

19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 637 465**

51 Int. Cl.:

H04B 1/525 (2015.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **27.06.2014** **E 14002211 (2)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **10.05.2017** **EP 2822189**

54 Título: **Supresión digital de intermodulación de transmisor en receptor**

30 Prioridad:

01.07.2013 US 201313932307

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

13.10.2017

73 Titular/es:

**TELEFONAKTIEBOLAGET LM ERICSSON (PUBL)
(100.0%)
164 83 Stockholm, SE**

72 Inventor/es:

**WYVILLE, MARK;
THOREBÄCK, JOHAN y
DALIPI, SPENDIM**

74 Agente/Representante:

LINAGE GONZÁLEZ, Rafael

ES 2 637 465 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

Supresión digital de intermodulación de transmisor en receptor

5 **Solicitudes relacionadas**

Esta solicitud es una Continuación en Parte de la Solicitud de Estados Unidos número de serie 13/734250 titulada TRANSMITTER NOISE SUPPRESSION IN RECEIVER, presentada el 4 de enero de 2013.

10 **Campo de la divulgación**

La presente descripción se refiere a la supresión de ruido de un transmisor en un receptor.

15 **Antecedentes**

15 La salida de un transmisor contiene una señal de transmisión deseada, así como la distorsión de intermodulación (o IMD por sus siglas en inglés "Intermodulation Distortion") y el ruido térmico. La IMD es causada por el comportamiento no lineal de componentes en el transmisor tal como, por ejemplo, un amplificador de potencia. Se utilizan diversas técnicas de linealización (por ejemplo, pre-distorsión digital) para minimizar la IMD y, en algunos casos, el ruido térmico. Sin embargo, incluso después de la linealización, todavía hay algún ruido térmico e IMD residual en la salida del transmisor. En el caso de un sistema dúplex de división de frecuencia, parte del ruido térmico y la IMD se dan en una banda de recepción emparejada (es decir, en una banda de recepción de un receptor co-localizado). Específicamente, la figura 1 ilustra una representación en el dominio de frecuencia de una señal de transmisión de doble portadora concurrente en la que se ha aplicado cierto tipo de linealización a la banda de transmisión. El canal de enlace ascendente emparejado en la banda de recepción puede verse ocupado por IMD residual y ruido térmico que se genera en el transmisor.

Con el fin de abordar este problema, actualmente, un filtro de banda de transmisión en la salida del transmisor se especifica para exhibir una banda de detención adecuadamente profunda en la banda de recepción emparejada. Esta banda de parada profunda reduce la cantidad de ruido térmico e IMD residual que se escapa de la salida del transmisor al receptor co-localizado. Los requisitos de banda de parada profunda del filtro de banda de transmisión dan lugar a varios problemas. Específicamente, el requisito de que el filtro de banda de transmisión presente una banda de detención profunda aumenta el número de resonadores necesarios para el filtro de banda de transmisión y aumenta el tiempo necesario para sintonizar el filtro de banda de transmisión. Además, el aumento del número de resonadores aumenta el tamaño del filtro de banda de transmisión, aumenta la pérdida de inserción del filtro de banda de transmisión y hace que el filtro de banda de transmisión sea más costoso de fabricar. Como tal, es deseable relajar los requisitos de banda de parada profunda del filtro de banda de transmisión.

Una técnica que se ha utilizado para relajar los requisitos de banda de parada profunda del filtro de banda de transmisión es la cancelación activa del ruido de transmisor procedente de la entrada del receptor co-localizado. Tal como se utiliza en la presente memoria descriptiva, "ruido de transmisor" incluye tanto IMD residual después de cualquier linealización como ruido térmico. Más específicamente, la figura 2 ilustra un nodo de comunicación 10 que incluye un transmisor 12 y un receptor 14 en el que se utiliza una arquitectura de alimentación anticipada para suprimir o cancelar ruido de transmisor en una banda de recepción del receptor 14. El receptor 14 se indica aquí como que está co-localizado con el transmisor 12. Como se usa en la presente memoria descriptiva, el término "co-localizado" se usa para indicar que un transmisor y un receptor están situados o incluidos como parte de un solo nodo de comunicación.

Como se ilustra, el transmisor 12 incluye un convertidor digital a analógico (DAC) 16, un subsistema de conversión ascendente 18, y un amplificador de potencia (PA) 20 conectados como se muestra. El DAC 16 convierte una señal digital de transmisión de banda base (S_{TX}) en una señal analógica de transmisión de banda base ($S_{TX,AG}$). El subsistema de conversión ascendente 18 convierte la señal analógica de transmisión de banda base ($S_{TX,AG}$) a una radiofrecuencia deseada para proporcionar una señal de transmisión convertida ascendentemente ($S_{TX,UP}$). El amplificador de potencia 20 amplifica la señal de transmisión convertida ascendentemente ($S_{TX,UP}$) para proporcionar mediante ello una señal analógica de transmisión de radiofrecuencia ($S_{TX,RF}$) en una salida del transmisor 12. La señal analógica de transmisión de radiofrecuencia ($S_{TX,RF}$) se proporciona a una antena 22 del nodo de comunicación 10 a través de un duplexor 24.

El receptor 14 incluye un amplificador de bajo ruido (LNA) 26, un subsistema de conversión descendente 28 y un convertidor analógico a digital (ADC) 30 conectados como se muestra. El LNA 26 amplifica una señal analógica de recepción de radiofrecuencia ($S_{RX,RF}$) recibida desde la antena 22 a través del duplexor 24. Una resultante señal de recepción de radiofrecuencia ($S_{RX,AMP}$) es convertida descendentemente a banda base a través del subsistema de conversión descendente 28 para proporcionar de este modo una señal analógica de recepción de banda base ($S_{RX,AG}$). La señal analógica de recepción de banda base ($S_{RX,AG}$) es digitalizada por el ADC 30 para proporcionar una señal digital de recepción de banda base (S_{RX}) en una salida del receptor 14.

La señal analógica de transmisión de radiofrecuencia ($S_{TX,RF}$) incluye tanto una señal de transmisión deseada en una banda de transmisión del transmisor 12 como ruido de transmisor. El ruido de transmisor incluye ruido térmico e IMD en una banda de recepción del receptor 14. El ruido de transmisor en la banda de recepción del receptor 14 fuga dentro del receptor 14 a través del duplexor 24. Con el fin de suprimir o cancelar el ruido de transmisor en la banda de recepción del receptor 14, el nodo de comunicación 10 incluye un subsistema de cancelación de ruido de transmisión (TX) de alimentación anticipada 32. Como se describe en A. Roussel, C.W. Nicholls, y J.S. Wight, "Frequency agile bandstop filter (FABSF)", IEEE MTT-S International, pp. 1099-1102, junio de 2008 (en lo sucesivo, el "artículo de Roussel"), el subsistema de cancelación de ruido de TX de alimentación anticipada 32 incluye un bucle de cancelación de señal y un bucle de cancelación de error. El bucle de cancelación de señal está formado por los acopladores 34, 36 y 38, un elemento de ganancia compleja 40 (por ejemplo, un modulador vectorial de radiofrecuencia (RF)) y una línea de retardo fijo 42 conectada como se muestra. El elemento de ganancia compleja 40 se sintoniza de tal manera que el bucle de cancelación de señal cancela la señal deseada de la señal analógica de transmisión de radiofrecuencia ($S_{TX,RF}$) en el acoplador 38 para proporcionar de este modo una señal que es representativa del ruido de transmisor al bucle de cancelación de error.

El bucle de cancelación de error está formado por un elemento de ganancia compleja 44 (por ejemplo, un modulador vectorial de RF), un amplificador de error 46, un acoplador 48 y una línea de retardo fijo 50 conectados como se muestra. En el bucle de cancelación de error, la señal puesta en salida por el bucle de cancelación de señal es ajustada por el elemento de ganancia compleja 44 y luego recombinada con la señal analógica de transmisión de radiofrecuencia ($S_{TX,RF}$) en el acoplador 48. El elemento de ganancia compleja 44 se sintoniza para cancelar el ruido de transmisor en la banda de recepción del receptor 14. Las líneas de retardo fijo 42 y 50 se utilizan para minimizar una falta de coincidencia de retardo de grupo entre las dos trayectorias (es decir, la trayectoria de alimentación anticipada y la trayectoria principal).

Los resultados de la simulación muestran que el subsistema de cancelación de ruido de TX de alimentación anticipada 32 descrito en el artículo de Roussel podría cancelar el ruido de transmisión en la banda de recepción en aproximadamente 30 decibelios (dB), pero sólo en un ancho de banda de 5 megahercios (MHz). Como tal, el subsistema de cancelación de ruido de TX de alimentación anticipada 32 no es adecuado para aplicaciones de banda ancha o multibanda tales como, por ejemplo, redes de comunicaciones celulares LTE (Long Term Evolution). Más específicamente, los elementos de ganancia compleja 40 y 44 utilizan desfases o moduladores vectoriales. Los desplazadores de fase y los moduladores vectoriales están limitados en ancho de banda y, como resultado, limitan el ancho de banda del subsistema de cancelación de ruido de TX de alimentación anticipada 32. Además de estar limitado en ancho de banda, el subsistema de cancelación de ruido de TX de alimentación anticipada 32 aumenta las pérdidas de inserción a través de la línea de retardo fijo 50 y los acopladores 34, 36 y 48 en la trayectoria de radiofrecuencia.

La figura 3 ilustra un nodo de comunicación 52 que incluye otro subsistema de cancelación de ruido de TX de alimentación anticipada 54 de la técnica anterior. Al igual que el subsistema de cancelación de ruido de TX de alimentación anticipada 32 de la figura 2, el subsistema de cancelación de ruido de TX de alimentación anticipada 54 tiene ancho de banda limitado y, por lo tanto, no es adecuado para su uso en aplicaciones de banda ancha. El nodo de comunicación 52 incluye un transmisor 56 que tiene un amplificador de potencia 58 y un receptor 60 que tiene un LNA 62 donde el transmisor 56 y el receptor 60 están acoplados a una antena 64 a través de un duplexor 66. El subsistema de cancelación de ruido de TX de alimentación anticipada 54 opera para cancelar o suprimir el ruido de transmisión en la banda de recepción del receptor 60 como se describe en T. O'Sullivan, R.A. York, B. Noren y P.M. Asbeck, "Adaptive duplexer implemented using single-path and multipath feedforward techniques with BST phase shifters", IEEE Trans. on MTT, vol. 53, nº 1, pp. 106-114, enero de 2005 (en adelante el "artículo de O'Sullivan").

Más específicamente, el subsistema de cancelación de ruido de TX de alimentación anticipada 54 incluye acopladores 68 y 70, un filtro de respuesta en muesca (o filtro trampa) 72, un amplificador 74 y un elemento de ganancia compleja 76 conectados como se muestra. En general, el acoplador 68 obtiene una señal que corresponde a una señal de transmisión de radiofrecuencia puesta en salida por el transmisor 56. La señal se hace pasar a través del filtro trampa 72 que tiene una muesca centrada en una banda de transmisión del transmisor 56 para proporcionar una señal filtrada que es representativa del ruido de transmisión en la banda de recepción del receptor 60. Se desea que el filtro trampa 72 evite que la señal de alta potencia en la banda de transmisión empuje los componentes subsiguientes hacia una operación no lineal. Después del filtro trampa 72, la señal filtrada se amplifica y luego se ajusta en amplitud y fase antes de ser combinada de nuevo en la trayectoria principal entre el duplexor 66 y el receptor 60. El elemento de ganancia compleja 76 es sintonizable para permitir que la atenuación de alimentación anticipada ocurra en cualquier canal en la banda de recepción. El duplexor 66, que es más específicamente un duplexor de onda acústica de superficie (SAW), contribuye a un desajuste de retardo de grupo relativamente grande entre la trayectoria principal y la trayectoria de alimentación anticipada. En los sistemas de alimentación anticipada, el ancho de banda de atenuación se reduce a medida que aumenta el desajuste de retardo de grupo. En el artículo de O'Sullivan, se propusieron múltiples trayectorias de alimentación anticipada en una configuración paralela para la atenuación en múltiples frecuencias, o para un ancho de banda de atenuación más amplio.

