMEN DE LA INVENCION

La presente invención es un método y aparato para cancelar la interferencia entre dos o más señales recibidas por un receptor de satélite. Las señales procesadas para la cancelación de interferencia pueden ser dos señales que experimentan interferencia de polarización cruzada, señales que experimentan interferencia de otras señales de satélite, o una combinación de ambas fuentes de interferencia. Todas las señales que experimentan interferencia mutua se reciben simultáneamente y cada señal recibida es también una fuente potencial de interferencia para las otras señales. Se aplican ganancia y fase a las señales recibidas y las señales ajustadas en ganancia y fase ajustadas se combinan con las otras señales para provocar la cancelación por sustracción de las señales interferentes de las señales interferidas. La determinación de los valores de ganancia y fase necesarios para cancelar la interferencia puede conseguirse por diversos métodos, por ejemplo, usando la proporción onda portadora-ruido (C/N) como una indicación del nivel de interferencia. Se presentan diferentes métodos que pueden usarse para encontrar la ganancia y fase óptimas a aplicar a la señal interferente que maximicen la cancelación de la señal no deseada, minimizando de este modo la interferencia.

En una realización de la invención, se hace un cálculo del nivel de

potencia real de la interferencia presente en la señal deseada. La ganancia y la fase en la circuitería de cancelación se ajustan para cancelar la interferencia. Este método mide la C/N a dos niveles diferentes de potencia para un número predeterminado de fases. Los datos se interpolan para determinar los valores de fase y amplitud de corrección necesarios para conseguir la mayor C/N. La mayor C/N corresponde a la cantidad mínima de interferencia.

Una segunda realización de la invención aplica una ganancia predeterminada a la señal interferente y la sincroniza a través de un grupo seleccionado de valores de fase acoplando al mismo tiempo la señal interferente con la señal interferida. El valor de fase que produzca la C/N máxima se usa después para establecer la fase del circuito de cancelación. La ganancia aplicada a la señal interferente se ajusta después sobre un rango de valores para variar la amplitud de la señal de cancelación. El valor de amplitud que produzca en la mayor C/N se usa después para establecer la ganancia del circuito de cancelación.

La proporción onda portadora-ruido se mide por el desmodulador receptor. La invención es económica porque utiliza desmoduladores existentes en una caja decodificadora u otro dispositivo para determinar la C/N. Una unidad de control determina los ajustes de ganancia y fase correctos para la máxima cancelación de interferencia en base a los datos de C/N a partir de la caja decodificadora. La unidad de control puede estar alojada en la unidad exterior o en la caja decodificadora.

Cuando la señal interferente recibida se acopla a la trayectoria de la señal interferida, la señal acoplada debe ser coherente con la señal interferente original para que se produzca la cancelación. Si la frecuencia de dos señales recibidas se reducen a la baja mediante mezcladores accionados con osciladores locales asincrónicos antes de la circuitería de cancelación, las señales acoplada y original no serán coherentes. Un circuito de restauración de coherencia corrige el problema de coherencia. En un enfoque, el circuito de restauración de coherencia mezcla la señal interferente con el mismo LO que el usado por la trayectoria de la señal interferida. En un enfoque alternativo, el circuito de restauración de coherencia desvía la frecuencia de la señal acoplada por el error de frecuencia introducido por el proceso del mezclador para restaurar la coherencia entre la señal acoplada y la señal interferente original.

BREVE DESCRIPCIÓN DE LOS DIBUJOS

La Fig. 1 muestra un sistema receptor de satélite con cancelación de polarización cruzada de acuerdo con la presente invención.

La Fig. 2 muestra un circuito LNB típico para su uso con la presente invención, que usa un oscilador compartido entre las dos trayectorias,
5 conservando la coherencia de las señales convertidas.

La Fig. 3 muestra un circuito de cancelación de interferencia para su uso con la presente invención cuando la señal usada para la cancelación y la señal a cancelar son coherentes.

La Fig. 4 ilustra la presente invención usando elementos pasivos tales
10 como atenuadores variables y acopladores direccionales.

La Fig. 5 muestra las etapas para medir la fase y el nivel de amplitud de la polarización cruzada u otros tipos de interferencias.

La Fig. 6 muestra las etapas para establecer la fase y la amplitud para la cancelación de la señal interferente usando el método directo.

15 La Fig. 7 muestra un diagrama de bloques del procedimiento de cancelación por retardo en el tiempo.

La Fig. 8 muestra un sistema receptor de satélite que usa un circuito conmutador con cancelación de polarización cruzada a la frecuencia recibida, antes de cualquier conversión de frecuencia usando, por ejemplo, un circuito
20 como el mostrado en la Fig. 9.

La Fig. 9 muestra un diagrama de bloques de un circuito conmutador que utiliza cancelación de polarización cruzada "en frecuencia" de acuerdo con la presente invención.

La Fig. 10 muestra un diagrama de bloques de un circuito conmutador
25 que utiliza la cancelación de interferencia para cancelar la interferencia cruzada de satélite.

La Fig. 11 muestra un diagrama de bloques de una realización del circuito de cancelación de interferencia 1002 de la Fig. 10.

La Fig. 12 muestra un ejemplo de la circuitería de cancelación de
30 interferencia cuando las señales no son coherentes y tiene que restaurarse o crearse la coherencia.

La Fig. 13 muestra otra técnica para recuperar o crear la coherencia de las señales para una cancelación de interferencia óptima.

La Fig. 14 ilustra que tanto la cancelación de interferencia cruzada de
35 satélite como la cancelación de polarización cruzada para dos satélites puede conseguirse con el uso de la presente invención.

DESCRIPCIÓN DETALLADA DE LA INVENCION

El circuito de cancelación de la invención acepta dos señales que están afectadas por polarización cruzada o interferencia cruzada de satélite. Se proporcionan una trayectoria de señal A y una B. Cada trayectoria de señal sustrae una señal dirigida a través de un desviador de fase ajustable y un circuito de ganancia ajustable de la otra trayectoria de señal. La fase y la ganancia se establecen para cancelar la señal de la otra trayectoria. Añadir señal o combinar la señal es equivalente a conseguir la sustracción de señal ajustando apropiadamente la fase de la señal a sustraer.

Para que el método de cancelación funcione, la señal usada para la cancelación y la señal a cancelar deben ser mutuamente coherentes y estar en la misma frecuencia. Esto asegurará que la oposición de la fase sea independiente del tiempo y que se mantenga continuamente la cancelación. La coherencia puede perderse por un proceso de conversión de frecuencia. Si la cancelación se hace antes de cualquier conversión de frecuencia (en este documento mencionado como procesamiento "en frecuencia"), las señales interferente y de cancelación son coherentes, posibilitando de este modo el método de cancelación. Esto es cierto independientemente de si la interferencia proviene de polarización cruzada, satélite cruzado, o de cualquier otra fuente. Incluso con la conversión de frecuencia, la coherencia se mantiene si se produce la misma conversión de frecuencia en la señal interferente recibida y la señal interferida cuando se usan osciladores locales coherentes. Éste es el caso si se comparte el mismo oscilador, o si se usan diferentes osciladores de la misma frecuencia que son de fase sincronizada a la misma fuente de referencia. Si se usan osciladores no coherentes u osciladores coherentes de diferentes frecuencias, antes de poder aplicar el método de cancelación, debe restaurarse la coherencia. El método para restaurar la coherencia antes de la cancelación se analiza posteriormente.

La fase y ganancia apropiadas necesarias para conseguir la cancelación se obtienen de las mediciones de onda portadora-ruido (C/N) hechas en un dispositivo remoto, como la caja descodificadora (STB) o el descodificador receptor integrado (IRD). Usando los desmoduladores existentes localizados en el dispositivo remoto, el método de cancelación presentado es económico. La cancelación puede ser adaptable controlando la C/N y ajustando la ganancia y la fase para mantener la máxima C/N. Como alternativa, la medición de C/N también puede hacerse en la instalación por una herramienta instaladora que tiene la capacidad de detectar la C/N o de medir otras indicaciones de la calidad de la señal.

El nivel de polarización cruzada u otra interferencia se determina usando un método de interpolación midiendo la C/N a diferentes ajustes de fase y a diferentes niveles de potencia del circuito de cancelación de interferencia. Otro enfoque para determinar los parámetros de corrección necesarios es usar un
5 enfoque iterativo tal como el método de gradiente. Los parámetros de corrección necesarios, por lo tanto, se calculan y aplican a la fase y ganancia programables en el circuito de cancelación para eliminar la polarización cruzada o interferencia. Además, se elimina cualquier inexactitud de amplitud inherente en el desviador de fase. El circuito de cancelación de interferencia
10 puede estar localizado en una unidad exterior (ODU) que está en comunicación con una STB que hace mediciones y también recibe las señales corregidas.

En otra realización de la invención, se aplica un método diferente (en este documento mencionado como el método directo) cuando se determinan los parámetros de corrección necesarios. Este método evita los cálculos
15 complejos del método de interpolación descrito previamente. La señal de trayectoria alternativa B se inyecta a un nivel de potencia predeterminado por debajo del nivel de la señal primaria y se mide la C/N en cada etapa de fase para determinar la fase que produce la mejor C/N. La fase de la señal de trayectoria alternativa se establece a ese mejor ajuste de fase y después se
20 ajusta la potencia de forma oscilante a un nivel de potencia que consiga la mejor C/N. Los ajustes de fase y nivel resultantes proporcionan la máxima cancelación de la señal de interferencia no deseada.

El enfoque de inyectar una fase y nivel específicos de una señal interferente a partir de otra trayectoria de señal puede extenderse a varias
25 trayectorias de señal potencialmente interferentes. Una trayectoria de fase y ganancia ajustables deriva cada trayectoria de señal interferente e inyecta un nivel controlado de señal en la trayectoria corregida. La medición de la C/N u otra indicación de calidad se hace para determinar la mejor fase y ganancia de cada trayectoria de señal por separado. Puede corregirse la interferencia
30 causada en cualquier punto en la trayectoria hasta el punto de medición.

En escenarios en los que tiene que conseguirse la cancelación de forma simultánea a diferentes frecuencias dentro del rango de funcionamiento, por ejemplo, para optimizar la recepción de una multiplicidad de repetidores que ocupan un ancho de banda relativamente amplio o la banda completa, puede
35 necesitarse un ajuste de retardo (retardo eléctrico o en el tiempo de la señal, en oposición a la desviación de fase, a menudo llamado "retardo de fase") además del ajuste de fase. Típicamente, con el ajuste de fase solamente, puede obtenerse la fase óptima para la cancelación solamente en una única

frecuencia o en una banda estrecha de frecuencias. Fuera de una banda estrecha de frecuencias, la fase de la señal usada para la cancelación y la fase de la señal a cancelar divergirían entre sí. Es bien sabido que el desvío de fase es proporcional a la frecuencia, siendo el retardo la constante de proporcionalidad. Por lo tanto, cuando se recibe una banda ancha de frecuencias, las señales a grandes diferencias de frecuencia tendrán diferentes desvíos de fase antes de alcanzar el punto de cancelación de interferencia, a menos que los retardos en el tiempo de las dos trayectorias se ajusten a estas frecuencias. Si el valor de fase usado para la cancelación se determina a una de las frecuencias en la banda, entonces el valor de la fase no sería correcto para las otras frecuencias en esa banda, de nuevo a menos que los retardos en el tiempo se ajusten a todas las frecuencias. Además, el propio retardo puede no ser constante sobre la banda, es decir, puede mostrar alguna variabilidad a lo largo de la banda. Esto se menciona como "retardo de grupo" o "perfil de retardo de grupo". Típicamente, cuanto más estrecho es el ancho de banda relativo o fraccionario (definido como el ancho de banda dividido por la frecuencia central de la banda), más bajo es el perfil de retardo de grupo, por tanto más fácil es hacer coincidir los retardos. A mayores frecuencias, el ancho de banda fraccionario tiende a ser más estrecho. Por ejemplo, a frecuencia de banda Ku de 12 GHz, un rango de señal de 500 MHz es sólo aproximadamente el 4% de BW fraccionaria, mientras que el mismo rango de 500 MHz a frecuencia de banda L de 2 GHz representaría una BW fraccionaria del 25%. Típicamente, sería más fácil ajustar los retardos a lo largo de la BW del 4% que a lo largo de la BW del 25%.