En el artículo de O'Sullivan, se describió la fabricación y ensayo del subsistema de cancelación de ruido de TX de alimentación anticipada 54 para una única trayectoria de alimentación anticipada. La banda de transmisión era 824 -

- 849 MHz y la banda de recepción era 869 - 894 MHz. El duplexor de SAW 66 tenía 40 dB de aislamiento de TX-recepción (RX) en la banda de recepción. El subsistema de cancelación de ruido de TX de alimentación anticipada 54 aumentó el aislamiento en más de 20 dB a lo largo de un ancho de banda de canal de 2 MHz. Se informó de este rendimiento para cada canal en la banda de recepción. El artículo de O'Sullivan también describió la fabricación y ensayo del subsistema de cancelación de ruido de TX de alimentación anticipada 54 con trayectorias de error dual, o alimentación anticipada. Se informó de resultados de dos casos diferentes. El primer caso situó los dos nulos de respuesta de frecuencia a 9 MHz de separación, y el aislamiento mejorado resultante fue de 9 dB sobre 16 MHz. El segundo caso tenía una separación de nulos de 4 MHz, con lo que el aislamiento aumentó en 20 dB sobre 4,5 MHz.
- 5
- 10 Sin embargo, debido a que el ancho de banda del elemento de ganancia compleja 76 está limitado, el ancho de banda del subsistema de cancelación de ruido de TX de alimentación anticipada 54 es limitado y, por lo tanto, no es adecuado para aplicaciones de banda ancha (por ejemplo, superior a 20 MHz, superior a 40 MHz o similar). Además, el duplexor 66 está dentro del bucle de cancelación.
- 15 Por lo tanto, la trayectoria de señal principal incluye tanto la banda de parada del filtro de transmisión del duplexor 66 como la banda de paso del filtro de recepción del duplexor 66. Como resultado, la respuesta en frecuencia de la trayectoria de señal principal está muy lejos de la de una línea de retardo, que no es favorable para la cancelación de alimentación anticipada. En otras palabras, el duplexor 66 tiene una respuesta en frecuencia dependiente de la frecuencia que es difícil, si no imposible, de modelar usando solamente un único elemento de ganancia compleja 76 o unos pocos elementos 76 de ganancia compleja paralelos. Una vez más, esto limita el ancho de banda del subsistema de cancelación de ruido de TX de alimentación anticipada 54.
- 20
- La figura 4 ilustra un nodo de comunicación 78 que incluye otro subsistema de cancelación de ruido de TX de alimentación anticipada 80 de la técnica anterior. Al igual que los subsistemas de cancelación de ruido de TX de alimentación anticipada 32 y 54 de las figuras 2 y 3, el subsistema de cancelación de ruido de TX de alimentación anticipada 80 tiene ancho de banda limitado y, por lo tanto, no es adecuado para su uso en aplicaciones de banda ancha. El nodo de comunicación 78 incluye un transmisor 82 que tiene un amplificador de potencia 84 y un receptor 86 que tiene un LNA 88 en el que el transmisor 82 y el receptor 86 están acoplados a una antena 90 a través de un circulador 92. El subsistema de cancelación de ruido de TX de alimentación anticipada 80 opera para cancelar o suprimir el ruido de transmisión en la banda de recepción del receptor 86, como se describe en Kannangara y M. Faulkner, "Adaptive duplexer for multiband transceiver", RAWCON Proceedings, pp. 381-384, agosto de 2003 (en adelante el "artículo de Kannangara").
- 25
- 30
- Más específicamente, el subsistema de cancelación de ruido de TX de alimentación anticipada 80 descrito en el artículo de Kannangara incluye acopladores 94 y 96, un divisor 98, líneas de retardo fijo 100 y 102, elementos de ganancia compleja 104 y 106 y un combinador 108 conectados como se muestra. En general, el acoplador 94 obtiene una señal que corresponde a una señal de transmisión de radiofrecuencia puesta en salida por el transmisor 82. La señal es dividida por el divisor 98. Las dos señales de división puestas en salida por el divisor 98 se hacen pasar a través de las líneas de retardo fijo 100 y 102 que tienen retardos τ_1 y τ_2 y los elementos de ganancia compleja 104 y 106, respectivamente, y son luego recombinadas por el combinador 108. La salida del combinador 108 está acoplada a la entrada del receptor 86. Los elementos de ganancia compleja 104 y 106 se sintonizan para proporcionar la cancelación del ruido de transmisión en la banda de recepción del receptor 86.
- 35
- 40
- En el artículo de Kannangara, se desarrolló el subsistema de cancelación de ruido de TX de alimentación anticipada 80 para mejorar un circulador fijo (es decir, el circulador 92) mejorando el aislamiento del duplexador en ambas bandas de transmisión y recepción. El duplexador fijo utilizado para mediciones en el artículo de Kannangara proporcionó al menos 20 dB de aislamiento tanto en las bandas de transmisión como de recepción. Se realizaron mediciones para una banda de transmisión centrada en 1955 MHz y una banda de recepción centrada en 2145 MHz. El subsistema de cancelación de ruido de TX de alimentación anticipada 80 aumentó el aislamiento de banda de transmisión en 47 dB y el aislamiento de banda de recepción en 38 dB. La atenuación se midió en anchos de banda de canal de 5 MHz.
- 45
- 50
- El subsistema de cancelación de ruido de TX de alimentación anticipada 80 descrito en el artículo de Kannangara no es adecuado para aplicaciones de banda ancha. De nuevo, el ancho de banda del subsistema de cancelación de ruido de TX de alimentación anticipada 80 está limitado por el ancho de banda de los elementos de ganancia compleja 104 y 106. Otra cuestión es que el subsistema de cancelación de ruido de TX de alimentación anticipada 80 de Kannangara fue diseñado para un terminal móvil. Los nodos de comunicación de mayor potencia (por ejemplo, una estación base) generan señales de transmisión que tienen un rango dinámico mucho mayor. Esto requeriría elementos de ganancia compleja con el mismo rango dinámico en las trayectorias de alimentación anticipada, lo cual es imposible para los requisitos típicos de nodos de comunicación de alta potencia.
- 55
- 60
- Como tal, existe la necesidad de sistemas y métodos para suprimir fugas de ruido térmico e IMD desde la salida de un transmisor a un receptor co-localizado que sean adecuados para aplicaciones de banda ancha. Además, existe la necesidad de sistemas y métodos para suprimir fugas de ruido térmico e IMD desde la salida de un transmisor a un receptor co-localizado que sean adecuados para aplicaciones de banda ancha de alta potencia.
- 65

El documento US 2011/170473 A1 se puede considerar que divulga un repetidor inalámbrico que incluye un cancelador de eco para cancelar una cantidad estimada de retroalimentación procedente de una señal de entrada y un receptor de referencia para muestrear una porción de la señal de transmisión antes de una transmisión aérea para uso como señal de referencia para la estimación de canal. Se obtiene una estimación de canal más precisa al usar la señal de referencia procedente del receptor de referencia ya que la señal de referencia tiene en cuenta distorsiones en el circuito de transmisor del repetidor.

El documento US 2004/203458 A1 se puede considerar que divulga un aparato y un método para reducir interferencias en un dispositivo de comunicación particularmente efectivo para interferencias de segundo orden en receptor de conversión directa desde un transmisor co-localizado. Esto se consigue mediante una función de transferencia de una trayectoria de transmisión desde el transmisor hasta el receptor y aplicando esta función de transferencia a la señal de banda base procedente del transmisor para proporcionar una estimación de interferencias que se esperan en la señal recibida. La interferencia estimada se resta de la señal de banda base de receptor para reducir interferencias.

El documento US 2012/140860 A1 se puede considerar que divulga un método y un aparato para un esquema adaptativo no lineal para una cancelación de emisión fuera de banda, de transmisión. Se proporciona un método para retirar emisiones de transmisor no deseadas de una señal compuesta recibida. El método realiza las etapas de: extraer las muestras I y Q de una salida de modulador; poner en entrada las muestras I y Q a un filtro no lineal; aplicar pesos a las salidas del filtro no lineal, combinando las salidas del filtro no lineal para generar una estimación de emisión de banda amplia; seleccionar una porción de una emisión de transmisión en una porción deseada de una banda de recepción; restar de una señal compuesta una salida del filtro no lineal; retroalimentar un error residual al filtro no lineal; y adaptar el filtro no lineal de manera iterativa.

Sumario

Se describen sistemas y métodos para suprimir ruido de transmisor en una banda de recepción de un receptor co-localizado que son adecuados para aplicaciones de banda ancha. Sin embargo, hay que tener en cuenta que aunque los sistemas y métodos descritos en la presente memoria descriptiva son adecuados para aplicaciones de banda ancha, los sistemas y métodos descritos en la presente memoria descriptiva no están limitados a los mismos. En una realización, un sistema incluye un transmisor, un receptor principal y un subsistema digital de cancelación de ruido de transmisión de alimentación anticipada.

De acuerdo con la invención, se proporciona un aparato y un método de acuerdo con las reivindicaciones independientes. En las reivindicaciones dependientes se establecen desarrollos.

El transmisor puede estar configurado para convertir ascendentemente y amplificar una señal digital de transmisión para proporcionar una señal analógica de transmisión de radiofrecuencia en una salida del transmisor. La señal analógica de transmisión de radiofrecuencia puede incluir una señal deseada en una banda de transmisión del transmisor y ruido de transmisor en una banda de recepción del receptor principal. El receptor principal puede estar configurado para amplificar, convertir descendentemente y digitalizar una señal analógica de recepción de radiofrecuencia para proporcionar una señal digital de recepción. El subsistema digital de cancelación de ruido de transmisión de alimentación anticipada puede estar configurado para procesar la señal digital de transmisión para generar una señal digital de cancelación de ruido de transmisor que es representativa del ruido de transmisor en la banda de recepción y restar de la señal digital de recepción la señal digital de cancelación de ruido de transmisor para proporcionar por ello una señal digital compensada de recepción en la que el ruido de transmisor ha sido suprimido o cancelado.

El subsistema digital de cancelación de ruido de transmisión de alimentación anticipada puede incluir un modelo de transmisor no lineal que procesa la señal digital de transmisión para generar una representación digital de banda base del ruido de transmisor en una banda de recepción del receptor principal en una salida de un receptor de observación que observa la salida del transmisor y un modelo lineal que procesa la representación digital de banda base del ruido de transmisor en la banda de recepción del receptor principal para generar la señal digital de cancelación de ruido de transmisor que es representativa del ruido de transmisor en la banda de recepción en una salida digital del receptor principal.

El subsistema digital de cancelación de ruido de transmisión de alimentación anticipada puede incluir un modelo no lineal que procesa la señal digital de transmisión para generar la señal digital de cancelación de ruido de transmisor que es representativa del ruido de transmisor en la banda de recepción en una salida digital del receptor principal.

Los expertos en la técnica apreciarán el alcance de la presente divulgación y se darán cuenta de aspectos adicionales de la misma después de leer la siguiente descripción detallada de las realizaciones preferidas en asociación con las figuras de dibujo que se acompañan.

Breve descripción de las figuras de dibujo

Las figuras de dibujo que se acompañan, incorporadas en y que forman parte de esta memoria descriptiva, ilustran varios aspectos de la divulgación y, junto con la descripción, sirven para explicar los principios de la divulgación.

5 la figura 1 es una representación de dominio de frecuencia de una señal de transmisión de doble portadora concurrente puesta en salida por un transmisor y distorsión de intermodulación (IMD) residual y ruido térmico en una banda de recepción emparejada de un receptor co-localizado;

10 la figura 2 ilustra un nodo de comunicación que incluye un subsistema de cancelación de ruido de transmisión de alimentación anticipada de acuerdo con la técnica anterior;

la figura 3 ilustra un nodo de comunicación que incluye otro subsistema de cancelación de ruido de transmisión de alimentación anticipada según la técnica anterior;

15 la figura 4 ilustra un nodo de comunicación que incluye otro subsistema de cancelación de ruido de transmisión de alimentación anticipada de acuerdo con la técnica anterior;

la figura 5 ilustra un nodo de comunicación que incluye un subsistema de cancelación de ruido de transmisión de alimentación anticipada de acuerdo con un primer ejemplo comparativo;

20 la figura 6 ilustra un nodo de comunicación que incluye un subsistema de cancelación de ruido de transmisión de alimentación anticipada de acuerdo con un segundo ejemplo comparativo;

la figura 7 ilustra un nodo de comunicación que incluye un subsistema de cancelación de ruido de transmisión de alimentación anticipada de acuerdo con un tercer ejemplo comparativo;

25 la figura 8 ilustra un nodo de comunicación que incluye un subsistema de cancelación de ruido de transmisión de alimentación anticipada de acuerdo con un cuarto ejemplo comparativo;

30 la figura 9 ilustra un nodo de comunicación que incluye un subsistema de cancelación de ruido de transmisión de alimentación anticipada de acuerdo con un quinto ejemplo comparativo;

la figura 10 ilustra un nodo de comunicación que incluye un subsistema de cancelación de ruido de transmisión de alimentación anticipada de acuerdo con un sexto ejemplo comparativo;

35 la figura 11 ilustra un nodo de comunicación que incluye un subsistema de cancelación de ruido de transmisión de alimentación anticipada de acuerdo con un séptimo ejemplo comparativo;

la figura 12 ilustra un ejemplo comparativo alternativo del nodo de comunicación de la figura 5, en el que el nodo de comunicación incluye antenas de transmisión y recepción separadas;

40 la figura 13 es un diagrama de flujo que ilustra un proceso para la cancelación de ruido de transmisión de alimentación anticipada de acuerdo con un ejemplo comparativo de la presente divulgación;

45 la figura 14 ilustra un nodo de comunicación que incluye un subsistema de cancelación de ruido de transmisión de alimentación anticipada de acuerdo con la realización de la presente divulgación;

la figura 15 es un diagrama de flujo que ilustra el funcionamiento del subsistema de cancelación de ruido de transmisión de alimentación anticipada de la figura 14 de acuerdo con la realización de la presente divulgación;

50 la figura 16 ilustra un nodo de comunicación que incluye un subsistema de cancelación de ruido de transmisión de alimentación anticipada de acuerdo con un octavo ejemplo comparativo; y

la figura 17 es un diagrama de flujo que ilustra el funcionamiento del subsistema de cancelación de ruido de transmisión de alimentación anticipada de la figura 16 de acuerdo con el octavo ejemplo comparativo.

55 **Descripción detallada**

Las realizaciones expuestas a continuación representan la información necesaria para permitir a los expertos en la técnica practicar las realizaciones e ilustran el mejor modo de practicar las realizaciones. Tras la lectura de la siguiente descripción a la luz de las figuras de los dibujos que se acompañan, los expertos en la técnica entenderán los conceptos de la divulgación y reconocerán aplicaciones de estos conceptos que no se tratan aquí en particular. Debe entenderse que estos conceptos y aplicaciones caen dentro del alcance de la divulgación y las reivindicaciones que se acompañan.

65 Se divulgan sistemas y métodos para suprimir ruido de transmisor en una banda de recepción de un receptor co-localizado que son adecuados para aplicaciones de banda ancha. Apréciase, sin embargo, que aunque los sistemas

y métodos descritos en la presente memoria descriptiva son adecuados para aplicaciones de banda ancha, los sistemas y métodos descritos en la presente memoria descriptiva no están limitados a ellas. A este respecto, la figura 5 ilustra un nodo de comunicación 110 que incluye un subsistema digital de cancelación de ruido de transmisión (TX) de alimentación anticipada (FF) 112 que es adecuado para aplicaciones de banda ancha de acuerdo con un ejemplo comparativo. Como se usa aquí, el ruido de transmisor incluye tanto la distorsión de intermodulación (IMD) como el ruido térmico. El nodo de comunicación 110 es cualquier tipo de dispositivo o sistema de comunicación tal como, por ejemplo, una estación base en una red de comunicaciones celulares, un terminal móvil en una red de comunicaciones celulares, o similar. El nodo de comunicación 110 incluye un transmisor 114 y un receptor principal 116 acoplados a una antena 118 a través de un duplexor 120. El receptor principal 116 se designa aquí como co-localizado con el transmisor 114. Como se usa en la presente memoria descriptiva, el término "co-localizado" se usa para indicar que un transmisor y un receptor están situados o incluidos como parte de un solo nodo de comunicación. Además, el nodo de comunicación 110 incluye un receptor de observación de TX 122 y el subsistema digital de cancelación de ruido de TX de alimentación anticipada 112 conectados como se muestra.

En este ejemplo comparativo, el transmisor 114 incluye un subsistema digital de pre-distorsión (DPD) 124, un convertidor digital a analógico (DAC) 126, un subsistema de conversión ascendente 128 y un amplificador de potencia (PA) 130 conectados como se muestra. Aunque no se ilustra, debe entenderse que el transmisor 114 puede incluir adicionalmente uno o más componentes de filtrado y/o ganancia. El subsistema DPD 124 pre-distorsiona una señal digital de transmisión de banda base (S_{TX}) con el fin de compensar la no linealidad del amplificador de potencia 130 usando un algoritmo de pre-distorsión deseado. La señal digital de transmisión de banda base pre-distorsionada se convierte a continuación en una señal analógica de transmisión de banda base pre-distorsionada por el DAC 126 y se convierte y amplifica por el subsistema de conversión ascendente 128 y el amplificador de potencia 130 para proporcionar una señal analógica de transmisión de radiofrecuencia ($S_{TX,RF}$). La señal analógica de transmisión de radiofrecuencia ($S_{TX,RF}$) incluye tanto una señal deseada en una banda de transmisión del transmisor 114 (es decir, una representación de radiofrecuencia de la señal digital de transmisión de banda base (S_{TX})) como ruido térmico e IMD residual, que se denominan aquí ruido de transmisor. Al menos parte de este ruido de transmisor cae dentro de una banda de recepción del receptor principal 116. La señal analógica de transmisión de radiofrecuencia ($S_{TX,RF}$) se hace pasar a través de un filtro de transmisión 132 del duplexor 120 a la antena 118.

El receptor principal 116 incluye un amplificador de bajo ruido (LNA) 134, un subsistema de conversión descendente 136 y un convertidor analógico a digital (ADC) 138 conectados como se muestra. Aunque no se ilustra, debe entenderse que el receptor principal 116 puede incluir adicionalmente uno o más componentes de filtrado y/o ganancia. Una entrada del LNA 134 está acoplada a la antena 118 a través de un filtro de recepción 140 del duplexor 120. El LNA 134 amplifica una señal analógica de recepción de radiofrecuencia ($S_{RX,RF}$) recibida desde el filtro de recepción 140. La señal analógica de recepción de radiofrecuencia ($S_{RX,RF}$) amplificada entonces se convierte descendientemente a banda base y se convierte de analógica a digital por el subsistema de conversión descendente 136 y el ADC 138. Una resultante señal digital de recepción (S_{RX}) es puesta en salida por el receptor principal 116. La señal digital de recepción (S_{RX}) está preferiblemente en banda base, pero puede estar alternativamente a una frecuencia intermedia muy baja (VLIF). Debido a la fuga del ruido de transmisor en la banda de recepción al receptor principal 116 a través del duplexor 120, la señal digital de recepción (S_{RX}) incluye el ruido de transmisor en la banda de recepción del receptor principal 116 o, más específicamente, una representación digital en banda base del ruido de transmisor en la banda de recepción del receptor principal 116.

El receptor de observación de TX 122 y el subsistema digital de cancelación de ruido de TX de alimentación anticipada 112 operan para suprimir o cancelar el ruido de transmisor en la señal digital de recepción (S_{RX}). En este ejemplo comparativo, el receptor de observación de TX 122 tiene un alto rango dinámico porque el receptor de observación de TX 122 se utiliza para muestrear la señal analógica de transmisión de radiofrecuencia ($S_{TX,RF}$), incluyendo tanto la señal deseada que está a una potencia alta como el ruido de transmisor que está a un nivel de potencia mucho más bajo (por ejemplo, decenas de decibeles (dB) menos). El receptor de observación de TX 122 incluye un subsistema de conversión descendente 142 y un ADC 144 conectados como se muestra. Apréciase que aunque el receptor de observación de TX 122 se ilustra como incluyendo sólo el subsistema de conversión descendente 142 y el ADC 144, el receptor de observación de TX 122 puede incluir etapas adicionales de filtrado y/o de ganancia. Una entrada del receptor de observación de TX 122, y más específicamente una entrada del subsistema de conversión descendente 142, está acoplada a una salida del transmisor 114, o más específicamente la salida del amplificador de potencia 130, a través de un acoplador 146.

A través del acoplador 146, el receptor de observación de TX 122 recibe una señal que corresponde a la señal analógica de transmisión de radiofrecuencia ($S_{TX,RF}$) puesta en salida por el transmisor 114. La señal es convertida descendientemente y digitalizada por el subsistema de conversión descendente 142 y el ADC 144 para proporcionar una señal de salida de receptor de observación de TX (TOR). En esta realización, la señal de salida de TOR se utiliza tanto como una señal digital de retroalimentación para el subsistema DPD 124 como una señal digital de alimentación anticipada para el subsistema digital de cancelación de ruido de TX de alimentación anticipada 112. Como tal, un ancho de banda del receptor de observación de TX 122 es suficientemente ancho para incluir tanto la banda de transmisión del transmisor 114 como la banda de recepción del receptor principal 116.

En este ejemplo comparativo, la señal digital de alimentación anticipada (es decir, la señal de salida de TOR) es una representación digital de la señal analógica de transmisión de radiofrecuencia ($S_{TX,RF}$) que incluye la señal deseada en la banda de transmisión, así como el ruido de transmisor en la banda de recepción del receptor principal 116. El subsistema digital de cancelación de ruido de TX de alimentación anticipada 112 incluye un filtro de banda de recepción (RX) 148, un filtro digital adaptativo 150 y un substractor 152 conectados como se muestra. El filtro de banda de RX 148 filtra la señal digital de alimentación anticipada para proporcionar una señal digital filtrada de alimentación anticipada que es representativa del ruido de transmisor en la banda de recepción del receptor principal 116. La señal digital filtrada de alimentación anticipada es entonces filtrada de forma adaptativa por el filtro digital adaptativo 150 para proporcionar una señal digital de cancelación de ruido de TX que se aproxima o es igual a la representación digital en banda base del ruido de transmisor en la señal digital de recepción (S_{RX}). El substractor 152 resta entonces de la señal digital de recepción (S_{RX}) la señal digital de cancelación de ruido de TX para proporcionar de ese modo una señal digital compensada de recepción (S'_{RX}) en la que se ha suprimido o eliminado el ruido de transmisor.