En la presente invención, para conseguir la cancelación a lo largo de la banda completa, se añade un elemento de retardo programable y se realiza un ajuste del retardo. Para ajustar el retardo, se mide la C/N de dos o más canales, incluyendo preferiblemente los dos canales en cualquier borde de la banda. El retardo y el desvío de fase se ajustan, uno cada vez, hasta que se consigue la mejor C/N en los canales medidos. Utilizando un ajuste de retardo en el tiempo además del ajuste de amplitud y fase, puede determinarse la optimización de la cancelación en la banda completa simultáneamente en lugar de una optimización por canal (es decir, canal repetidor). Dependiendo del perfil de retardo de grupo y del nivel de ajuste de los retardos que se pueda conseguir, la profundidad de la cancelación de interferencia puede variar a lo largo de la banda. Puede no conseguirse un óptimo verdadero para todos los canales, pero se reduce la complejidad del sistema usando una trayectoria para la banda de frecuencia completa, provocando aún mejoras significativas en el

funcionamiento.

La circuitería y la técnica de cancelación de interferencia también pueden usarse para cancelar una interferencia a partir de una señal de otro satélite, mencionada como interferencia "cruzada de satélite". La señal A de un primer satélite puede contener una señal de interferencia B proveniente de un segundo satélite. La cancelación de la señal B en la señal A se realiza sustrayendo de la señal A una versión atenuada y de fase desviada de la señal B original.

Tradicionalmente, las unidades exteriores tienen una LNB que proporcionará una primera reducción de frecuencia a la baja de la señal. Una realización de la presente invención es proporcionar solamente una reducción a la baja y esta reducción a la baja se produciría después de la circuitería de cancelación de interferencia. Esta realización aseguraría que se mantuviera la coherencia de las señales (de un satélite) y produciría un sistema simplificado. Otra realización de la presente invención es aplicar la cancelación de interferencia después de la conversión de frecuencia, con la condición de que la conversión de frecuencia se realice de un modo coherente. Si no se conserva la coherencia en el proceso de reducción a la baja, otra realización más de la presente invención primero restaura la coherencia y después realiza la cancelación de interferencia.

La Fig. 1 muestra un sistema receptor de satélite con cancelación de interferencia de polarización cruzada. La unidad exterior esta compuesta por la antena 104, la LNB 106, la circuitería de cancelación de interferencia 108, el conmutador y la circuitería de traducción 110, y la unidad de control 112. En la unidad exterior (ODU), una antena 104 recibe las dos señales de polarización 102 (L) y 103 (R) y alimenta un convertidor de bloque de bajo nivel de ruidos 106 (LNB) que amplifica y reduce a la baja la señal de satélite de alta frecuencia a una señal de frecuencia intermedia (IF) inferior. La señal IF está habitualmente en un rango de 950 a 1450 MHz o en uno más ancho de 950 a 2150 MHz, que aún se considera radiofrecuencia (RF). Ambas señales de polarización están disponibles en la salida del LNB. En este ejemplo, el oscilador local (LO) es un tipo DRO (oscilador con resonador dieléctrico), típicamente usado en LNB. Una parte indeseable de la señal A está presente en la señal B, y una parte indeseable de la señal B está presente en la señal A. Se usa un circuito de cancelación de interferencia 108 para variar la fase y la ganancia de las dos señales de polarización alimentando la otra señal. Un conmutador 110 está presente en la ODU para acoplar cualquiera de las salidas del LNB en cualquier dispositivo remoto, en este ejemplo, se muestra

una caja descodificadora 114 (STB). La STB 114 recibe la señal IF y desmodula y descodifica la señal en uno o más canales de TV. La STB tiene una circuitería para medir la proporción onda portadora-ruido (C/N). La unidad de control 112 puede estar localizada en la ODU o en el dispositivo remoto. La

5 unidad de control, que puede incluir una unidad de procesamiento central (CPU) de microprocesador, ajusta la circuitería de cancelación 108 hasta que la magnitud y la fase de la señal de polarización cruzada produzcan la máxima C/N.

Como alternativa, la medición de la C/N puede realizarse en la ODU o en

10 cualquier otra parte del sistema, o puede realizarse usando una medición de la C/N con una herramienta instaladora en la instalación. La C/N puede medirse directamente usando técnicas muy conocidas. Una técnica es medir el radio de error de las muestras de datos recibidas alrededor de los puntos de constelación ideal relativas al radio de la constelación. Por ejemplo, en una

15 señal QPSK, los cuatro puntos de constelación ideales, nominales o centrales descansan sobre un círculo y cada punto de la constelación recibido tendrá una distribución de valores alrededor del punto ideal. El radio de error puede definirse, por ejemplo, como el radio de desviación típica alrededor de los puntos ideales. Como alternativa, puede calcularse el error cuadrado medio de

20 un grupo de puntos de constelación como una medida que es representativa de la C/N. La C/N puede medirse indirectamente a través de la medición del índice de error de bits o paquetes de la señal desmodulada.

La Fig. 2 muestra un circuito LNB convencional 106 para su uso con la presente invención, usando un LO compartido entre las dos trayectorias, una

25 disposición típica para ahorrar costes y reducir la complejidad. Un beneficio secundario de compartir el LO es que las señales reducidas a la baja permanecen coherentes, simplificando de este modo la cancelación de la interferencia cuando se realiza después de la mezcla. Si el LO no está compartido y en su lugar se usan osciladores de fase no sincronizada, las

30 señales tienen que hacerse coherentes para la cancelación óptima de interferencia, como se analiza a continuación.

La Fig. 3 muestra un circuito de cancelación de interferencia 108 para su uso con la presente invención para la cancelación de interferencia de polarización cruzada. Se aplican un desviador de fase ajustable 308 y una

35 ganancia ajustable 306 a la señal B y la señal resultante 314 (B'') se suministra a la trayectoria A. Asimismo, la desviación de fase y la ganancia se aplican a la señal A y la señal resultante 316 (A'') se suministra a la trayectoria B. Cuando se usa como circuito de cancelación, la fase y la ganancia se establecen para

cancelar la señal de polarización cruzada presente en la señal recibida ajustando la ganancia para que coincida con la amplitud y ajustando la fase a 180 grados a partir de la señal contaminante, que provoca la sustracción o cancelación. Cuando se usa en modo de medición, la fase y la ganancia se establecen para ensayar el nivel de contaminación. En una realización de la invención, la STB estima la proporción C/N y envía este valor para su procesamiento por la unidad de control que acciona la circuitería de cancelación de interferencia 108 típicamente localizada en la ODU. La comunicación entre la STB 114 y la ODU puede usar técnicas muy conocidas para la comunicación; incluyendo un control FSK o un control de equipo satélite digital (DiSEqC) más avanzado y habitualmente usado.

La circuitería de cancelación 304 muestra un ajuste del retardo en el tiempo opcional (τ) 310. El uso del ajuste del retardo en el tiempo depende de los requisitos del sistema, incluyendo el ancho de banda requerido de la señal de entrada.

Los parámetros de desvío de fase, ganancia y retardo en el tiempo son ajustables y el circuito de cancelación puede implementarse de tal modo que los parámetros sean programables o puedan cambiarse por circuitos analógicos o digitales muy conocidos.

La Fig. 4 ilustra la implementación de la circuitería de cancelación de interferencia 108 de la presente invención usando elementos pasivos. Dependiendo de los requisitos del sistema, los elementos activos de la Fig. 3 pueden remplazarse por dispositivos pasivos. Como las señales a sustraer (314 y 316) normalmente se espera que sean pequeñas en amplitud, y a un nivel inferior al de la señal interferente recibida, la circuitería de ganancia puede usar un atenuador variable pasivo. El circuito de sustracción 312 puede realizarse usando un acoplador direccional de línea de transmisión 402 muy conocido. Los acopladores direccionales pueden realizarse en técnicas de microbanda, línea de cinta, cable coaxial, o guía de ondas, o usando transformadores.

La Fig. 5 muestra las etapas de un enfoque de interpolación para determinar el nivel de fase y amplitud de la polarización cruzada o interferencia. Si el método de cancelación incluye el ajuste del retardo en el tiempo además del ajuste de la amplitud y la fase, el método mostrado en la figura y descrito a continuación puede expandirse para incluir el tercer parámetro de tiempo.

Se aplica una ganancia/amplitud predeterminada a la señal no deseada (interferente), por ejemplo, el nivel de potencia puede elegirse para que sea 10 dB menor que la señal deseada (interferida). A este nivel de potencia

predeterminado, la fase se sincroniza a través de varias fases diferenciadas (504). Se aplica un segundo nivel de potencia (506) y la fase se sincroniza a través del intervalo (508). Se muestra un bucle promediador (que usa M) de modo que pueden tomarse varias mediciones en cada ajuste de fase y nivel de potencia. El orden de la sincronización de fase y potencia puede invertirse, donde la potencia se conmuta entre los dos niveles en cada ajuste de fase. La promediación puede tomarse repetidamente en un ajuste o en posteriores ciclos del proceso de sincronización. El promedio puede obtenerse sumando nuevas lecturas al valor almacenado acumulado.

10 Las etapas son las siguientes:

1. Alimentar la señal B en la señal A a aproximadamente 10 dB de atenuación (potencia 1).

a. Medir la C/N y registrar.

b. Rotar la fase en la etapa de fase 1.

15 c. Repetir las etapas 1a a 1b hasta que se hayan aplicado todas las etapas de fase.

d. Aumentar la atenuación en p_{diff} dB (produciendo la potencia 2). P_{diff} es el tamaño de la etapa de nivel de potencia predeterminado.

20 e. Medir la C/N y registrar.

f. Rotar la fase la etapa de fase 1.

g. Repetir 1e a 1f hasta que se hayan aplicado todas las etapas de fase.

2. Determinar la etapa de fase en la que existe la máxima diferencia de C/N entre la potencia 1 y la potencia 2 y registrar los valores de potencia en la etapa de fase, p_{1max} y p_{2max} para esa etapa de fase. El valor de p_{1max} es la potencia en dBc al primer nivel de potencia cuando la fase se ajusta para conseguir la interferencia constructiva máxima; p_{2max} es la potencia en dBc al segundo nivel de potencia.

30 3. Hallar la etapa de fase en la que existe la diferencia mínima de C/N entre la potencia 1 y la potencia 2 y registra los valores de potencia en la etapa de fase, p_{1min} y p_{2min} para esta etapa de fase. El valor p_{1min} es la potencia en dBc al primer nivel de potencia cuando la fase se ajusta para conseguir la interferencia destructiva máxima; el valor p_{2min} es la potencia en dBc al segundo nivel de potencia.

35 4. Determinar el valor de p_{errmax} . De forma inherente al sistema, existirán diferencias de ganancia/atenuación entre las diferentes etapas de fase. Esta diferencia tendrá que calcularse a partir de los valores p_{1max} ,

p1min, p2max y p2min. El error resultante se llamará perrmax. El valor perrmax se define como la diferencia de potencia en el desviador de fase debido a la factibilidad de fabricación del desviador de fase. En desviadores de fase de banda ancha, la amplitud no es constante a través de las fases; en esta invención, esta imprecisión se compensa por el valor perrmax (en dB).

5 5. Calcular la potencia de la señal B en la señal A usando la función ptest mostrada en la siguiente Ecuación 1.

 Como la potencia relativa de la señal B en la señal A no se conoce de forma precisa, tendrá que calcularse usando p1max, p1min, p2max, p2min, y β .
 10 El valor β se define como la raíz cuadrada del valor equivalente lineal de perrmax (perrmaxLin). El resultado del cálculo será la potencia de la señal indeseada (señal B) relativa a la señal deseada (señal A); esto se llamará ptest. La Ecuación 1 muestra la fórmula para calcular ptest (el valor equivalente lineal de ptest se indica como ptestLin).

15

$$\text{Ecuación 1: } p_{\text{testLin}} = - ((\beta \cdot \alpha)(A - B) - \alpha^2 (C - A) - \alpha(B-A) + D - B) / E$$

Donde

$$\beta = \frac{1}{2 \cdot \alpha \cdot B - 2 \cdot \alpha \cdot A} \cdot (\alpha^2 \cdot A - \alpha^2 \cdot C - B + D - F)$$

α = la inversa de la raíz cuadrada del equivalente lineal de pdiff.

20 A = p1minLin donde p1minLin es el equivalente lineal de p1min.

B = p2minLin donde p2minLin es el equivalente lineal de p2min.

C = p1maxLin donde p1maxLin es el equivalente lineal de p1max.

D = p2maxLin donde p2maxLin es el equivalente lineal de p2max.

25 $E = \alpha \cdot (-\beta + (\beta - \alpha^2) + \alpha^2 - 1)$

$$F = (\alpha^4 \cdot A^2 - 2 \cdot \alpha^4 \cdot C \cdot A - 2 \cdot \alpha^2 \cdot A \cdot B - 2 \cdot \alpha^2 \cdot A \cdot D + \alpha^4 \cdot C^2 - 2 \cdot \alpha^2 \cdot C \cdot B - 2 \cdot \alpha^2 \cdot C \cdot D + B^2 - 2 \cdot B \cdot D + D^2 + 4 \cdot \alpha^2 \cdot B \cdot D + 4 \cdot \alpha^2 \cdot C \cdot A)^{1/2}$$

30 A continuación, se puede calcular la potencia de la señal B original en la señal A (o polarización cruzada o xpolar). Usando β , ptest, p1max, p1min, p2max, p2min, así como las cifras de pdiff a partir de lo anterior, puede calcularse la potencia de polarización cruzada.