En un ejemplo comparativo, el filtro digital adaptativo 150 es un filtro de respuesta de impulso finito (FIR). El filtro digital adaptativo 150 se configura de forma adaptativa utilizando cualquier algoritmo de adaptación adecuado (por ejemplo, LMS) de modo que se minimice el ruido de transmisión en la señal digital compensada de recepción (S'_{RX}). Por ejemplo, para LMS, una señal de entrada para el algoritmo LMS es la señal digital filtrada de alimentación anticipada puesta en salida por el filtro de banda de RX 148, una señal de referencia para el algoritmo LMS es la señal digital de recepción (S_{RX}) puesta en salida por el receptor principal 116 y una señal de error para el algoritmo LMS es la señal digital compensada de recepción (S'_{RX}). El filtro digital adaptativo 150 modela una diferencia entre la trayectoria principal desde la salida del transmisor 114 a través del filtro de transmisión 132 y el filtro de recepción 140 del duplexor 120 y el receptor principal 116 y la trayectoria de alimentación anticipada a través del receptor de observación de TX 122 y el filtro de banda de RX 148. De esta manera, el filtro digital adaptativo 150 ecualiza las trayectorias principal y de alimentación anticipada. Es importante destacar que el filtro digital adaptativo 150 es un filtro digital adaptativo de orden N, en el que N es mayor que o igual a 1 pero puede ser grande (por ejemplo, 32 o más). Por lo tanto, el filtro digital adaptativo 150 puede modelar con precisión la diferencia entre la trayectoria principal y la trayectoria de alimentación anticipada sobre un amplio ancho de banda. Por ejemplo, el filtro digital adaptativo 150 puede modelar con precisión la diferencia entre la trayectoria principal y la trayectoria de alimentación anticipada sobre anchos de banda mayores o iguales a 20 megahercios (MHz), mayores o iguales a 40 MHz o incluso mayores anchos de banda. De esta manera, el subsistema digital de cancelación de ruido de TX de alimentación anticipada 112 es adecuado para aplicaciones de banda ancha. Además, el receptor de observación de TX 122 usa solamente un único acoplador (es decir, el acoplador 146) y, como tal, reduce significativamente las pérdidas de inserción en la trayectoria de radiofrecuencia en comparación con los sistemas de la técnica anterior de las figuras 2 a 4.

La figura 6 ilustra un nodo de comunicación 154 que incluye un subsistema digital de cancelación de ruido de TX de alimentación anticipada 156 que es adecuado para aplicaciones de banda ancha de acuerdo con un segundo ejemplo comparativo. Este ejemplo comparativo es similar al de la figura 5, pero en la que la señal digital de alimentación anticipada se genera separadamente de la señal de retroalimentación utilizada para configurar adaptativamente la pre-distorsión digital. El nodo de comunicación 154 es cualquier tipo de dispositivo o sistema de comunicación tal como, por ejemplo, una estación base en una red de comunicaciones celulares, un terminal móvil en una red de comunicaciones celulares, o similar. El nodo de comunicación 154 incluye un transmisor 158 y un receptor principal 160 acoplado a una antena 162 a través de un duplexor 164. El receptor principal 160 se designa aquí como co-localizado con el transmisor 158. Además, el nodo de comunicación 154 incluye un receptor de observación de TX 166, un receptor auxiliar 168 y el subsistema de cancelación de ruido de TX de alimentación anticipada digital 156 conectados como se muestra.

En este ejemplo comparativo, el transmisor 158 incluye un subsistema DPD 170, un DAC 172, un subsistema de conversión ascendente 174 y un amplificador de potencia 176 conectados como se muestra. Aunque no se ilustra, debe entenderse que el transmisor 158 puede incluir adicionalmente uno o más componentes de filtrado y/o ganancia. El subsistema DPD 170 predispone una señal digital de transmisión de banda base (S_{TX}) para compensar la no linealidad del amplificador de potencia 176 utilizando un algoritmo de pre-distorsión conocido. La señal digital de transmisión pre-distorsionada se convierte a continuación en una señal de transmisión analógica pre-distorsionada por el DAC 172 y se convierte ascendentemente y amplifica por el subsistema de conversión ascendente 174 y el amplificador de potencia 176 para proporcionar una señal analógica de transmisión de radiofrecuencia ($S_{TX,RF}$). La señal analógica de transmisión de radiofrecuencia ($S_{TX,RF}$) incluye tanto una señal deseada en una banda de transmisión del transmisor 158 (es decir, una representación de radiofrecuencia de la señal digital de transmisión de banda base (S_{TX})) como también ruido térmico e IMD residual, que se denominan aquí ruido de transmisor. Al menos parte de este ruido de transmisor cae dentro de una banda de recepción del receptor principal 160. La señal analógica de transmisión de radiofrecuencia ($S_{TX,RF}$) se pasa a través de un filtro de transmisión 178 del duplexor 164 a la antena 162.

El receptor principal 160 incluye un LNA 180, un subsistema de conversión descendente 182 y un ADC 184 conectados como se muestra. Notablemente, aunque no se ilustra, el receptor principal 160 puede incluir etapas adicionales de filtrado y/o de ganancia. Una entrada del LNA 180 está acoplada a la antena 162 a través de un filtro

de recepción 186 del duplexor 164. El LNA 180 amplifica una señal analógica de recepción de radiofrecuencia ($S_{RX,RF}$) recibida desde el filtro de recepción 186. La señal analógica amplificada de recepción de radiofrecuencia se convierte descendientemente a continuación en una banda base y se convierte de analógico a digital por el subsistema de conversión descendente 182 y el ADC 184. La resultante señal digital de recepción (S_{RX}) es puesta en salida por el receptor principal 160. Sin embargo, debido a la fuga del ruido de transmisor en la banda de recepción al receptor principal 160 a través del duplexor 164, la señal digital de recepción (S_{RX}) incluye el ruido de transmisor o, más específicamente, una representación digital de banda base del ruido de transmisor en el receptor banda.

5 El receptor de observación de TX 166 y el receptor auxiliar 168 están acoplados a la salida del transmisor 158, y más específicamente a la salida del amplificador de potencia 176, a través de un acoplador 188. El receptor de observación de TX 166 recibe una señal que es representativa de la señal analógica de transmisión de radiofrecuencia ($S_{TX,RF}$) del acoplador 188 y luego filtra, convierte descendientemente y digitaliza la señal para proporcionar una señal de salida de TOR al subsistema DPD 170. El subsistema DPD 170 utiliza un algoritmo de adaptación deseado para controlar de forma adaptativa una pre-distorsión aplicada a la señal digital de transmisión de banda base (S_{TX}).

10 El receptor auxiliar 168 y el subsistema digital de cancelación de ruido de TX de alimentación anticipada 156 operan para suprimir o cancelar el ruido de transmisor en la señal digital de recepción (S_{RX}). En esta realización, el receptor auxiliar 168 incluye un filtro de paso bajo (LPF) 190, un subsistema de conversión descendente 192 y un ADC 194 conectados como se muestra. Obsérvese que aunque el receptor auxiliar 168 está ilustrado incluyendo sólo el LPF 190, el subsistema de conversión descendente 192 y el ADC 194, el receptor auxiliar 168 puede incluir etapas adicionales de filtrado y/o de ganancia. Una entrada del receptor auxiliar 168, y más específicamente una entrada del LPF 190, está acoplada a la salida del transmisor 158, o más específicamente a la salida del amplificador de potencia 176, a través del acoplador 188. A través del acoplador 188, el receptor auxiliar 168 recibe una señal que corresponde a la señal analógica de transmisión de radiofrecuencia ($S_{TX,RF}$) puesta en salida por el transmisor 158. La señal es filtrada por el LPF 190 para eliminar la señal deseada (es decir, la señal de transmisión de alta potencia deseada en la banda de transmisión del transmisor 158). En particular, en esta realización, la banda de recepción es inferior a la banda de transmisión y, por lo tanto, el LPF 190 atenúa la señal en la banda de frecuencia de transmisión. La señal filtrada puesta en salida por el LPF 190 es convertida descendientemente y digitalizada por el subsistema de conversión descendente 192 y el ADC 194 para proporcionar una señal digital de alimentación anticipada en la salida del receptor auxiliar 168.

20 En este ejemplo comparativo, puesto que la señal deseada de alta potencia es eliminada por el LPF 190, el receptor auxiliar 168 no necesita un gran rango dinámico. Como tal, el ruido de transmisor relativamente débil en la banda de recepción se puede muestrear con mayor precisión puesto que el receptor auxiliar 168 no requiere un espacio libre importante para evitar un comportamiento no lineal debido a la señal deseada mucho mayor en la banda de transmisión. Además, puesto que el receptor auxiliar 168 sólo observa la banda de recepción del receptor principal 160, la anchura de banda del receptor auxiliar 168 puede ser sustancialmente menor que la del receptor de observación de TX 122 de la figura 5.

25 Antes de proseguir, debe tenerse en cuenta que pueden utilizarse diferentes esquemas de filtrado para atenuar la banda de frecuencia de transmisión dependiendo de la relación de las bandas de frecuencia de transmisión y recepción y diversos criterios de diseño. Más específicamente, aunque el LPF 190 se utiliza en el ejemplo comparativo de la figura 6, puede alternativamente utilizarse un filtro de paso alto si la banda de recepción es más alta en frecuencia que la banda de transmisión. Como otra alternativa, puede usarse un filtro de paso de banda que tiene una banda de paso que incluye la banda de recepción. Además, aunque el filtrado se realiza a radiofrecuencia en el ejemplo comparativo de la figura 6, el filtrado puede realizarse alternativamente a una frecuencia intermedia deseada o a una banda base analógica. Apréciase, sin embargo, que sólo los componentes que siguen al filtro tendrán requisitos de rango dinámico relajados.

30 En este ejemplo comparativo, la señal digital de alimentación anticipada es una representación digital del ruido de transmisor en la banda de recepción del receptor principal 160. El subsistema digital de cancelación de ruido de TX de alimentación anticipada 156 incluye un filtro digital adaptativo 196 y un sustractor 198 conectados como se muestra. El filtro digital adaptativo 196 filtra la señal digital de alimentación anticipada para proporcionar una señal digital de cancelación de ruido de TX que se aproxima o es igual a la representación digital de banda base del ruido de transmisor en la señal digital de recepción (S_{RX}). El sustractor 198 resta entonces de la señal digital de recepción (S_{RX}) la señal digital de cancelación de ruido de TX para proporcionar de ese modo una señal digital compensada de recepción (S'_{RX}) en la que el ruido de transmisor ha sido suprimido o eliminado.

35 En un ejemplo comparativo, el filtro digital adaptativo 196 es un filtro FIR. El filtro digital adaptativo 196 se configura de forma adaptativa utilizando cualquier algoritmo de adaptación adecuado (por ejemplo, LMS) de tal manera que se minimice el ruido de transmisión en la señal digital compensada de recepción (S'_{RX}). Por ejemplo, para LMS, una señal de entrada para el algoritmo LMS es la señal digital de alimentación anticipada puesta en salida por el receptor auxiliar 168, una señal de referencia para el algoritmo LMS es la señal digital de recepción (S_{RX}) puesta en salida por el receptor principal 160 y un error para el algoritmo LMS es la señal digital compensada de recepción (S'_{RX}). El filtro

digital adaptativo 196 modela una diferencia entre la trayectoria principal desde la salida del transmisor 158 a través del filtro de transmisión 178 y el filtro de recepción 186 del duplexor 164 y el receptor principal 160 y la trayectoria de alimentación anticipada a través del receptor auxiliar 168. De esta manera, el filtro digital adaptativo 196 ecualiza las trayectorias principal y de alimentación anticipada. Es importante destacar que el filtro digital adaptativo 196 es un filtro digital adaptativo de orden N, en el que N puede ser grande (por ejemplo, 32 o más). Por lo tanto, el filtro digital adaptativo 196 puede modelar con precisión la diferencia entre la trayectoria principal y la trayectoria de alimentación anticipada sobre un amplio ancho de banda. Por ejemplo, el filtro digital adaptativo 196 puede modelar con precisión la diferencia entre la trayectoria principal y la trayectoria de alimentación anticipada sobre anchos de banda mayores o iguales a 20 MHz, mayores o iguales a 40 MHz, o incluso mayores anchos de banda. De esta manera, el subsistema digital de cancelación de ruido de TX de alimentación anticipada 156 es adecuado para aplicaciones de banda ancha.

La figura 7 ilustra el nodo de comunicación 154 que incluye el subsistema digital de cancelación de ruido de TX de alimentación anticipada 156 que es adecuado para aplicaciones de banda ancha de acuerdo con un tercer ejemplo comparativo. Esta realización es sustancialmente la misma que la de la figura 6. Sin embargo, en esta realización, el filtrado se proporciona mediante filtros de transmisión y recepción 200 y 202. Los filtros de transmisión y recepción 200 y 202 se pueden implementar como un duplexor. Los filtros de transmisión y recepción 200 y 202 pueden ser, por ejemplo, filtros de paso de banda. El filtro de transmisión 200 filtra la señal del acoplador 188 para proporcionar una señal filtrada que corresponde a la señal deseada en la banda de frecuencia de transmisión del transmisor 158, que es procesada a continuación por el receptor de observación de TX 166. Del mismo modo, el filtro de recepción 202 filtra la señal desde el acoplador 188 para proporcionar una señal filtrada que corresponde al ruido de transmisor en la banda de recepción, que es procesada a continuación por el receptor auxiliar 168.

La figura 8 ilustra el nodo de comunicación 154 que incluye el subsistema digital de cancelación de ruido de TX de alimentación anticipada 156 que es adecuado para aplicaciones de banda ancha de acuerdo con un cuarto ejemplo comparativo. Este ejemplo comparativo es sustancialmente el mismo que el de la figura 6. Sin embargo, en este ejemplo comparativo, la entrada del receptor auxiliar 168 está conectada a un acoplador 204 en una salida del filtro de transmisión 178 del duplexor 164. Debe observarse que, de la misma manera, el acoplador 146 de la figura 5 puede ser movido a la salida del filtro de transmisión 132.

La figura 9 ilustra el nodo de comunicación 154 que incluye el subsistema digital de cancelación de ruido de TX de alimentación anticipada 156 que es adecuado para aplicaciones de banda ancha de acuerdo con un quinto ejemplo comparativo. Este ejemplo comparativo es sustancialmente el mismo que el de la figura 6. Sin embargo, en este ejemplo comparativo, la entrada del receptor auxiliar 168 está conectada a un acoplador 206 en una salida del duplexor 164. Debe notarse que, de la misma manera, el acoplador 146 de la figura 5 puede ser movido a la salida del duplexor 120. Notablemente, los ejemplos comparativos de las figuras 8 y 9 son tales que cualquier IMD pasiva en el filtro de transmisión 178 o el duplexor 164 también puede ser cancelada por el subsistema digital de cancelación de ruido de TX de alimentación anticipada 156. Sin embargo, el acoplador adicional 204, 206 añade pérdida de inserción.

La figura 10 ilustra el nodo de comunicación 154 que incluye el subsistema digital de cancelación de ruido de TX de alimentación anticipada 156 que es adecuado para aplicaciones de banda ancha de acuerdo con un sexto ejemplo comparativo. Este ejemplo comparativo es sustancialmente el mismo que el de la figura 6. Sin embargo, en este ejemplo comparativo, el LPF 190 se sustituye por un bucle de cancelación de señal 208. El bucle de cancelación de señal 208 opera para cancelar activamente la señal deseada en la banda de transmisión a partir de la señal obtenida por el acoplador 188, de manera que una señal de entrada al receptor auxiliar 168 corresponde al ruido de transmisión. En esta realización, el bucle de cancelación de señal 208 incluye un elemento de ganancia compleja 210, un retardo 212 y un combinador 214 conectados como se muestra. El elemento de ganancia compleja 210 está configurado de tal manera que la señal deseada se cancela de la señal proporcionada por el acoplador 188. En particular, el elemento de ganancia compleja 210 podría colocarse alternativamente en la otra trayectoria directamente antes del PA 176.

La figura 11 ilustra el nodo de comunicación 154 que incluye el subsistema digital de cancelación de ruido de TX de alimentación anticipada 156 que es adecuado para aplicaciones de banda ancha de acuerdo con un séptimo ejemplo comparativo. Este ejemplo comparativo es sustancialmente el mismo que el de la figura 10. Sin embargo, en este ejemplo comparativo, el bucle de cancelación de señal 208 incluye un filtro digital 216 (por ejemplo, un filtro FIR), un DAC 218, un subsistema de conversión ascendente 220 y un combinador 222 conectados como se muestra. En funcionamiento, el filtro digital 216, el DAC 218 y el subsistema de conversión ascendente 220 funcionan como un transmisor secundario que genera una señal que corresponde a la señal deseada en la banda de transmisión puesta en salida por el transmisor 158, pero que está desfasada 180° con la señal deseada en la banda de transmisión. El filtro digital 216 está configurado para compensar una diferencia entre la trayectoria desde la entrada del transmisor 158 a la entrada del combinador 222 conectado al acoplador 188 y la trayectoria desde la entrada del transmisor 158 a la otra entrada del combinador 222 conectado a la salida del subsistema de conversión ascendente 220. En funcionamiento, la señal digital de transmisión (S_{TX}) pasa a través del filtro digital 216, el DAC 218 y el subsistema de conversión ascendente 220 para proporcionar la señal que corresponde a la señal deseada en la banda de transmisión puesta en salida por el transmisor 158 pero desfasada 180° con la señal deseada en la

banda de transmisión. Como resultado, cuando las dos señales son combinadas por el combinador 222, se cancela la señal deseada. La señal de salida del combinador 222 es entonces convertida descendientemente y digitalizada por el receptor auxiliar 168 para proporcionar de este modo la señal digital de alimentación anticipada que es una representación digital del ruido de transmisor en la banda de recepción del receptor principal 160. Aunque no se ilustra, debe entenderse que el bucle de cancelación de señal 208 puede incluir adicionalmente uno o más componentes de filtrado y/o ganancia.

La figura 12 ilustra un ejemplo comparativo alternativo del nodo de comunicación 110 de la figura 5 que incluye antenas de transmisión y recepción separadas 118-1 y 118-2. En este ejemplo comparativo, el duplexor 120 de la figura 5 se sustituye por filtros de extremo delantero 120' que incluyen el filtro de transmisión 132 y el filtro de recepción 140. En este caso, se produce una fuga en la banda de recepción desde la antena de transmisión 118-1 a la antena de recepción 118-2. De la misma manera, ejemplos comparativos alternativos del nodo de comunicación 154 de las figuras 6 a 11 pueden tener antenas de transmisión y recepción separadas.

La figura 13 es un diagrama de flujo que ilustra un proceso para suprimir la fuga de ruido de transmisión entre un transmisor y receptor co-localizados de acuerdo con un ejemplo comparativo. En primer lugar, se obtiene una señal que es representativa de una señal analógica de transmisión de radiofrecuencia (etapa 1000). En los ejemplos comparativos anteriores, la señal se obtiene a través de un acoplador situado en la salida del transmisor, la salida del filtro de transmisión en el duplexor o la salida del duplexor. A continuación, la señal se procesa para proporcionar una señal digital de alimentación anticipada (etapa 1002). En un ejemplo comparativo, la señal es convertida descendientemente y digitalizada para proporcionar la señal digital de alimentación anticipada, en cuyo caso la señal digital de alimentación anticipada es una representación digital de banda base de la señal analógica de transmisión de radiofrecuencia. En otro ejemplo comparativo, la señal es filtrada, convertida descendientemente y digitalizada para proporcionar la señal digital de alimentación anticipada, en cuyo caso la señal digital de alimentación anticipada es una representación digital de banda base del ruido de transmisión en la señal analógica de transmisión de radiofrecuencia. En otro ejemplo comparativo más, la señal se pasa a través de un bucle de cancelación de señal que elimina la señal deseada en la banda de transmisión y la señal resultante después de pasar a través del bucle de cancelación de señal es convertida descendientemente y digitalizada para proporcionar la señal digital de alimentación anticipada. En este caso, la señal digital de alimentación anticipada es de nuevo una representación digital de banda base del ruido de transmisión en la señal analógica de transmisión de radiofrecuencia.

A continuación, se genera una señal digital de cancelación de ruido de TX basada en la señal digital de alimentación anticipada (etapa 1004). La señal digital de cancelación de ruido de TX corresponde al ruido de transmisión en una banda de recepción del receptor. Como se ha expuesto anteriormente, la señal digital de cancelación de ruido de TX se genera mediante un filtro digital adaptativo que filtra de forma adaptativa la señal digital de alimentación anticipada o una versión filtrada de la señal digital de alimentación anticipada dependiendo del ejemplo comparativo particular. Obsérvese que la adaptación del filtro digital adaptativo puede realizarse de forma continua o intermitente. Es ventajoso ejecutar intermitentemente si las respuestas de frecuencia del receptor secundario (es decir, el receptor de observación de TX o el receptor auxiliar que genera la señal digital de alimentación anticipada) y el receptor principal no cambian rápidamente con el tiempo y si las frecuencias de las señales de transmisión en la banda de transmisión no están cambiando. Bajo esta condición, la adaptación puede pausarse para reducir el consumo de energía. Por último, la señal digital de cancelación de ruido de TX se resta de una señal de salida del receptor principal (es decir, una señal digital de recepción puesta en salida por el receptor principal) para proporcionar una señal de recepción compensada (etapa 1006).

La figura 14 ilustra un nodo de comunicación 224 de acuerdo con la realización de la presente divulgación. Como se ilustra, el nodo de comunicación 224 incluye un subsistema digital de cancelación de ruido de TX de alimentación anticipada 226 que es adecuado para aplicaciones de banda ancha de acuerdo con la realización de la presente divulgación. El nodo de comunicación 224 es cualquier tipo de dispositivo o sistema de comunicación tal como, por ejemplo, una estación base en una red de comunicaciones celulares, un terminal móvil en una red de comunicaciones celulares, o similar. El nodo de comunicación 224 incluye un transmisor 228 y un receptor principal 230 acoplado a una antena 232 a través de un duplexador 234. El receptor principal 230 se refiere aquí como co-localizado con el transmisor 228. Además, el nodo de comunicación 224 incluye un receptor de observación de TX (TORXBAND) 236 que observa una banda de transmisión del transmisor 228, un receptor de observación de TX (TORRXBAND) 238 y el subsistema digital de cancelación de ruido de TX de alimentación anticipada 226 conectados como se muestra.

En esta realización, el transmisor 228 incluye un subsistema DPD 240, un DAC 242, un subsistema de conversión ascendente 244, y un amplificador de potencia 246 conectados como se muestra. Aunque no se ilustra, debe entenderse que el transmisor 228 puede incluir adicionalmente uno o más componentes de filtrado y/o ganancia. También debe observarse que el subsistema DPD 240 y el receptor de observación de TX 236 que observa la banda de transmisión del transmisor 228 son opcionales. El subsistema DPD 240 pre-distorsiona una señal digital de transmisión de banda base (S_{TX}) para compensar la no linealidad del amplificador de potencia 246 usando un algoritmo de pre-distorsión deseado. La señal digital pre-distorsionada de transmisión de banda base se convierte a continuación en una señal analógica pre-distorsionada de transmisión de banda base por el DAC 242 y se convierte y amplifica por el subsistema de conversión ascendente 244 y el amplificador de potencia 246 para proporcionar una

señal analógica de transmisión de radiofrecuencia ($S_{TX,RF}$). La señal analógica de transmisión de radiofrecuencia ($S_{TX,RF}$) incluye tanto una señal deseada en una banda de transmisión del transmisor 228 (es decir, una representación de radiofrecuencia de la señal digital de transmisión de banda base (S_{TX})) como también ruido térmico e IMD residual, que se denominan aquí ruido de transmisor. Al menos parte de este ruido de transmisor cae dentro de una banda de recepción del receptor principal 230. La señal analógica de transmisión de radiofrecuencia ($S_{TX,RF}$) se pasa a través de un filtro de transmisión 248 del duplexador 234 a la antena 232.