35 6. Calcular la potencia de la potencia de polarización cruzada de la señal B en la señal A usando la función de polarización cruzada pxpole. La

Ecuación 2 muestra la ecuación para $pxpoleLin$ donde $pxpoleLin$ es el equivalente lineal de $pxpole$.

$$\text{Ecuación 2: } p_{xpoleLin} = [(B - D - \alpha^2 \cdot (1 - \beta^2) \cdot p_{testLin}) / (-2 \cdot (\beta + 1) \cdot \alpha)]^2 / p_{testLin}$$

5

Finalmente, si es necesario, puede estimarse la potencia del ruido del sistema en ensayo, usando β , p_{test} , $pxpole$, p_{1max} , p_{1min} , p_{2max} , p_{2min} , así como p_{diff} . La siguiente Ecuación 3 muestra la ecuación para $pnoiseLin$, el equivalente lineal de $pnoise$, reducido a términos usando los valores hallados previamente de $pxpoleLin$ y $p_{testLin}$.

10

$$\text{Ecuación 3: } p_{noiseLin} = A - (p_{testLin}^{1/2} - p_{xpoleLin}^{1/2})^2$$

Este proceso se repite para la otra señal, donde la señal A está alimentada en B y se toman mediciones. Se calculan la fase y la ganancia para cancelar la polarización cruzada de ambas señales. La cancelación de la señal de polarización cruzada es necesaria para ambas señales porque una o más cajas descodificadoras pueden estar recibiendo y procesando ambas polarizaciones simultáneamente.

15

En una realización alternativa, la C/N no tiene que medirse a todas las fases posibles. Por ejemplo, después de determinar una fase óptima inicial para la corrección, puede usarse un rango más estrecho de etapas de fase centrado sobre el valor de fase óptima inicial para rastrear cambios en el valor de fase óptima. Puede iniciarse una nueva búsqueda sobre un rango adecuado después de la instalación, o cambio de canal, o periódicamente, o en un momento programado cuando el sistema no esté siendo usado.

20

25

Los valores de corrección previos y los rangos de valores pueden almacenarse para establecer los límites superior e inferior para el rango de fases que se necesita buscar para la corrección óptima. Además, la secuencia para la cancelación de la polarización cruzada puede desencadenarse cuando se detecta una degradación de una cantidad predeterminada o adaptable.

30

La secuencia de cancelación puede degradar la señal viva. Realizar el procedimiento de cancelación durante los cambios de canal minimizaría la alteración causada por el procedimiento de cancelación.

35

Durante un periodo de mantenimiento de la cancelación de la polarización cruzada, se hace la medición de la fase y amplitud óptimas después de que la potencia de polarización cruzada sea suficientemente alta para ser detectada y medible como un cambio en la C/N. Después de tener

esta medición disponible, ahora puede usarse la señal de polarización cruzada de cancelación previa para determinar la amplitud y fase exactas de la presente degradación de polarización cruzada. Esto puede conseguirse rotando la fase y controlando la interferencia constructiva y destructiva, después cambiando la potencia por alguna cantidad conocida y midiendo de nuevo en las fases constructiva y destructiva y volviendo a realizar los cálculos matemáticos asociados con la determinación de la nueva fase de polarización cruzada y la magnitud relativa. La clave aquí es no degradar la C/N en más de lo necesario mientras el sistema está funcionando. Puede calcularse y aplicarse la fase correcta de estas mediciones, después puede aumentarse el nivel de señal midiendo al mismo tiempo la máxima cancelación de la señal de polarización cruzada.

Otro enfoque, en este documento mencionado como el método directo, determina la fase y ganancia correctas para cancelar la señal interferente midiendo directamente la C/N para cada ajuste de fase de interferencia, ajustando después la fase al valor óptimo y midiendo la C/N para diversos ajustes de ganancia de interferencia para establecer la ganancia óptima. Preferiblemente, la fase se establece con un nivel de potencia de ensayo a partir de la trayectoria interferente no deseada establecido por debajo del nivel de señal deseado, por ejemplo a -10 dBc con relación a la señal deseada. La fase se barre a través de todo el ajuste de fase potencial para determinar la fase que causa la cancelación máxima, por ejemplo, medida por la C/N en la caja descodificadora. La fase después se fija a ese nivel y la ganancia se ajusta de forma oscilante hasta el nivel que cause la máxima cancelación. Este enfoque de medición directa evita cálculos complejos para obtener los valores de fase y ganancia.

La Fig. 6 muestra las etapas para establecer la fase y la amplitud para la cancelación de la señal interferente usando el método directo. La señal no deseada se suma a la señal deseada, a través de una fase y trayectoria de ganancia programables, a un nivel de potencia relativa de aproximadamente la interferencia esperada, por ejemplo a -10 dBc con relación a la señal deseada (602). Se sincroniza el ajuste de fase y se registra la C/N en cada etapa (604). La fase se establece al valor en que se midió la máxima C/N (606), que corresponde a la interferencia mínima a la mayor cancelación. Cuando la señal inyectada es la fase opuesta a la señal interferente, se produce la cancelación. El nivel de potencia de la señal añadida se ajusta para hallar la máxima C/N (608). El sistema se hace funcionar a la fase y nivel de potencia que dieron la máxima C/N (610).

La interferencia puede provenir de otras señales de satélite que están siendo procesadas por la ODU o IRD. Una ODU con varias LNB, que pueden estar separadas o integradas en una unidad, crea una fuente de interferencia ya que varias señales de satélite de banda ancha de diferentes satélites se reducen a la baja en frecuencias solapadas. La interferencia puede introducirse en la bocina de alimentación, en el proceso de conversión, o en otros puntos en las trayectorias de la señal. Una interferencia puede ser dominante y por tanto requerir solamente una única trayectoria de inyección de señal no deseada. Si más de una interferencia es significativa, puede proporcionarse una trayectoria de inyección controlada de fase y ganancia para inyectar y cancelar múltiples señales.

La Fig. 7 muestra un diagrama de bloques de la operación de cancelación con retardo en el tiempo. Se introducen los retardos no deseados τ_1 y τ_2 por la amplificación y filtrado inicial es de las señales entrantes, por ejemplo, en el LNB. La salida de la señal retardada 702 puede mostrarse que es $\cos[w(t-\tau_1) + \phi_1]$ y la señal de salida 704 puede mostrarse que es $\cos[w(t-\tau_2) + \phi_2]$ donde ϕ_1 y ϕ_2 son desviaciones de fase resultantes. La señal de salida 706 de la circuitería de cancelación puede mostrarse como $\cos[w(t-\tau_2') + \phi_2']$ donde τ_2' es el retardo después del ajuste y ϕ_2' es la fase después del ajuste. Para una cancelación óptima, $(w\tau_1) - \phi_1$ es igual a $(w\tau_2) - \phi_2$ a todas las frecuencias de interés, lo cual sucede solamente cuando tanto los retardos como las fases son coincidentes, es decir $\tau_2 = \tau_1$ y $\phi_2 = \phi_1$. Si tiene que corregirse una banda ancha de frecuencias para la interferencia, el método de cancelación se realiza usando la medición de la C/N de al menos dos canales, preferiblemente los canales en los bordes de la banda. El retardo y los desvíos de fase se ajustan uno cada vez hasta que se consigue la mejor C/N en cada uno de los canales medidos.

La Fig. 8 es un diagrama de bloques de un sistema de dos satélites que usa el circuito de cancelación de polarización cruzada con un conmutador de alta frecuencia y circuito de traducción 800. En este caso, el LNB es reemplazado por un amplificador de bajo nivel de ruidos (LNA) de modo que no se realiza reducción a la baja antes de la cancelación de polarización cruzada. La cancelación de polarización cruzada se produce a la frecuencia original, por ejemplo a una frecuencia de banda Ku. Después de la cancelación de polarización cruzada, las señales se conmutan y la frecuencia se reduce a la baja. La conmutación se realiza a la frecuencia original de la señal y en este documento se menciona como conmutación "en frecuencia". La reducción a la baja puede ser tal que cada polarización ocupe una banda de frecuencia

diferente y las señales resultantes puedan combinarse en una única señal de banda superpuesta.

La Fig. 9 ilustra el circuito de cancelación con el conmutador "en frecuencia" y la traducción de frecuencia de la presente invención. En esta
 5 realización, las señales polarizadas son coherentes y puede usarse el circuito de cancelación ilustrado en la Fig. 3; no es necesaria la recuperación de la coherencia. En esta realización de la invención, una matriz conmutadora 902 selecciona dos o más señales entre las señales recibidas a la radiofrecuencia (RF) recibida. Las señales seleccionadas se reducen a la baja y se traduce la
 10 frecuencia, cada señal a una frecuencia de canal diferente. Las señales traducidas se combinan para formar una señal de canal superpuesto (CSS). La señal de canal superpuesto alimenta múltiples sintonizadores en cajas decodificadoras (STB). Como alternativa, las señales pueden ser de banda superpuesta, lo que consigue un sistema de traducción de banda (BTS) en
 15 cuyo caso pueden usarse filtros más simples. Se usa una única etapa de reducción a la baja, reduciendo de este modo la complejidad, los costes, y el ruido de fase, utilizando al mismo tiempo coherencia en frecuencia de las señales para una cancelación de interferencia óptima.

En un sistema que funciona con anchos de banda más amplios y sin
 20 ajustes de retardo 310, los circuitos de cancelación 108 y 1002 de las Fig. 9 y 10 respectivamente, tendrían que situarse después de los conmutadores en la matriz conmutadora 902, no antes de la matriz conmutadora 902 como se muestra en las figuras. Esto sería necesario para ajustar la fase óptima para el canal seleccionado en cada línea de salida. Este método sería menos eficaz,
 25 ya que cada línea de salida del conmutador requeriría un circuito de cancelación diferente con una guía de señal y conmutación complicadas. Si se usa el parámetro de retardo durante el procedimiento de cancelación, se comparte y simplifica la circuitería de cancelación.

La Fig. 10 muestra un diagrama de una configuración de sistema de dos
 30 satélites donde las entradas del LNA son las señales de polarización hacia la derecha y la izquierda de dos satélites. En esta realización de la presente invención, el circuito de cancelación de interferencia 1002 se usa para cancelar la interferencia cruzada de satélite. Las señales amplificadas se alimentan en el circuito de cancelación de interferencia cruzada de satélite (por ejemplo, el
 35 circuito 1002 de la presente invención mostrado en la Fig. 11). La salida del circuito de cancelación se filtra y la salida de los filtros se alimenta en el circuito 1000. El circuito 1000 consta de un bloque conmutador de matriz 902, un bloque reductor a la baja 1004, y la circuitería de control necesaria. Las salidas

del circuito 1000 pueden combinarse para crear una señal de canal o banda superpuesta donde puede usarse un único cable. La salida del único cable puede entonces conectarse a una o más cajas descodificadoras.

La Fig. 11 muestra el diagrama de bloques del circuito de cancelación de interferencia 1002 de la Fig. 10. Se proporciona acoplamiento de la trayectoria de un receptor de satélite a la otra.

Las Fig. 12 y 13 ilustran una técnica para restaurar o crear coherencia entre dos señales antes de la cancelación de la interferencia. Si las señales se reducen a la baja antes del circuito de cancelación de interferencia y osciladores separados que no son de fase sincronizada realizan el proceso de reducción a la baja, las señales reducidas a la baja no serán coherentes. Usando los métodos ilustrados en la Fig. 12 ó 13, las señales se harán coherentes y podrá producirse la cancelación de interferencia óptima. Pueden usarse la misma circuitería de fase y ganancia ajustable 304 de la Fig. 3 y los mismos métodos ilustrados en las Fig. 5 y Fig. 6 para medir y para cancelar la interferencia en los ejemplos de circuito de las Fig. 12 y 13.