Debe observarse que la IMD residual en la banda de recepción será generalmente decenas dB inferior a la señal de transmisión deseada en la salida del transmisor 228. Una pequeña porción de esta señal relativamente débil se fugará al receptor principal 230 a través del duplexor 234. Se supone que esta señal filtrada es suficientemente débil para no empujar ninguno de los componentes del receptor principal 230 a un funcionamiento no lineal. La salida del receptor principal 230 es, por tanto, una señal digital que contiene tanto una señal de recepción deseada como el ruido de transmisor fugado en la banda de recepción. Se supone además que la IMD residual es mucho más fuerte que el ruido térmico, lo cual es realista en particular para transmisores multibanda concurrentes.

El receptor principal 230 incluye un LNA 250, un subsistema de conversión descendente 252 y un ADC 254 conectados como se muestra. Aunque no se ilustra, debe entenderse que el receptor principal 230 puede incluir adicionalmente uno o más componentes de filtrado y/o ganancia. Una entrada del LNA 250 se acopla a la antena 232 a través de un filtro de recepción 256 del duplexor 234. El LNA 250 amplifica una señal analógica de recepción de radiofrecuencia ($S_{RX,RF}$) recibida desde el filtro de recepción 256. La señal analógica amplificada de recepción de radiofrecuencia ($S_{RX,RF}$) se convierte a continuación en banda base y se convierte de analógico a digital por el subsistema de conversión descendente 252 y el ADC 254. Una resultante señal digital de recepción (S_{RX}) es puesta en salida por el receptor principal 230. La señal digital de recepción (S_{RX}) está preferiblemente en banda base, pero puede alternativamente estar en una VLIIF. Debido a la fuga del ruido de transmisor en la banda de recepción al receptor principal 230 a través del duplexor 234, la señal digital de recepción (S_{RX}) incluye el ruido de transmisor en la banda de recepción del receptor principal 230 o, más específicamente, del ruido de transmisor en la banda de recepción del receptor principal 230.

El receptor de observación de TX 236 funciona para proporcionar una señal de retroalimentación digital que se utiliza para configurar el subsistema DPD 240. El receptor de observación de TX 236 incluye un filtro de banda TX 258, un subsistema de conversión descendente 260 y un ADC 262 conectados como se muestra. En particular, el filtro de banda de TX 258 se ilustra por separado para mayor claridad. Sin embargo, debe apreciarse que el filtro de banda TX 258 puede ser incluido alternativamente en el subsistema de conversión descendente 260. Además, aunque el receptor de observación de TX 236 se ilustra como incluyendo sólo el filtro de banda TX 258, el subsistema de conversión descendente 260 y el ADC 262, el receptor de observación de TX 236 puede incluir etapas adicionales de filtrado y/o de ganancia. Una entrada del receptor de observación de TX 236, y más específicamente una entrada del filtro de banda de TX 258, está acoplada a una salida del transmisor 228, o más específicamente la salida del amplificador de potencia 246, a través de un acoplador 264. A través del acoplador 264, el receptor de observación de TX 236 recibe una señal que corresponde a la señal analógica de transmisión de radiofrecuencia ($S_{TX,RF}$) puesta en salida por el transmisor 228. La señal es filtrada por el filtro de banda de TX 258 y luego convertida descendientemente y digitalizada por el subsistema de conversión descendente 260 y el ADC 262 para proporcionar una señal de salida de TOR para la banda de TX. En esta realización, la señal de salida de TOR se utiliza como una señal digital de retroalimentación para el subsistema DPD 240.

El receptor de observación de TX 238 para la banda de recepción del receptor principal 230 y el subsistema digital de cancelación de ruido de TX de alimentación anticipada 226 operan para suprimir o cancelar el ruido de transmisor en la señal digital de recepción (S_{RX}). En esta realización, el receptor de observación de TX 238 se utiliza para muestrear el ruido de transmisor en la señal analógica de transmisión de radiofrecuencia ($S_{TX,RF}$), donde el ruido de transmisor está a un nivel de potencia mucho más bajo (por ejemplo, decenas de decibelios) que la señal de transmisión deseada en la banda de transmisión del transmisor 228. El receptor de observación de TX 238 para la banda de recepción incluye un filtro de banda de RX 266, un subsistema de conversión descendente 268 y un ADC 270 conectados como se muestra. En particular, el filtro de banda de RX 266 se ilustra por separado para mayor claridad. Sin embargo, debe apreciarse que el filtro de banda de RX 266 puede estar incluido alternativamente en el subsistema de conversión descendente 268. Además, aunque el receptor de observación de TX 238 se ilustra que incluye solamente el filtro de banda de RX 266, el subsistema de conversión descendente 268 y el ADC 270, el receptor de observación de TX 238 puede incluir etapas adicionales de filtrado y/o de ganancia.

Una entrada del receptor de observación de TX 238, y más específicamente una entrada del filtro RX 266, está acoplada a la salida del transmisor 228, o más específicamente la salida del amplificador de potencia 246, a través del acoplador 264. A través del acoplador 264, el receptor de observación de TX 238 recibe una señal que corresponde a la señal analógica de transmisión de radiofrecuencia ($S_{TX,RF}$) puesta en salida por el transmisor 228. La señal es filtrada por el filtro de banda de RX 266 para obtener una señal que corresponde al ruido de transmisor en la banda de recepción del receptor principal 230. La señal puesta en salida por el filtro de banda de RX 266 es convertida descendientemente a continuación y digitalizada por el subsistema de conversión descendente 268 y el ADC 270 para proporcionar una señal de salida de TOR para la banda de recepción del receptor principal 230. La señal de salida de TOR para la banda de recepción es una representación digital del ruido de transmisor en la banda

de recepción del receptor principal 230 en la salida del transmisor 228. Como se explica a continuación, la señal de salida de TOR para la banda de recepción es utilizada por el subsistema digital de cancelación de ruido de TX de alimentación anticipada 226.

5 El subsistema digital de cancelación de ruido de TX de alimentación anticipada 226 incluye un modelo de transmisor no lineal 272, un ecualizador 274 (que también se denomina aquí modelo lineal) y un substractor 276 conectados como se muestra. El modelo de transmisor no lineal 272 funciona como un modelo de una trayectoria de señal desde una entrada del transmisor 228 (es decir, la entrada a la cual se proporciona la señal digital de transmisión (S_{TX})) a una salida del receptor de observación de TX 238 para la banda de recepción. De este modo, en esta
10 realización, el modelo de transmisor no lineal 272 modela la trayectoria de señal desde la entrada del transmisor 228 a través del transmisor 228 incluyendo la no linealidad del amplificador de potencia 246 y a través del receptor de observación de TX 238 para la banda de recepción. El modelo de transmisor no lineal 272 se implementa usando cualquier modelo o modelos no lineales digitales adecuados tales como, por ejemplo, un modelo o modelos Volterra o modelos similares (por ejemplo, un o unos polinomios de memoria, un o unos polinomios de memoria generalizada, o un o unos polinomios ortogonales), un modelo o modelos basados en bloques (por ejemplo, diferentes combinaciones de bloques Hammerstein y Wiener), o un modelo o modelos basados en una tabla de consulta. El modelo de transmisor no lineal 272 es entrenado usando cualquier técnica de entrenamiento adecuada para el modelo de transmisor no lineal 272 basado en la señal de salida de TOR puesta en salida por el receptor de observación de TX 238 para la banda de recepción. Es importante destacar que una vez entrenado el modelo de
20 transmisor no lineal 272, el receptor de observación de TX 238 puede ser apagado (o inactivo de otro manera) o potencialmente conmutado o conectado a otro transmisor (por ejemplo, donde el receptor de observación de TX 238 puede servir como único receptor de observación de TX 238 para transmisores múltiples). El receptor de observación de TX 238 puede entonces ser encendido de nuevo o activado cuando el modelo de transmisor no lineal 272 debe ser entrenado o actualizado.

25 El ecualizador 274 funciona como un modelo lineal de una trayectoria de fuga del ruido de transmisor en la banda de recepción del receptor principal 230 desde la salida del transmisor 228 a través del duplexador 234 a la salida del receptor principal 230. Además, el ecualizador 274 modela una inversa de la trayectoria de señal desde la salida del transmisor 228 a través del receptor de observación de TX 238 para la banda de recepción de modo que la cascada del modelo de transmisor no lineal 272 y el modelo lineal del ecualizador 274 no sean representativos de una respuesta de frecuencia del receptor de observación de TX 238. En una realización, el ecualizador 274 se implementa como un filtro adaptativo que es entrenado usando un algoritmo adaptativo (por ejemplo, algoritmo LMS) basado en una señal digital compensada de recepción (S'_{RX}) puesta en salida por el substractor 276. En una realización particular, el filtro adaptativo es un filtro FIR, que es fácilmente adaptable e inherentemente estable.

30 En funcionamiento, la señal digital de transmisión (S_{TX}) es procesada por el modelo de transmisor no lineal 272 para generar una representación digital de banda base del ruido de transmisor en la banda de recepción del receptor principal 230 a la salida del receptor de observación de TX 238. La representación digital de banda base del ruido de transmisor es procesada entonces por el ecualizador 274 para generar una señal digital de cancelación de ruido de TX que se aproxima o es igual a una representación digital en banda base del ruido de transmisor en la señal digital de recepción (S_{RX}). El sustractor 276 a continuación sustrae de la señal digital de recepción (S_{RX}) la señal digital de cancelación de ruido de TX para proporcionar de ese modo la señal digital compensada de recepción (S'_{RX}) en la que se ha suprimido o eliminado el ruido de transmisor.

35 En una realización, el ecualizador 274 es un filtro FIR. El filtro digital adaptativo se configura de forma adaptativa utilizando cualquier algoritmo de adaptación adecuado (por ejemplo, LMS) de tal manera que se minimice el ruido de transmisión en la señal digital compensada de recepción (S'_{RX}). Por ejemplo, para LMS, una señal de entrada para el algoritmo LMS es la señal de salida de TOR del receptor de observación de TX 238 para la banda de recepción, una señal de referencia para el algoritmo LMS es la señal digital de recepción (S_{RX}) puesta en salida por el receptor principal 230, y una señal de error para el algoritmo LMS es la señal digital compensada de recepción (S'_{RX}). De esta manera, el filtro digital adaptativo ecualiza las trayectorias principal y de alimentación anticipada. Es importante destacar que el filtro digital adaptativo es un filtro digital adaptativo de orden N, donde N es mayor que o igual a 1 pero puede ser grande (por ejemplo, 32 o más). Por lo tanto, el filtro digital adaptativo puede modelar con precisión la diferencia entre la trayectoria principal y la trayectoria de alimentación anticipada sobre un ancho de banda ancho.
45 Por ejemplo, el filtro digital adaptativo puede modelar con precisión la diferencia entre la trayectoria principal y la trayectoria de alimentación anticipada sobre anchos de banda mayores o iguales a 20 MHz, mayores o iguales a 40 MHz, o incluso mayores anchos de banda. De esta manera, el subsistema digital de cancelación de ruido de TX de alimentación anticipada 226 es adecuado para aplicaciones de banda ancha. Además, sólo se utiliza un único acoplador (es decir, el acoplador 264) y, como tal, las pérdidas de inserción en la trayectoria de radiofrecuencia se reducen significativamente en comparación con los sistemas de la técnica anterior de las figuras 2 a 4.
50
55
60

65 Antes de proceder, debe observarse que aunque el nodo de comunicación 224 de la figura 14 incluye dos TOR, es decir, el receptor de observación de TX 236 y el receptor de observación de TX 238, el nodo de comunicación 224 puede incluir alternativamente un solo TOR que conmuta entre la banda de transmisión (para proporcionar la señal de retroalimentación digital para el subsistema DPD 240) y la banda de recepción (para proporcionar la señal de retroalimentación digital para el subsistema digital de cancelación de ruido de TX de alimentación anticipada 226).

Como otra alternativa, puede usarse un único TOR de banda ancha para observar simultáneamente tanto la banda de transmisión como la banda de recepción. El filtro digital podría utilizarse para separar las señales observadas para la banda de transmisión (para el subsistema DPD 240) y la banda de recepción (para el subsistema digital de cancelación de ruido de TX de alimentación anticipada 226).

5 La figura 15 es un diagrama de flujo que ilustra el funcionamiento del subsistema digital de cancelación de ruido de TX de alimentación anticipada 226 de la figura 14 de acuerdo con la realización de la presente divulgación. Como se ilustra, el subsistema digital de cancelación de ruido de TX de alimentación anticipada 226 procesa la señal digital de transmisión (S_{TX}) del transmisor 228 con el modelo de transmisor no lineal 272 para generar una representación digital de banda base del ruido de transmisor en la banda de recepción del receptor principal 230 en la salida del receptor de observación de TX 238 (etapa 2000). La representación digital de banda base del ruido de transmisor es entonces procesada por el ecualizador 274, o modelo lineal, para generar una señal digital de cancelación de ruido de TX que se aproxima o es igual a una representación digital de banda base del ruido de transmisor en la señal digital de recepción (S_{RX}) (etapa 2002). La señal digital de cancelación de ruido de TX se sustrae a continuación de la señal digital de recepción (S_{RX}) para proporcionar de este modo la señal digital compensada de recepción (S'_{RX}) en la que el ruido de transmisor ha sido suprimido o eliminado (etapa 2004).

20 La figura 16 ilustra el nodo de comunicación 224 de acuerdo con un octavo ejemplo comparativo. Este nodo de comunicación es similar al de la figura 14, pero en la que el subsistema digital de cancelación de ruido de TX de alimentación anticipada 226 incluye un ecualizador no lineal 278 que fusiona eficazmente el modelo de transmisor no lineal 272 y el ecualizador 274 de la realización de la figura 14. Como tal, no hay necesidad de que un TOR para la banda de recepción proporcione una señal de entrenamiento para el sistema digital de cancelación de ruido de TX de alimentación anticipada 226.

25 Más específicamente, el ecualizador no lineal 278 modela una cascada de una trayectoria de señal desde la entrada del transmisor 228 a la salida del transmisor 228 y una trayectoria de fuga para el ruido de transmisor en la salida del transmisor 228 a través del duplexador 234 a la salida del receptor principal 230. El ecualizador no lineal 278 puede implementarse utilizando cualquier modelo o modelos no lineales digitales adecuados tales como, por ejemplo, un modelo o modelos Volterra o un modelo o modelos similares (por ejemplo, un o unos polinomios de memoria, un o unos polinomios de memoria generalizada o un o unos polinomios ortogonales), un modelo o modelos basados en bloques (por ejemplo, diferentes combinaciones de bloques Hammerstein y Wiener), o un modelo o modelos basados en una tabla de consulta. El ecualizador no lineal 278 es entrenado usando cualquier técnica de entrenamiento adecuada basada en la señal digital compensada de recepción (S'_{RX}) puesta en salida por el substractor 276. Debe observarse que aunque el transmisor 228 y el receptor principal 230 del nodo de comunicación 224 ilustrado en las figuras 14 y 16 están conectados a la misma antena 232, el nodo de comunicación 224 no está limitado a ello. Por ejemplo, el transmisor 228 y el receptor principal 230 pueden estar conectados a diferentes antenas, donde la trayectoria de fuga incluye una trayectoria de señal entre las diferentes antenas.

40 La figura 17 es un diagrama de flujo que ilustra el funcionamiento del subsistema 226 de cancelación de ruido de TX de alimentación anticipada digital de la figura 16 de acuerdo con un octavo ejemplo comparativo. Como se ilustra, el subsistema digital de cancelación de ruido de TX de alimentación anticipada 226 procesa la señal digital de transmisión (S_{TX}) del transmisor 228 con un modelo no lineal implementado por el ecualizador no lineal 278 para generar una señal digital de cancelación de ruido TX que se aproxima o es igual a una representación digital de banda base del ruido de transmisor en la señal digital de recepción (S_{RX}) (paso 3000). La señal digital de cancelación de ruido de TX se resta entonces de la señal digital de recepción (S_{RX}) para proporcionar de este modo la señal digital compensada de recepción (S'_{RX}) en la que se ha suprimido o eliminado el ruido de transmisor (etapa 3002).

50 Las realizaciones y el octavo ejemplo comparativo del nodo de comunicación 224 ilustrado en las figuras 14 y 16, respectivamente, proporcionan muchas ventajas. Sin limitarse a ninguna ventaja particular, como ejemplo, la realización del nodo de comunicación 224 ilustrada en la figura 14 proporciona una ventaja en el sentido de que el modelo de transmisor no lineal 272 convergerá rápidamente a una solución óptima durante el entrenamiento. El modelo lineal implementado por el ecualizador 274 convergerá más lentamente ya que su señal de entrenamiento también puede contener tráfico en vivo. Sin embargo, el modelo lineal converge más rápido que un modelo no lineal usando una señal de entrenamiento que contiene tráfico en vivo. El ejemplo comparativo del nodo de comunicación 224 ilustrado en la figura 16 proporciona toda la cancelación digital del ruido de transmisión de alimentación anticipada y, como tal, no hay requisitos adicionales para un TOR asociado con la cancelación digital de ruido de transmisión de alimentación anticipada.

60 Los siguientes acrónimos se usan a lo largo de esta descripción.

- ADC Convertidor analógico a digital
- 65 • DAC Convertidor digital a analógico

- dB Decibelio
- DPD Pre-distorsión digital
- 5 • FF alimentación anticipada
- FIR Respuesta de impulso finito
- 10 • IMD Distorsión de intermodulación
- LMS Mínimos cuadrados promedio
- LNA Amplificador de bajo ruido
- 15 • LPF Filtro de paso bajo
- LTE Evolución a largo plazo
- MHz Megahercio
- 20 • PA Amplificador de potencia
- RF Radiofrecuencia
- 25 • RX Recepción
- SAW Onda acústica superficial
- TOR Receptor de observación de transmisión
- 30 • TX Transmisión
- VLIF Frecuencia intermedia muy baja
- 35 Los expertos en la técnica reconocerán mejoras y modificaciones a las realizaciones preferidas de la presente divulgación. Todas tales mejoras y modificaciones se consideran dentro del alcance de las reivindicaciones que vienen a continuación.

REIVINDICACIONES

1. Un sistema que comprende:

- 5 un transmisor (228) configurado para convertir ascendentemente y amplificar una señal digital de transmisión (S_{TX}) proporcionada en una entrada del transmisor para proporcionar una señal analógica de transmisión de radiofrecuencia ($S_{TX,RF}$) en una salida del transmisor, comprendiendo la señal analógica de transmisión de radiofrecuencia una señal deseada en una banda de transmisión del transmisor y ruido de transmisor en una banda de recepción de un receptor principal (230);
- 10 estando configurado el receptor principal para amplificar y convertir descendentemente una señal analógica de recepción de radiofrecuencia ($S_{RX,RF}$) para proporcionar una señal digital de recepción (S_{RX}) en una salida del receptor principal; y
- 15 un subsistema digital de cancelación de ruido de transmisión de alimentación anticipada (226) configurado para:
- generar una señal digital de cancelación de ruido de transmisor representativa del ruido de transmisor en la banda de recepción del receptor principal en la salida del receptor principal sobre la base de la señal digital de transmisión; y
 - restar (276) de la señal digital de recepción puesta en salida por el receptor principal la señal digital de cancelación de ruido de transmisor para proporcionar una señal digital compensada de recepción (S'_{TX}),
- 20 en el que el subsistema digital de cancelación de ruido de transmisión de alimentación anticipada (226) comprende:
- 25 un modelo no lineal (272) configurado para procesar la señal digital de transmisión para generar una representación digital de banda base del ruido de transmisor en la banda de recepción del receptor principal (230) en una salida de un receptor de observación (238) configurado para observar la salida del transmisor (228); y
- 30 un modelo lineal (274) configurado para procesar adicionalmente la representación digital de banda base procedente del modelo no lineal para generar la señal digital de cancelación de ruido de transmisor representativa del ruido de transmisor en la banda de recepción del receptor principal en la salida del receptor principal;
- 35 en el que el receptor de observación (238) está configurado para obtener una señal secundaria de entrada de receptor que es representativa de la señal analógica de transmisión de radiofrecuencia y procesar la señal secundaria de entrada de receptor para proporcionar, en una salida del receptor de observación, una señal digital de retroalimentación de banda base representativa del ruido de transmisor en la banda de recepción del receptor principal en la salida del transmisor;
- 40 en el que el modelo no lineal está entrenado sobre la base de la señal digital de retroalimentación de banda base.
2. El sistema de la reivindicación 1, en el que el modelo lineal está entrenado sobre la base de la señal digital compensada de recepción.
- 45 3. El sistema de la reivindicación 1 ó 2, en el que el receptor de observación comprende un filtro de banda de recepción (266).
4. El sistema de cualquiera de las reivindicaciones 1 a 3, en el que el modelo no lineal es un modelo de una trayectoria de señal desde la entrada del transmisor hasta la salida del receptor de observación, y el modelo lineal es un modelo de una trayectoria de fuga del ruido de transmisor en la banda de recepción del receptor principal desde la salida del transmisor hasta la salida del receptor principal.
5. El sistema de la reivindicación 4, en el que el modelo lineal está configurado adicionalmente para modelar una inversa de una trayectoria de señal desde la salida del transmisor hasta la salida del receptor de observación en la banda de recepción de tal manera que una cascada del modelo no lineal y el modelo lineal no es representativa de una respuesta de frecuencia del receptor de observación.
- 55 6. El sistema de cualquiera de las reivindicaciones 1 a 5, en el que el modelo no lineal está implementado como uno de un grupo que consiste en: uno o más modelos basados en Volterra, uno o más modelos basados en bloques, y uno o más modelos basados en tablas de consulta.
- 60 7. El sistema de cualquiera de las reivindicaciones 1 a 6, en el que el modelo lineal está implementado como un filtro adaptativo (274) que está configurado de manera adaptativa sobre la base de la señal digital compensada de recepción.
- 65 8. El sistema de la reivindicación 7, en el que el filtro adaptativo es un filtro de respuesta de impulso finito.

9. El sistema de una de las reivindicaciones 1 a 8, en el que el receptor de observación está acoplado a la salida del transmisor.

5 10. Un método que comprende:

generar (1004) una señal digital de cancelación de ruido de transmisor representativa de ruido de transmisor en una banda de recepción de un receptor principal (230) en una salida del receptor principal sobre la base de una señal digital de transmisión (S_{TX}) puesta en entrada a un transmisor co-localizado (228), en el que la generación comprende:

10

- procesar (2000) la señal digital de transmisión con un modelo no lineal (272) para generar una representación digital de banda base del ruido de transmisor en la banda de recepción del receptor principal en una salida del transmisor co-localizado; y

15

- procesar (2002) la representación digital de banda base procedente del modelo no lineal con un modelo lineal (274) para generar la señal digital de cancelación de ruido de transmisor representativa del ruido de transmisor en la banda de recepción del receptor principal en la salida del receptor principal;

20 restar (2004) de una señal digital de recepción (S_{RX}) proporcionada en la salida del receptor principal la señal digital de cancelación de ruido de transmisor para proporcionar una señal digital compensada de recepción (S'_{TX});

observar una señal analógica de transmisión de radiofrecuencia ($S_{TX,RF}$) puesta en salida por el transmisor co-localizado en la banda de recepción del receptor principal para proporcionar una señal digital de retroalimentación de banda base; y

25

entrenar el modelo no lineal sobre la base de la señal digital de retroalimentación de banda base.