La Fig. 12 ilustra la recuperación de coherencia necesaria para una cancelación eficaz de la señal f_2 en la entrada 1 (y la señal f_1 en la entrada 2). La interferencia f_2 está presente en la señal f_1 en la entrada 1. El oscilador local LO1 acciona dos mezcladores, 1202 y 1204. La salida del mezclador 1202 contendrá la señal interferente desviada en frecuencia a $LO1 - f_2$ junto con la señal primaria desviada a $LO1 - f_1$. Para cancelar de forma óptima esta señal, la señal f_2 en la entrada 2 tiene que hacerse coherente con la señal $LO1 - f_2$. Esto se consigue mediante el mezclador 1204. La entrada al mezclador 1204 es la señal f_2 . El mezclador 1204 comparte el mismo LO (LO1) con el mezclador 1202. Por lo tanto, la salida del mezclador 1204 contendrá la señal $LO1 - f_2$. La desviación de fase y la ganancia (circuitería 304) se aplican a la salida del mezclador 1204 y la salida de la circuitería 304 y el mezclador 1202 se sustraen. La determinación de los ajustes de ganancia y fase óptimos se determinan por los mismos métodos ilustrados en las Fig. 5 y Fig. 6. La interferencia de f_1 presente en la señal f_2 en la entrada 2 se cancelará de forma similar usando el mezclador 1206 y 1208.

La Fig. 13 ilustra otra técnica para la recuperación de coherencia. Esta técnica usa la diferencia en los LO en cada entrada para crear la señal de LO $LO1 - LO2$ que acciona los dos mezcladores de banda lateral única (SSB) (1308 y 1310). El mezclador de reducción a la baja a IF 1302 con LO1 y el mezclador 1304 con LO2 reducen a la baja las señales en la entrada 1 y la entrada 2 respectivamente. Los LO1 y LO2 están acoplados al mezclador de diferencia

1306 para crear la señal de LO LO1-LO2. Esta señal de LO acciona los mezcladores de restauración de coherencia 1308 y 1310.

La Fig. 14 muestra un diagrama de bloques simplificado para ilustrar que con un sistema de dos satélites, puede usarse la técnica de interferencia de la presente invención para cancelar la interferencia de polarización cruzada de las señales de un satélite individual y puede usarse para cancelar la interferencia cruzada de satélite de múltiples satélites. Una realización de la matriz de cancelación 1400 puede ser una combinación del circuito de cancelación de interferencia de polarización cruzada 108 y el circuito de cancelación de interferencia cruzada de satélite 1002.

A continuación se describen otras realizaciones adicionales:

1. Un método para cancelar la interferencia presente entre una primera y una segunda señales recibidas por un receptor de satélite, comprendiendo el método:
 - aplicar una ganancia ajustable y un desvío de fase ajustable a la primera señal para producir una primera señal ajustada;
 - combinar la primera señal ajustada con la segunda señal para producir una señal corregida;
 - secuenciar a través de una pluralidad de fases a un primer nivel de ganancia y secuenciar a través de una pluralidad de fases a un segundo nivel de ganancia;
 - medir la proporción onda portadora-ruido de la señal corregida a cada fase y nivel de ganancia;
 - a partir de la proporción onda portadora-ruido medida a cada fase y nivel de ganancia, calcular la fase y nivel de interferencia; y
 - establecer los valores para la ganancia y el desvío de fase ajustables para cancelar la interferencia.
2. El método de 1 donde la secuenciación se inicia cuando se detecta una degradación de la proporción onda portadora-ruido de una cantidad predeterminada.
3. El método de 1 donde el primer nivel de ganancia es un nivel previamente calculado usado para cancelar la interferencia.
4. El método de 1 donde la interferencia es interferencia debida a señales de polarización cruzada de un satélite.
5. El método de 1 donde la interferencia es interferencia de una señal de otro satélite.

6. El método de 1 donde la cancelación de la interferencia se realiza a la frecuencia recibida de las dos señales, antes de cualquier traducción de frecuencia.

7. El método de 1 que comprende adicionalmente causar un retardo en el tiempo ajustable de la primera señal antes de ser añadida a la segunda señal.

8. El método de 1 donde la ganancia ajustable se consigue con un atenuador variable y la adición se consigue con un acoplador direccional.

9. El método de 1 que comprende adicionalmente: mezclar la primer señal con una frecuencia de oscilador local (LO) seleccionada para traducir la frecuencia de la primera señal y conseguir coherencia entre la primera señal ajustada y la interferencia de la primer señal presente en la segunda señal.

10. Un método para cancelar la interferencia presente entre dos señales recibidas por un receptor de satélite, comprendiendo el método:

15 en una unidad exterior con un circuito de ganancia y desviador de fase ajustables para combinar una señal con otra, accionar un dispositivo remoto con una de las dos señales recibidas sincronizando al mismo tiempo a través de una pluralidad de fases a un primer nivel de potencia y sincronizando a través de una pluralidad de fases a un segundo nivel de potencia;

20 en el dispositivo remoto, medir la proporción onda portadora-ruido de la señal de la unidad exterior a cada fase y nivel de potencia;

a partir de los datos de proporción onda portadora-ruido medida a cada fase y nivel de potencia, calcular la fase y nivel de interferencia; y

25 establecer la ganancia y desviador de fase ajustables para cancelar la interferencia.

11. El método de 10 donde el dispositivo remoto es una caja descodificadora.

12. El método de 10 donde el dispositivo remoto es un centro multimedia.

30 13. Un método para cancelar la interferencia presente entre dos señales recibidas por un receptor de satélite, comprendiendo el método:

35 en una unidad exterior con una ganancia y desviador de fase ajustables para sumar una versión de fase desviada y amplitud ajustada de la segunda señal a la primera señal, establecer la amplitud de la segunda señal por debajo de la primera señal, accionar una caja descodificadora con las señales sumadas mientras se sincroniza al mismo tiempo a través de una pluralidad de fases;

en la caja descodificadora, medir la proporción onda portadora-ruido (C/N)

de la señal de la unidad exterior a cada fase;
 determinar el ajuste de fase que causa la mejor C/N;
 establecer la fase a la fase que causó la mejor C/N;
 ajustar la amplitud de la segunda señal midiendo al mismo tiempo la C/N y
 5 determinar el ajuste de ganancia que causa la mejor C/N; y
 establecer la ganancia ajustable a la ganancia que causó la mejor C/N
 para cancelar la interferencia.

14. Un receptor de satélite con cancelación de interferencia para cancelar la
 interferencia entre una primera y una segunda señales que comprende:

10 un convertidor de bloque de bajo nivel de ruidos (LNB) acoplado a la
 primera y segunda señales donde el LNB comprende un oscilador local
 (LO) compartido para reducir a la baja la primera y segunda señales;
 un circuito de cancelación de interferencia 108 que comprende:

una primera circuitería de ganancia y fase ajustable 304 acoplada a la
 15 primera señal; y

un primer circuito de sustracción 312 acoplado a la circuitería de
 ganancia y fase ajustable 304, donde la primera señal ajustada en
 ganancia y fase se sustrae de la segunda señal;

un medio para determinar el nivel de la interferencia de la primera señal
 20 en la segunda señal; y

un medio para determinar los valores de fase y ganancia a aplicar a la
 primera circuitería de ganancia y fase ajustable 304 para una cancelación
 óptima de la primera señal presente en la segunda señal en base al nivel
 de interferencia de la primera señal.

25 15. El receptor de satélite con cancelación de interferencia de 14 que
 comprende adicionalmente:

el circuito de cancelación de interferencia 108 que comprende
 adicionalmente:

una segunda circuitería de ganancia y fase ajustable acoplada a la
 30 segunda señal; y

un segundo circuito de sustracción acoplado a la segunda circuitería de
 ganancia y fase ajustable, donde la segunda señal ajustada en
 ganancia y fase se sustrae de la primera señal;

un medio para determinar el nivel de interferencia de la segunda señal en
 35 la primera señal; y

un medio para determinar los valores de fase y ganancia a aplicar a la
 segunda circuitería de ganancia y fase ajustable 304 para una
 cancelación óptima de la segunda señal presente en la primera señal en

base al nivel de interferencia de la segunda señal.

16. El receptor de satélite de 14 donde el medio para determinar el nivel de interferencia de la primera señal comprende una medición realizada en una unidad interior.

5 17. El receptor de satélite de 14 donde el medio para determinar el nivel de interferencia de la primera señal comprende una medición de la proporción onda portadora-ruido (C/N) de la segunda señal.

18. El receptor de satélite de 15 donde el medio para determinar el nivel de interferencia de la segunda señal comprende una medición de la proporción onda portadora-ruido (C/N) de la primera señal.

10 19. El receptor de satélite de 15 donde el medio para determinar el nivel de interferencia de la segunda señal comprende una medición realizada en una unidad interior.

15 20. El receptor de satélite de 14 donde la primera circuitería de ganancia y fase ajustable 304 comprende adicionalmente un primer circuito de retardo en el tiempo ajustable 310.

21. Un receptor de satélite con cancelación de interferencia para cancelar la interferencia entre una primera y una segunda señales que comprende:

un primer oscilador local;

20 un primer mezclador con reducción a la baja 1202 acoplado al primer oscilador;

un segundo oscilador local;

un segundo mezclador con reducción a la baja 1206 acoplado al segundo oscilador;

25 un primer mezclador con restauración de coherencia 1204 acoplado al primer oscilador;

un segundo mezclador con restauración de coherencia 1208 acoplado al segundo oscilador;

30 un primer amplificador de bajo nivel de ruidos donde la entrada se acopla a la primera señal y la salida se acopla al primer mezclador con reducción a la baja 1202 y al segundo mezclador con restauración de coherencia 1208;

35 un segundo amplificador de bajo nivel de ruidos donde la entrada se acopla a la segunda señal y la salida se acopla al segundo mezclador con reducción a la baja 1206 y al primer mezclador con restauración de coherencia 1204;

una primera circuitería de ganancia y fase ajustable 304;

un primer circuito de sustracción acoplado a la circuitería de ganancia y

fase ajustable 304 donde la segunda señal ajusta en ganancia y fase se sustrae de la primera señal;

un medio para determinar el nivel de interferencia de la segunda señal en la primera señal; y

5 un medio para determinar los valores de fase y ganancia a aplicar a la circuitería de ganancia y fase ajustable 304 para una cancelación óptima de la segunda señal presente en la primera señal en base al nivel de interferencia de la segunda señal.

22. El receptor de satélite de 21 que comprende adicionalmente:

10 una segunda circuitería de ganancia y fase ajustable;

un segundo circuito de sustracción acoplado a la circuitería de ganancia y fase ajustable donde la primera señal ajustada en ganancia y fase se sustrae de la segunda señal;

15 un medio para determinar el nivel de interferencia de la primera señal en la segunda señal; y

un medio para determinar los valores de fase y ganancia en base al nivel de interferencia de la primera señal a aplicar a la circuitería de ganancia y fase ajustable para una cancelación óptima de la primera señal presente en la segunda señal.

20 23. El receptor de satélite de 21 donde el primer circuito de ganancia y fase ajustable comprende adicionalmente un primer circuito de retardo en el tiempo ajustable.

24. El receptor de satélite de 21 donde el medio para determinar el nivel de interferencia de la primera señal comprende una medición de la proporción
25 onda portadora-ruido (C/N) de la segunda señal en un desmodulador de una unidad interior y la medición se comunica al medio para determinar los valores de fase y ganancia.

25. Un receptor de satélite con cancelación de interferencia para cancelar la interferencia entre una primera y una segunda señales que comprende:

30 un primer oscilador local;

un primer mezclador con reducción a la baja 1302 acoplado al primer oscilador;

un primer amplificador de bajo nivel de ruidos con una entrada acoplada a la primera señal y

35 una salida acoplada al primer mezclador con reducción a la baja 1302;

un segundo oscilador local;

un segundo mezclador con reducción a la baja 1304 acoplado al segundo oscilador;

- un segundo amplificador de bajo nivel de ruidos con una entrada acoplada a la segunda señal y una salida acoplada al segundo mezclador con reducción a la baja 1304;
- 5 un mezclador de diferencia 1306 acoplado al primer oscilador y al segundo oscilador;
- un primer mezclador con restauración de coherencia 1308 acoplado a la salida del mezclador de diferencia 1306 y a la salida del primer mezclador con reducción a la baja 1302;
- 10 un segundo mezclador con restauración de coherencia 1310 acoplado a la salida del mezclador de diferencia 1306 y a la salida del segundo mezclador con reducción a la baja 1304;
- una primera circuitería de ganancia y fase ajustable 304 acoplada a la salida del primer mezclador con restauración de coherencia 1308;
- 15 una segunda circuitería de ganancia y fase ajustable acoplada a la salida del segundo mezclador con restauración de coherencia 1310;
- un primer circuito de sustracción acoplado a la segunda circuitería de ganancia y fase ajustable donde la segunda señal ajustada en ganancia y fase se sustrae de la primera señal;
- 20 un segundo circuito de sustracción acoplado a la primera circuitería de ganancia y fase ajustable donde la primera señal ajustada en ganancia y fase se sustrae de la segunda señal;
- un medio para determinar el nivel de interferencia de la segunda señal en la primera señal;
- 25 un medio para determinar los valores de fase y ganancia a aplicar a la primera circuitería de ganancia y fase ajustable para una cancelación óptima de la segunda señal presente en la primera señal en base al nivel de interferencia de la segunda señal;
- un medio para determinar el nivel de interferencia de la primera señal en la segunda señal; y
- 30 un medio para determinar los valores de fase y ganancia a aplicar a la segunda circuitería de ganancia y fase ajustable para una cancelación óptima de la primera señal presente en la segunda señal en base al nivel de interferencia de la primera señal.
26. Un receptor de satélite con cancelación de interferencia para cancelar la
- 35 interferencia entre una primera y una segunda señales antes de la reducción a la baja , conservando de este modo la coherencia, que comprende:
- un primer amplificador de bajo nivel de ruidos (LNA) acoplado a la primera señal;

un segundo amplificador de bajo nivel de ruidos (LNA) acoplado a la segunda señal;

un circuito de cancelación y traducción de frecuencia 800 que comprende:

un primer circuito de cancelación de interferencia 108 que comprende:

5 una primera circuitería de ganancia y fase ajustable 304 acoplada a la primera señal; y

un primer circuito de sustracción 312 acoplado a la primera circuitería de ganancia y fase ajustable 304 donde la primera señal ajustada en ganancia y fase se sustrae de la segunda señal;

10 un medio para determinar el nivel de interferencia de la primera señal en la segunda señal;

un medio para determinar los valores de fase y ganancia a aplicar a la primera circuitería de ganancia y fase ajustable 304 para una cancelación óptima de la primera señal presente en la segunda señal en base al nivel de interferencia de la primera señal;

15 un conmutador de matriz 902 acoplado a la primera salida del primer circuito de cancelación de interferencia 108; y

20 un circuito reductor a la baja acoplado a la salida del conmutador de matriz 902 donde la salida del reductor a la baja se combina con la salida de otros reductores a la baja para producir una señal de banda superpuesta.

27. El receptor de satélite con cancelación de interferencia de 26 que comprende adicionalmente:

25 el segundo circuito de cancelación de interferencia 108 que comprende adicionalmente:

una segunda circuitería de ganancia y fase ajustable acoplada a la segunda señal; y

30 un segundo circuito de sustracción acoplado a la segunda circuitería de ganancia y fase ajustable donde la segunda señal ajustada en ganancia y fase se sustrae de la primera señal;

un medio para determinar el nivel de interferencia de la primera señal en la segunda señal; y

35 un medio para determinar los valores de fase y ganancia a aplicar a la segunda circuitería de ganancia y fase ajustable para una cancelación óptima de la segunda señal presente en la primera señal en base al nivel de interferencia de la segunda señal.

REIVINDICACIONES

1. Un método para cancelar la interferencia impuesta en una primera señal recibida por una segunda señal recibida, recibándose la primera y segunda señales recibidas por un receptor de satélite, comprendiendo el método:
 - a. aplicar una ganancia ajustable y un desvío de fase ajustable a la primera señal recibida para producir una primera señal ajustada;
 - b. combinar la primera señal ajustada con la segunda señal recibida para producir una señal corregida;
 - c. secuenciar a través de una pluralidad de fases a un primer nivel de ganancia y secuenciar a través de una pluralidad de fases a un segundo nivel de ganancia;
 - caracterizado por** las etapas de:
 - d. medir la proporción onda portadora-ruido de la señal corregida a cada fase y nivel de ganancia;
 - e. a partir de la proporción onda portadora-ruido medida a cada fase y nivel de ganancia, calcular la fase y nivel de ganancia de la interferencia;
 - y
 - f. establecer los valores para la ganancia y el desvío de fase ajustables para cancelar la interferencia.
2. El método de la reivindicación 1, donde la secuenciación se inicia cuando se detecta una degradación en la proporción onda portadora-ruido de una cantidad predeterminada.
3. El método de la reivindicación 1, donde el primer nivel de ganancia es un nivel previamente calculado usado para cancelar la interferencia.
4. El método de la reivindicación 1 que comprende adicionalmente causar un retardo en el tiempo ajustable de la primera señal antes de añadirse a la segunda señal.
5. El método de la reivindicación 1 que comprende adicionalmente: mezclar la primera señal con una frecuencia de oscilador local (LO) seleccionada para traducir la frecuencia de la primera señal y conseguir coherencia entre la primera señal ajustada y la interferencia de la primera señal presente en la segunda señal.

6. Un receptor de satélite con cancelación de interferencia para cancelar la interferencia entre una primera y una segunda señales realizando un método de cualquiera de las reivindicaciones precedentes 1-5, comprendiendo el receptor de satélite:
- 5 un convertidor de bloque de bajo nivel de ruidos (LNB) acoplado a la primera y segunda señales donde el LNB comprende un oscilador local (LO) compartido para reducir a la baja la primera y segunda señales;
- 10 un circuito de cancelación de interferencia 108 que comprende:
- una primera circuitería de ganancia y fase ajustable 304 acoplada a la primera señal; y
- un primer circuito de sustracción 312 acoplado a la circuitería de ganancia y fase ajustable 304 donde la primera señal ajustada en ganancia y fase se sustrae de la segunda señal;
- 15 medios para determinar el nivel de interferencia de la primera señal en la segunda señal; y
- medios para determinar los valores de fase y ganancia a aplicar a la primera circuitería de ganancia y fase ajustable 304 para una cancelación óptima de la primera señal presente en la segunda señal en base al nivel
- 20 de interferencia de la primera señal.
7. El receptor de satélite con cancelación de interferencia de la reivindicación 6, que comprende adicionalmente:
- 25 el circuito de cancelación de interferencia 108 que comprende adicionalmente:
- una segunda circuitería de ganancia y fase ajustable acoplada a la segunda señal; y
- un segundo circuito de sustracción acoplado a la segunda circuitería de ganancia y fase ajustable donde la segunda señal ajustada en ganancia y fase se sustrae de la primera señal;
- 30 medios para determinar el nivel de interferencia de la segunda señal en la primera señal; y
- medios para determinar los valores de fase y ganancia a aplicar a la segunda circuitería de ganancia y fase ajustable 304 para una
- 35 cancelación óptima de la segunda señal presente en la primera señal en base al nivel de interferencia de la segunda señal.

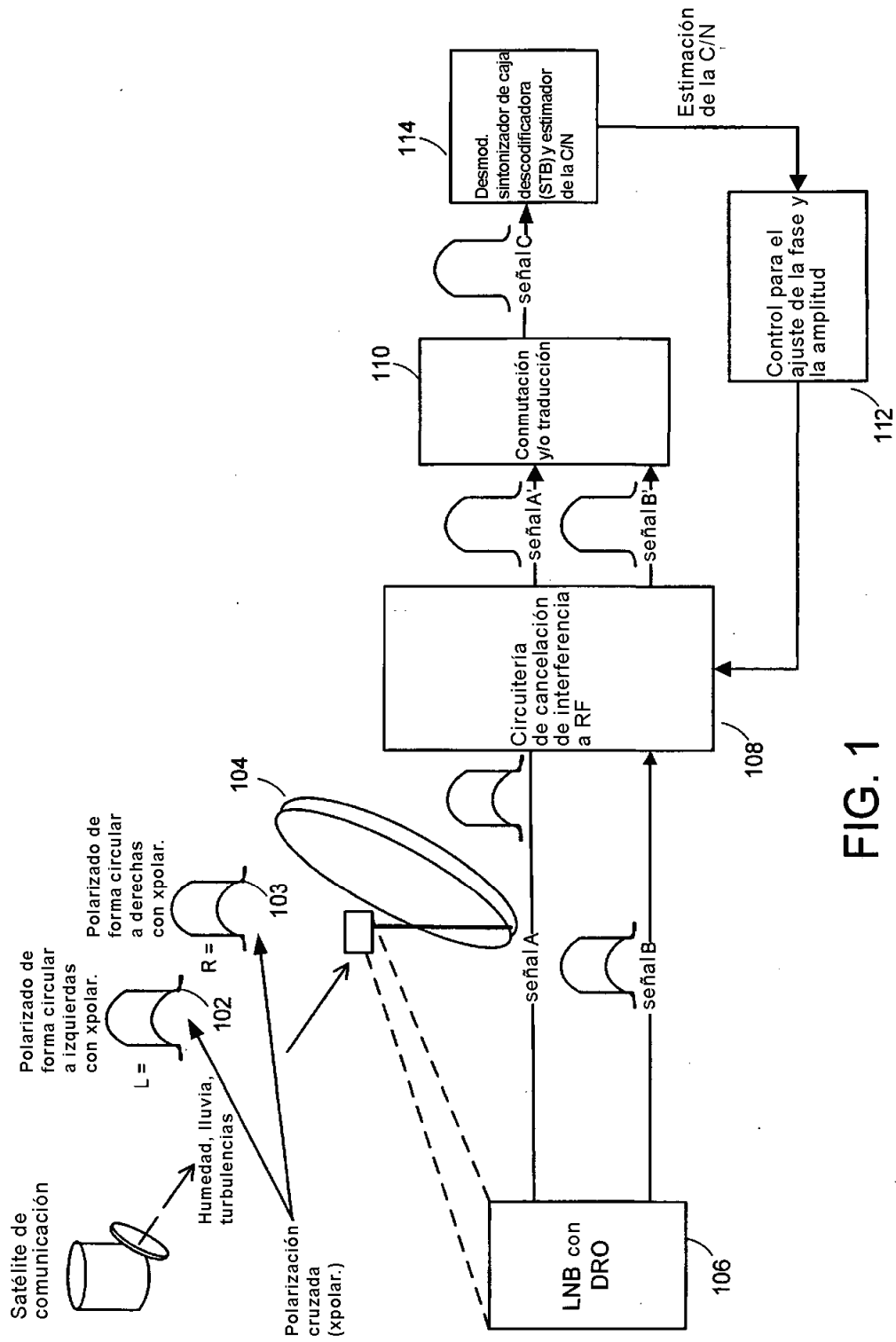
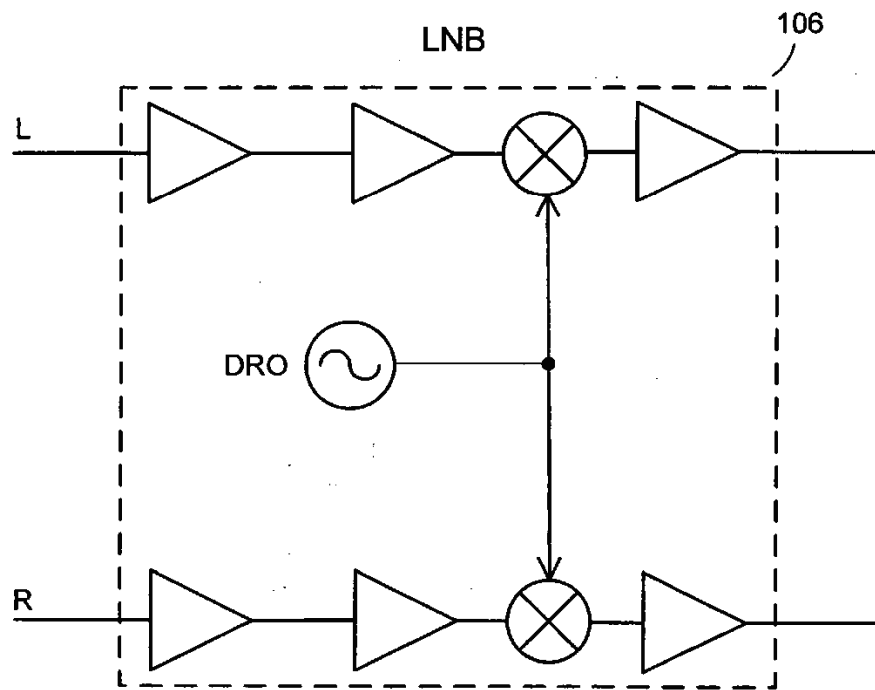


FIG. 1



Ejemplo de LNB con LO DRO

FIG. 2
(Técnica anterior)

Circuito de cancelación de interferencia programable a RF

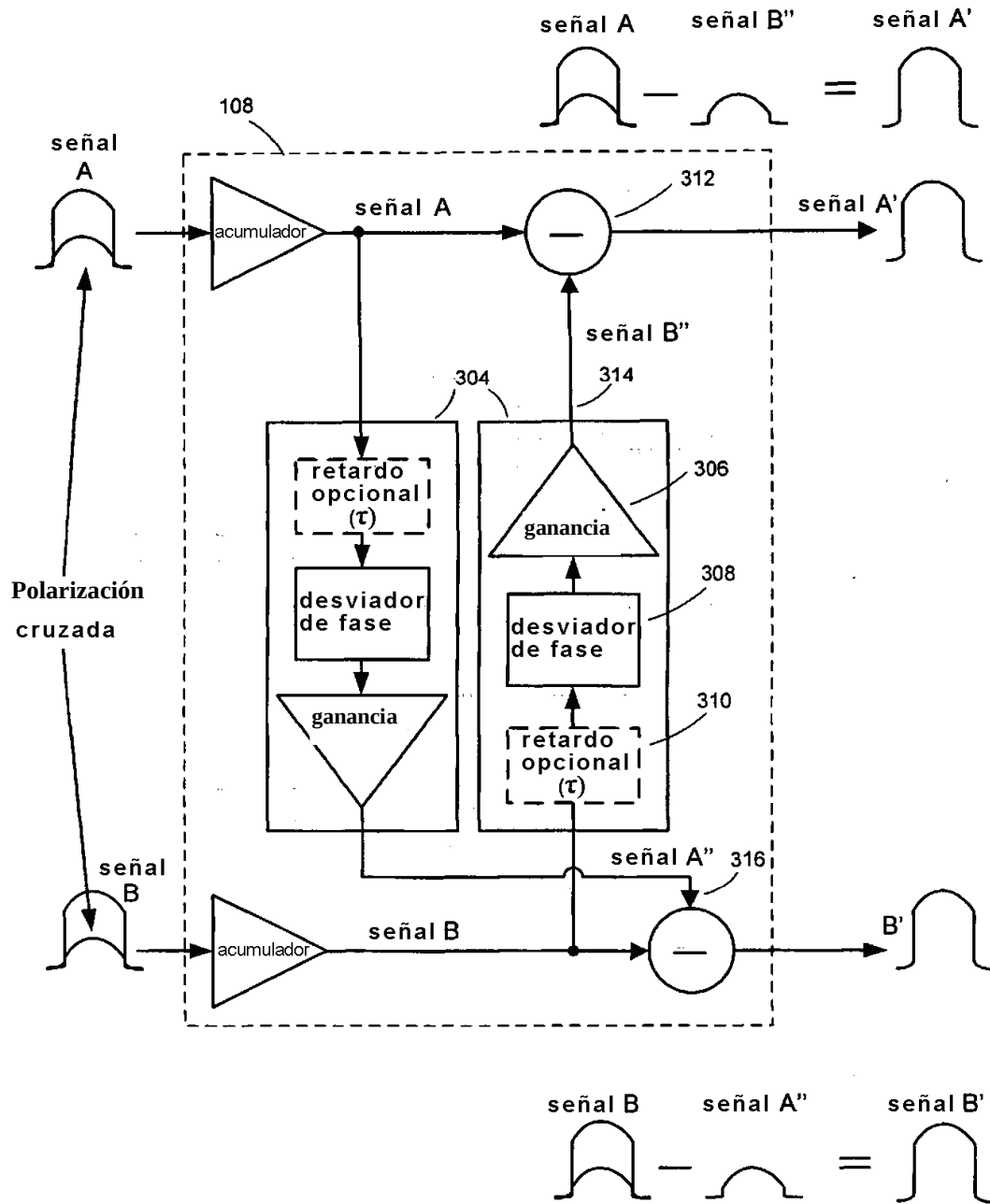


FIG. 3

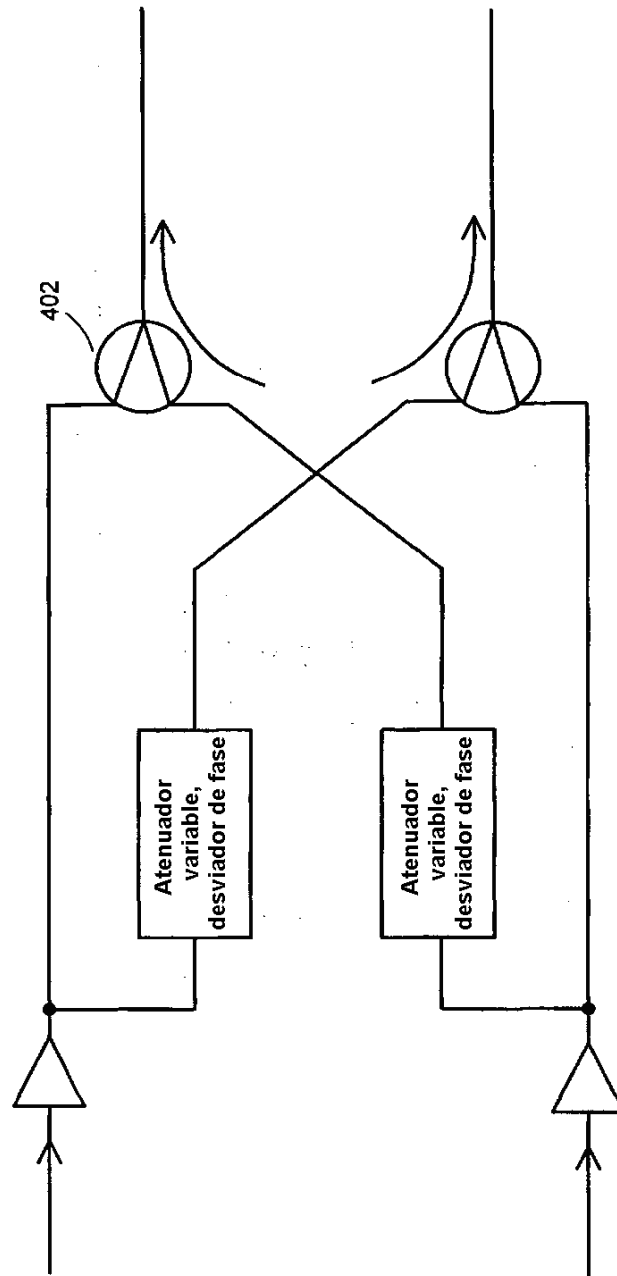


FIG. 4

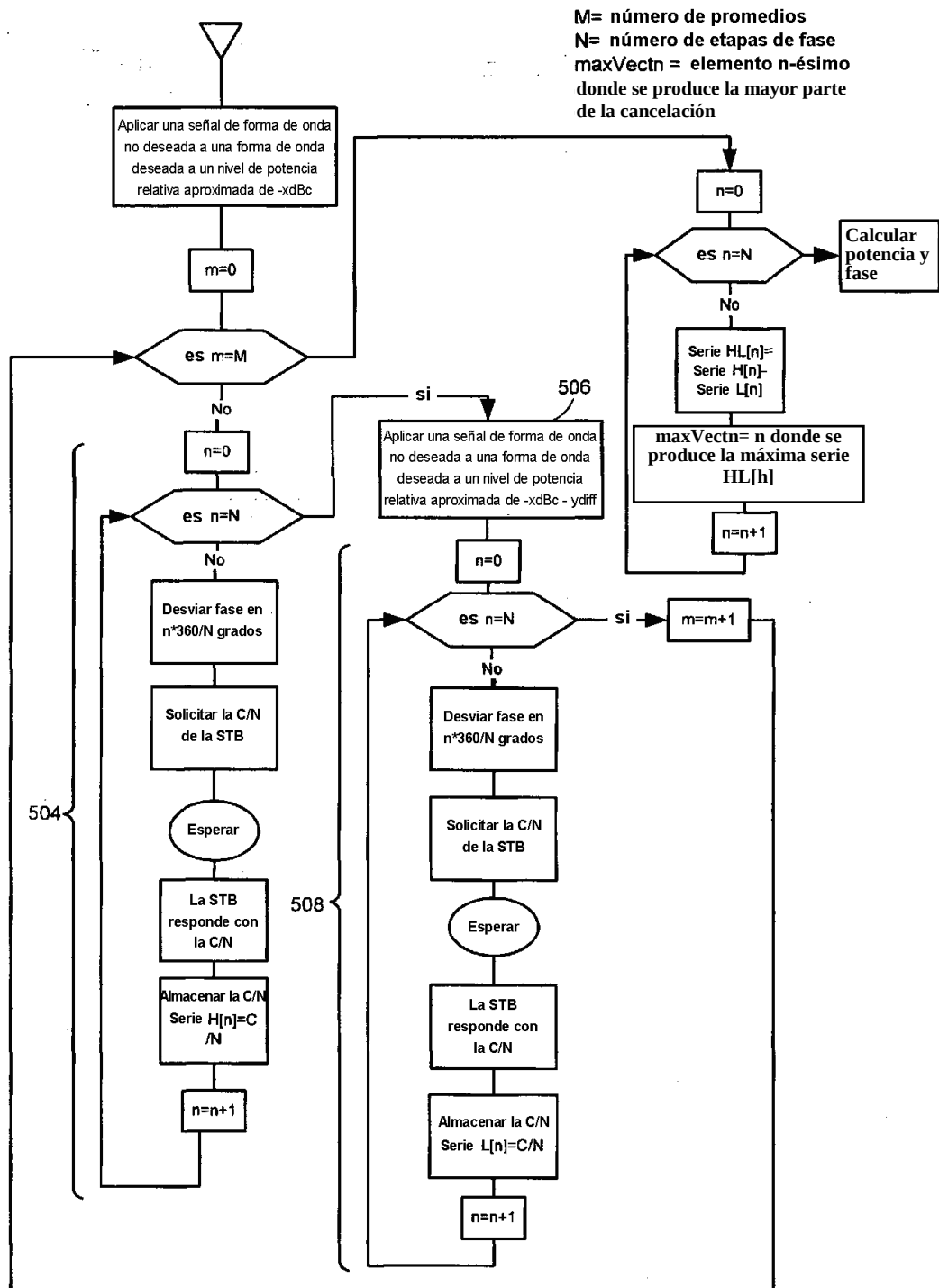


FIG. 5

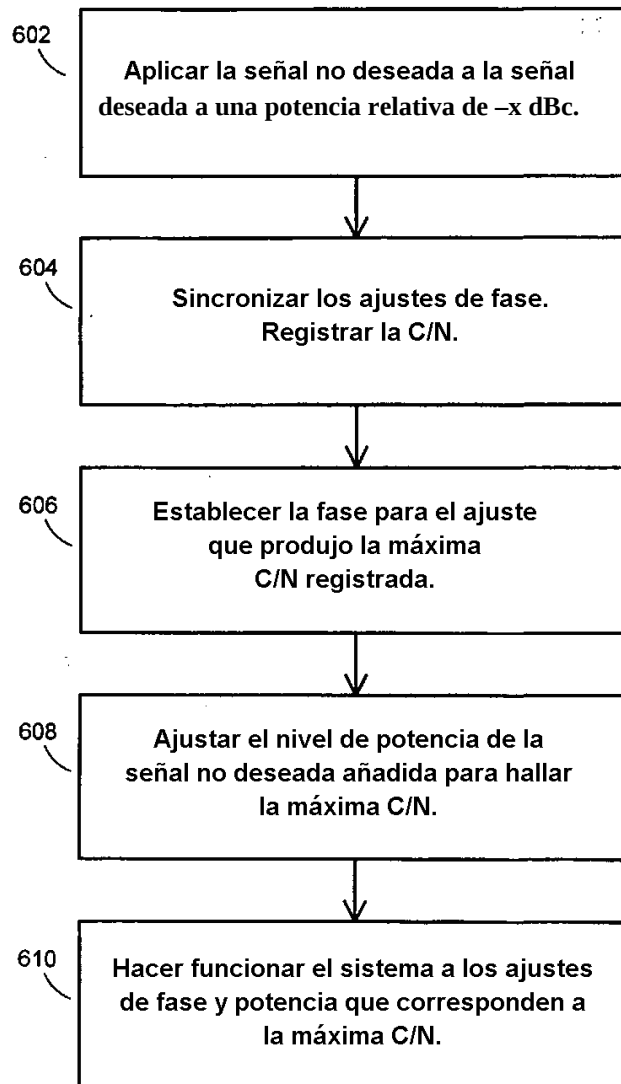


FIG. 6

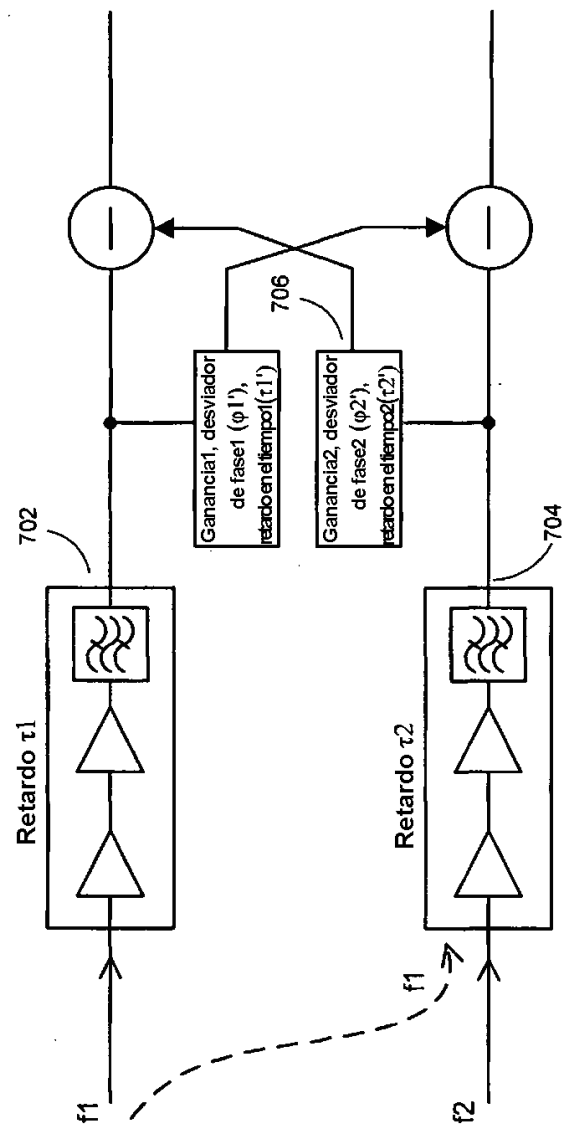


FIG. 7

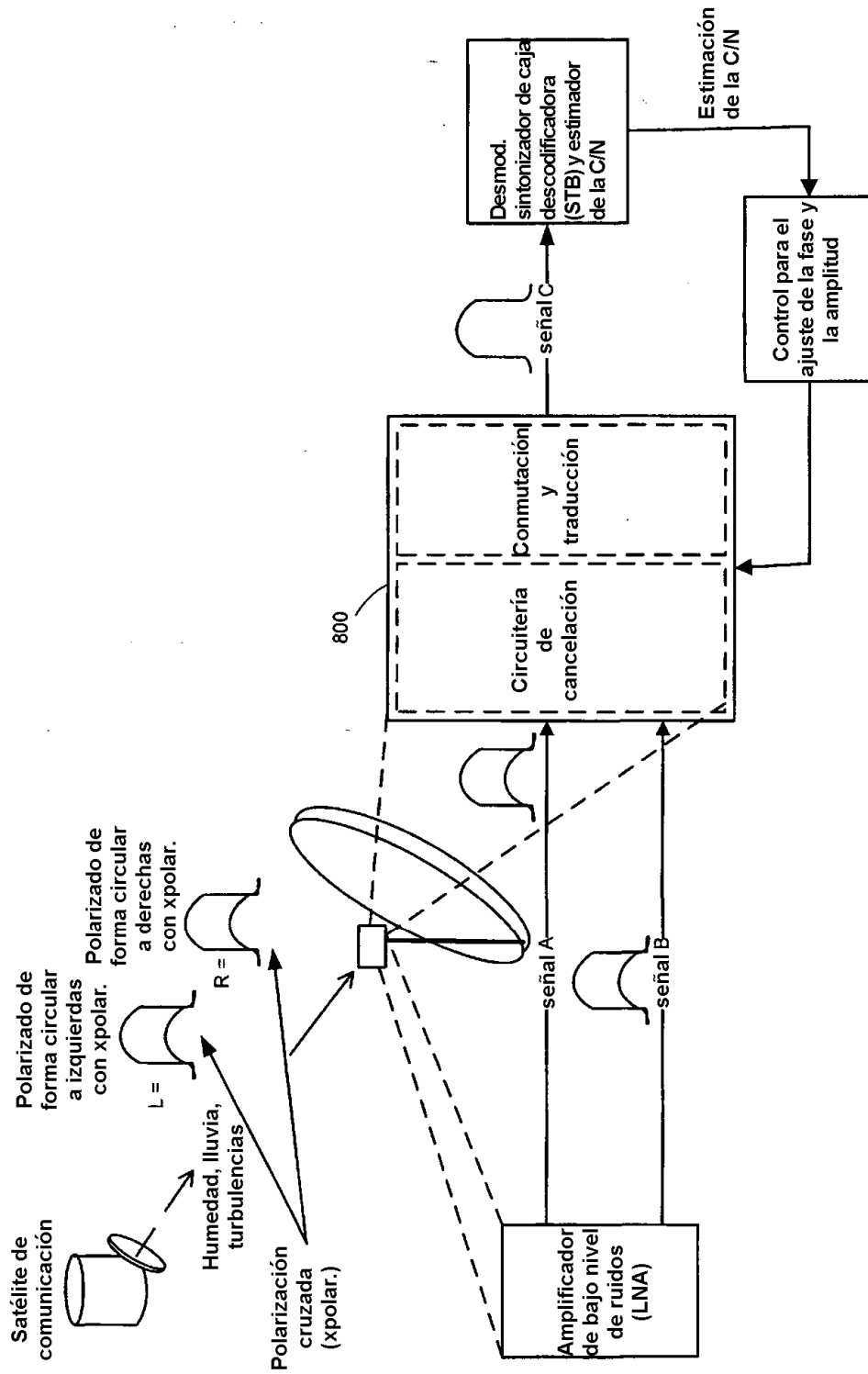


FIG. 8

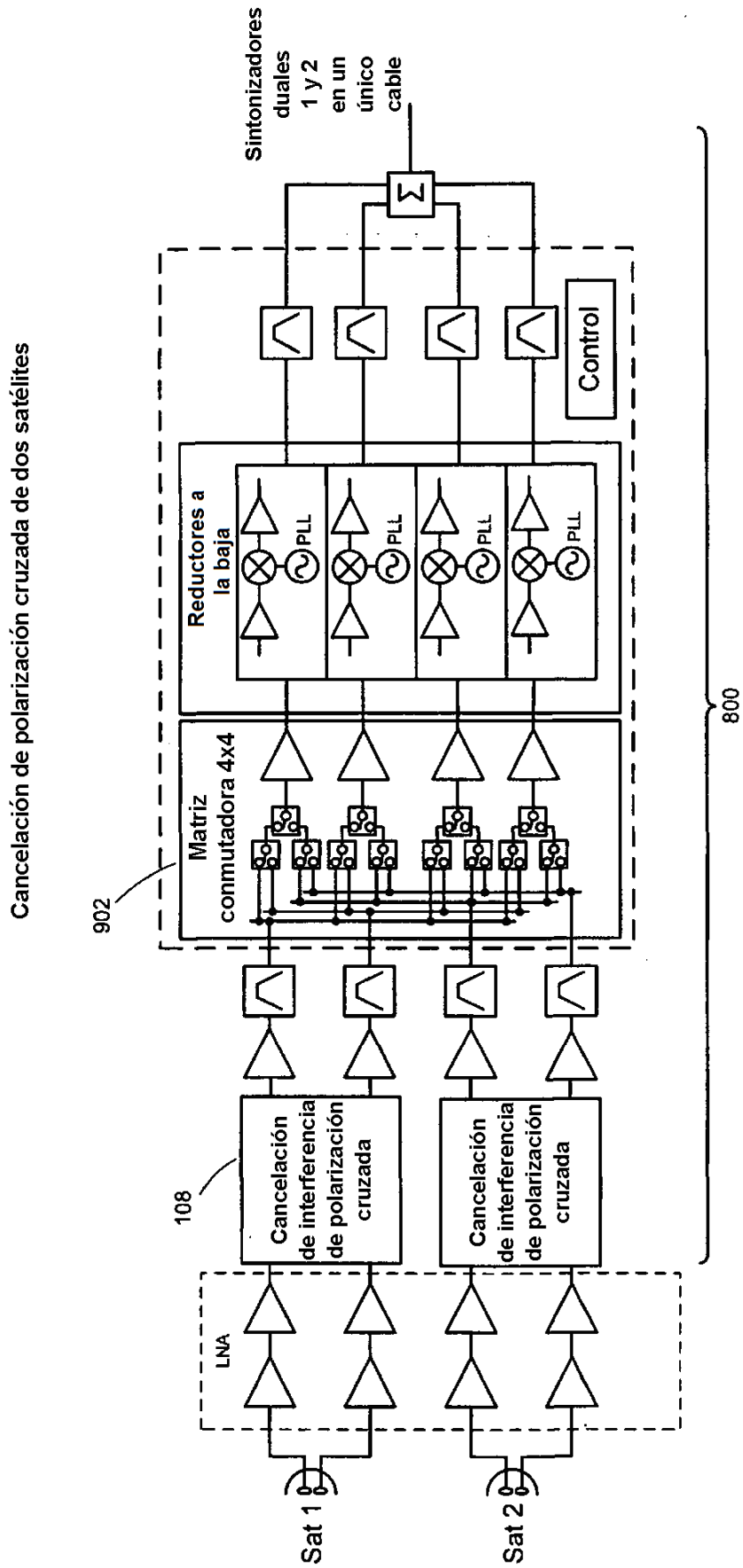


FIG. 9

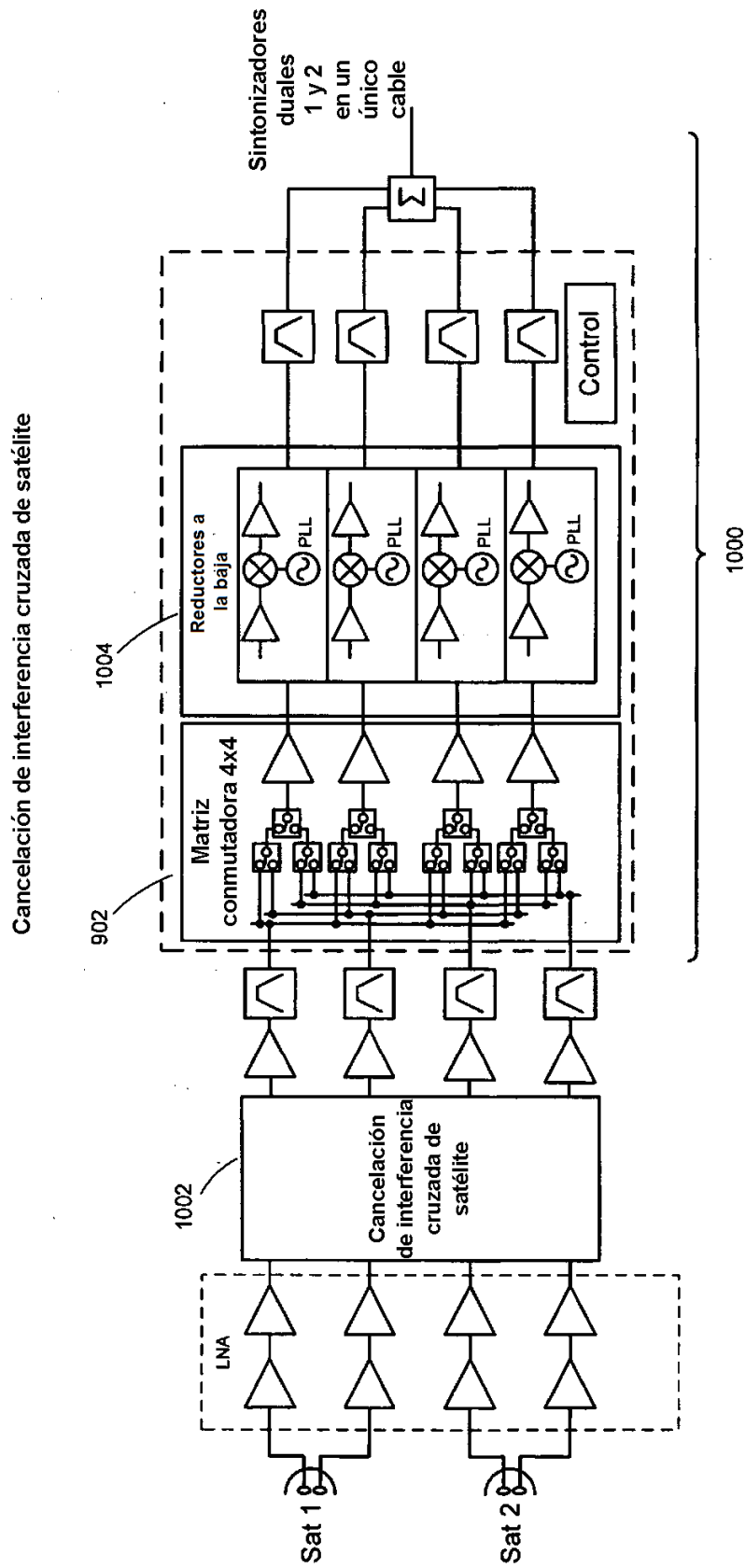


FIG. 10

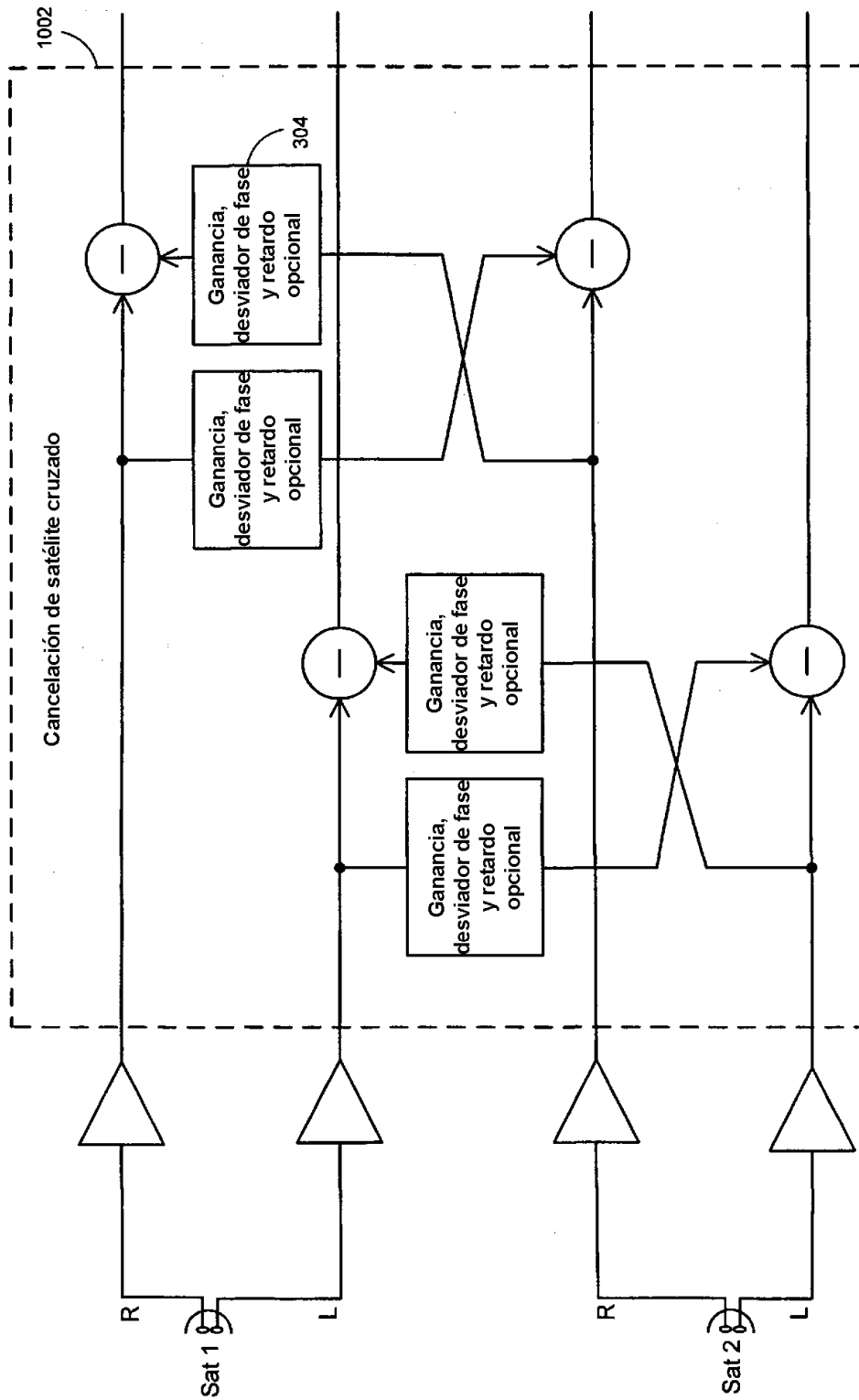
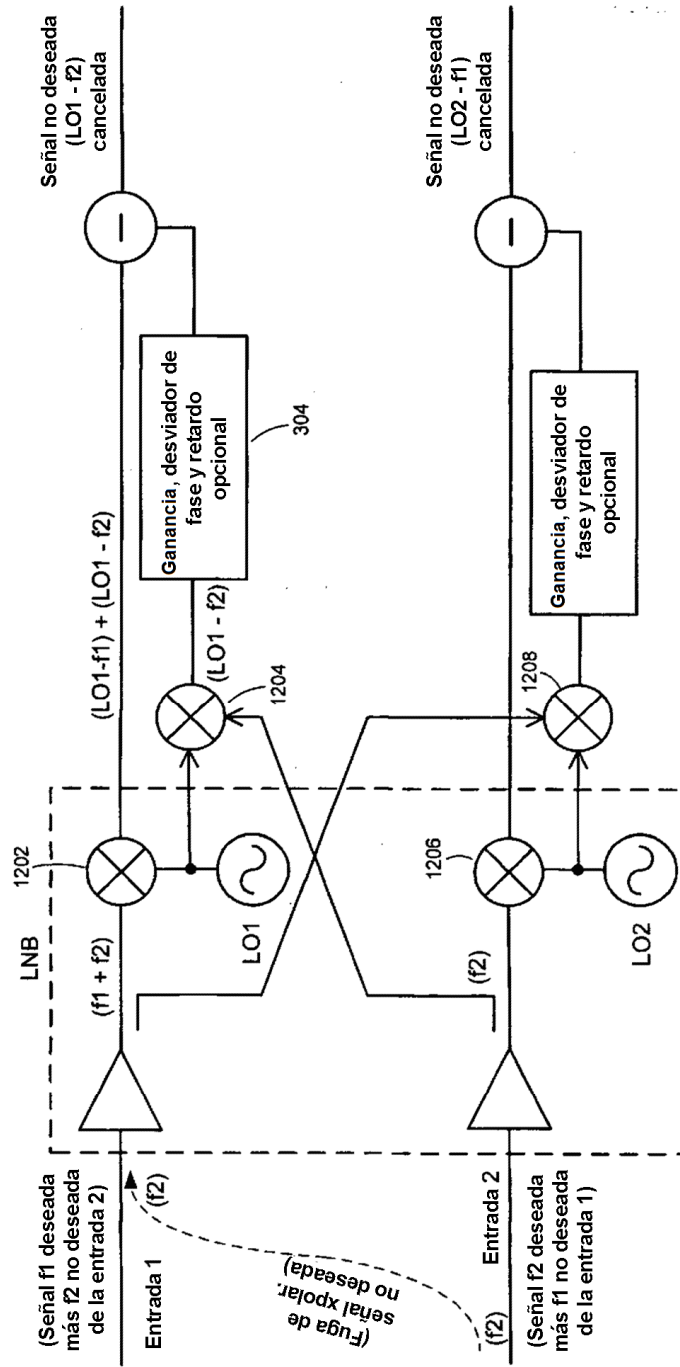
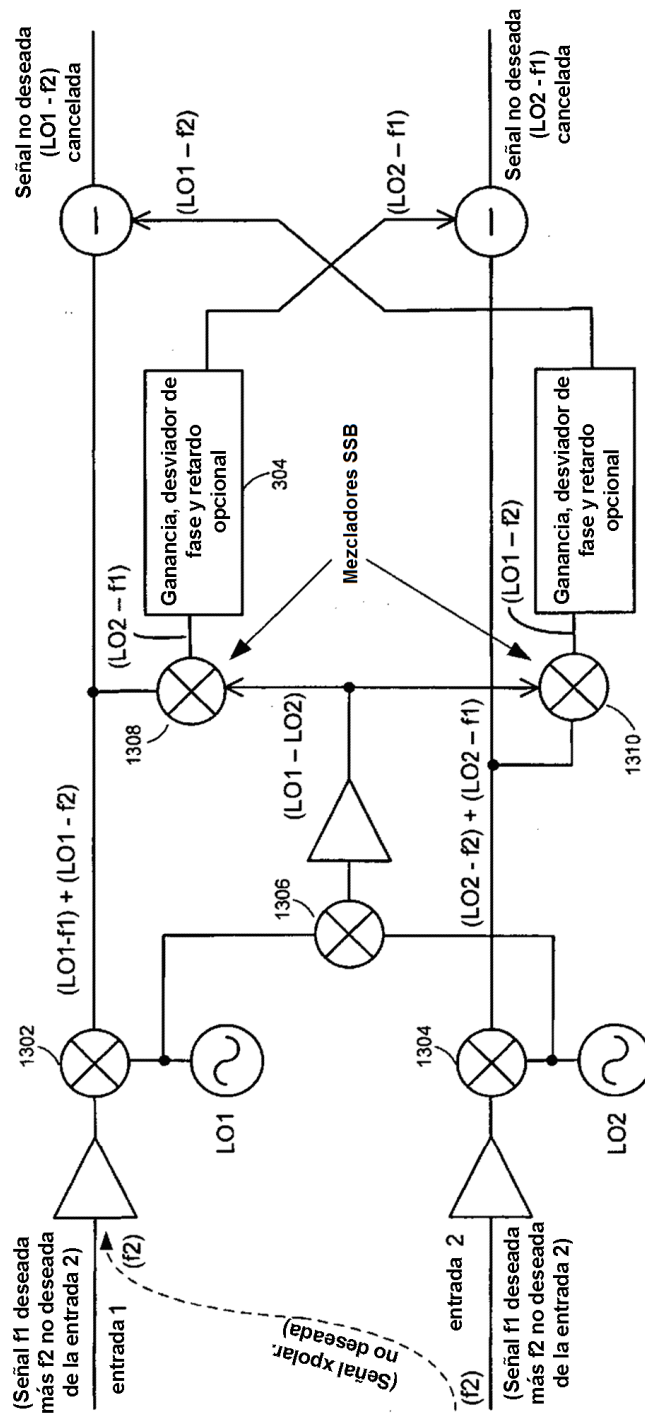


FIG. 11



Coherencia reconstructiva
(ilustrada para la cancelación de f_2 en la entrada 1)

FIG. 12



Coherencia reconstructiva con mezcla de LO

FIG. 13

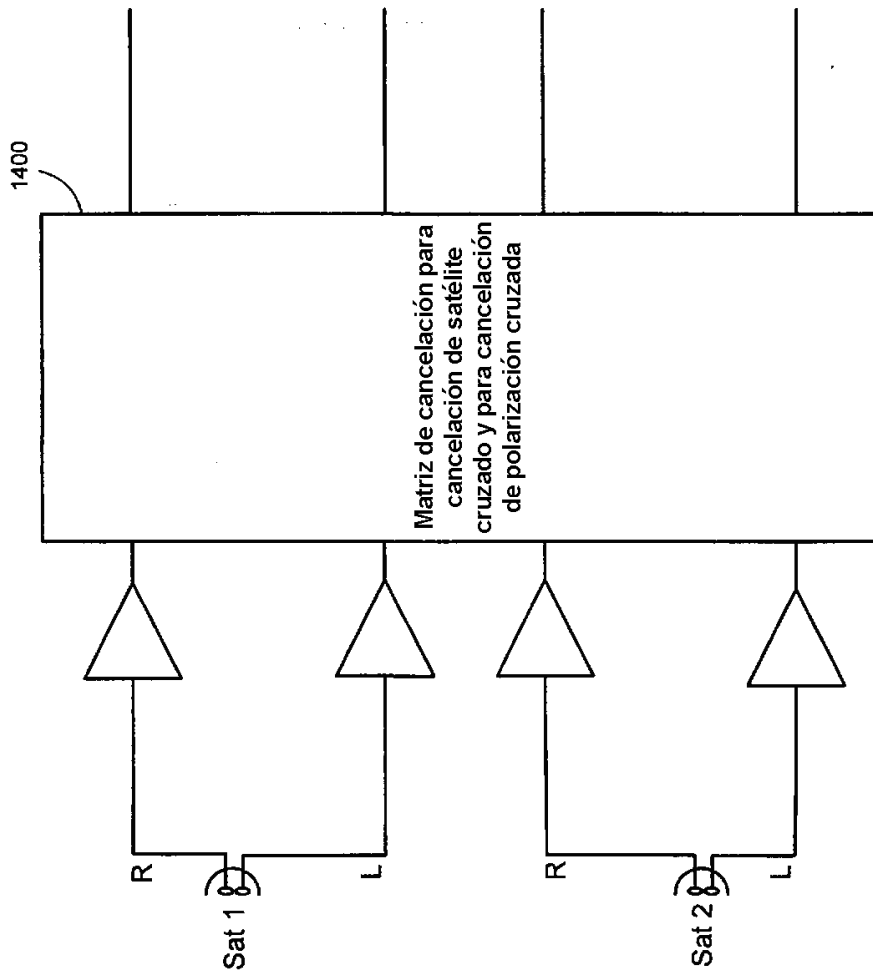


FIG. 14