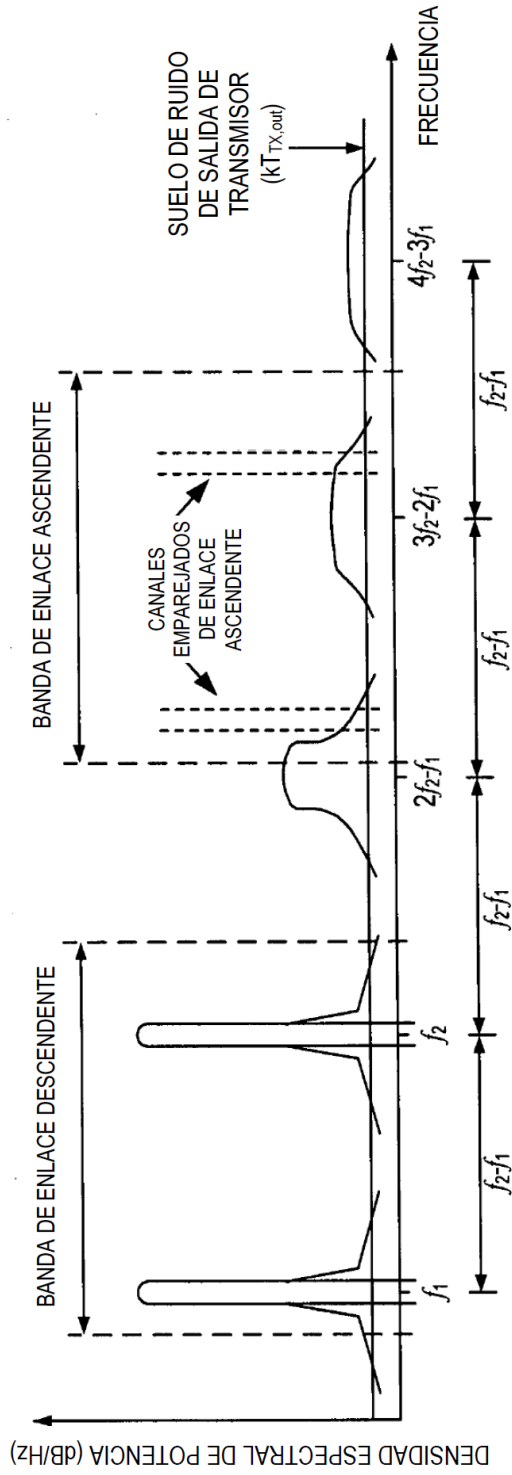


FIG. 1
TÉCNICA ANTERIOR

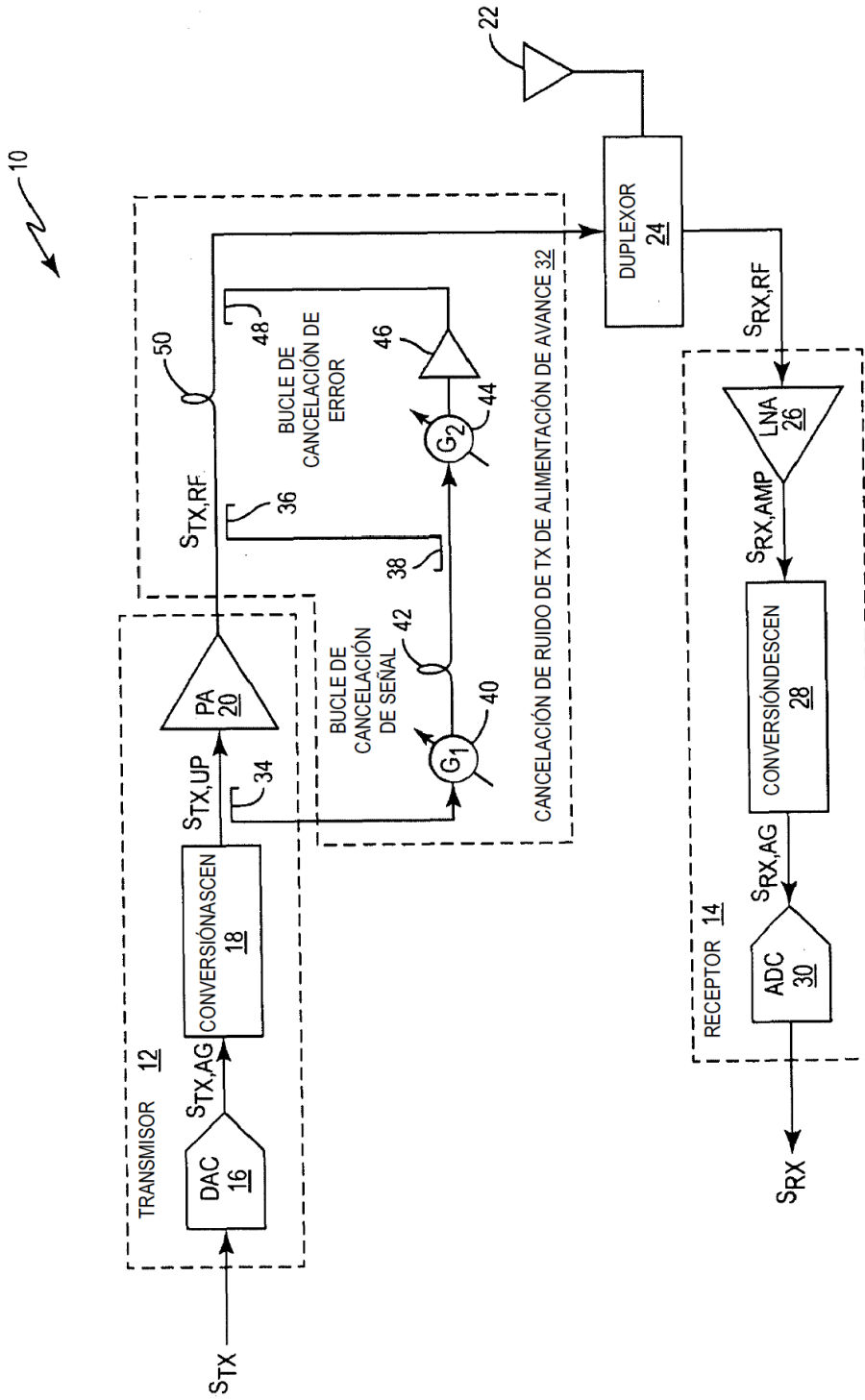


FIG. 2
(TÉCNICA ANTERIOR)

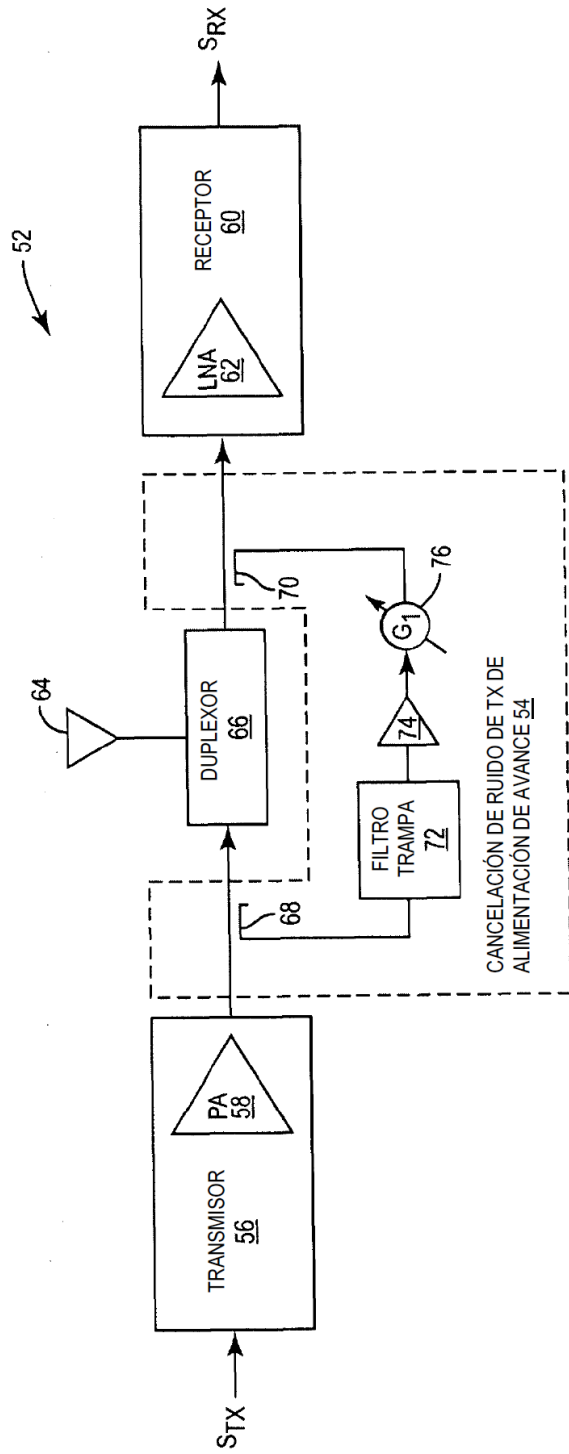


FIG. 3
(TÉCNICA ANTERIOR)

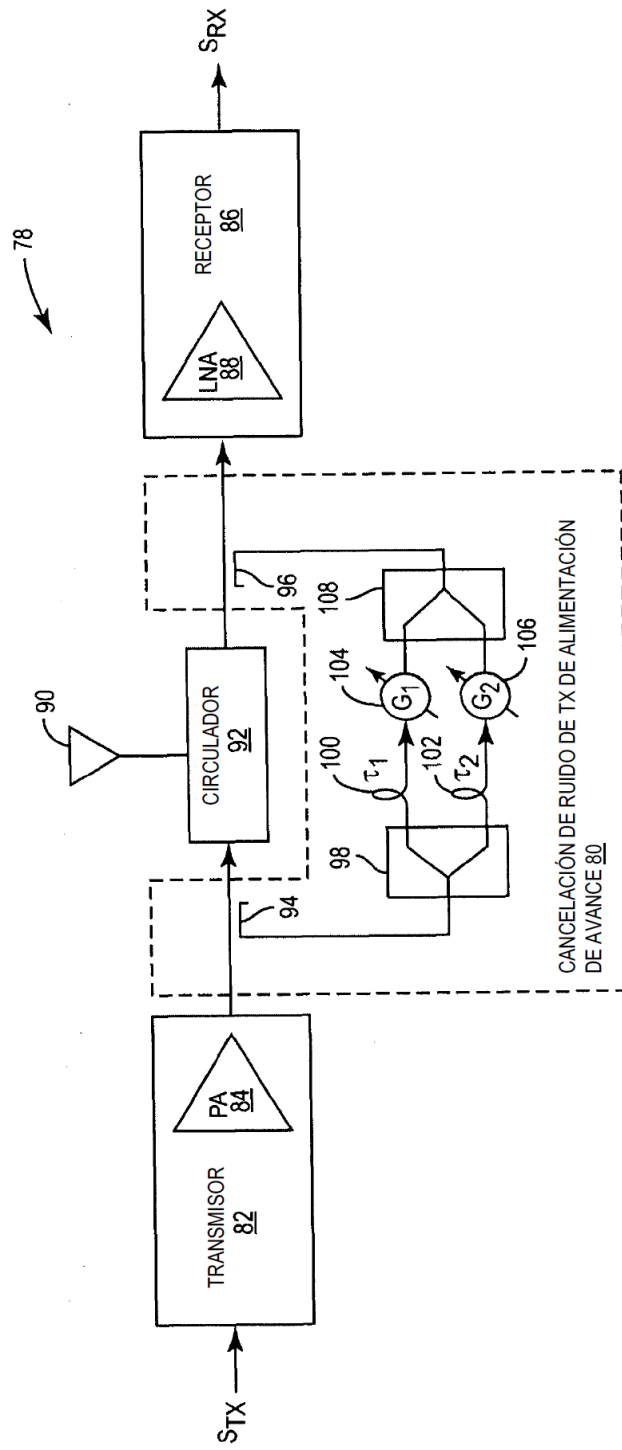


FIG. 4
(TÉCNICA ANTERIOR)

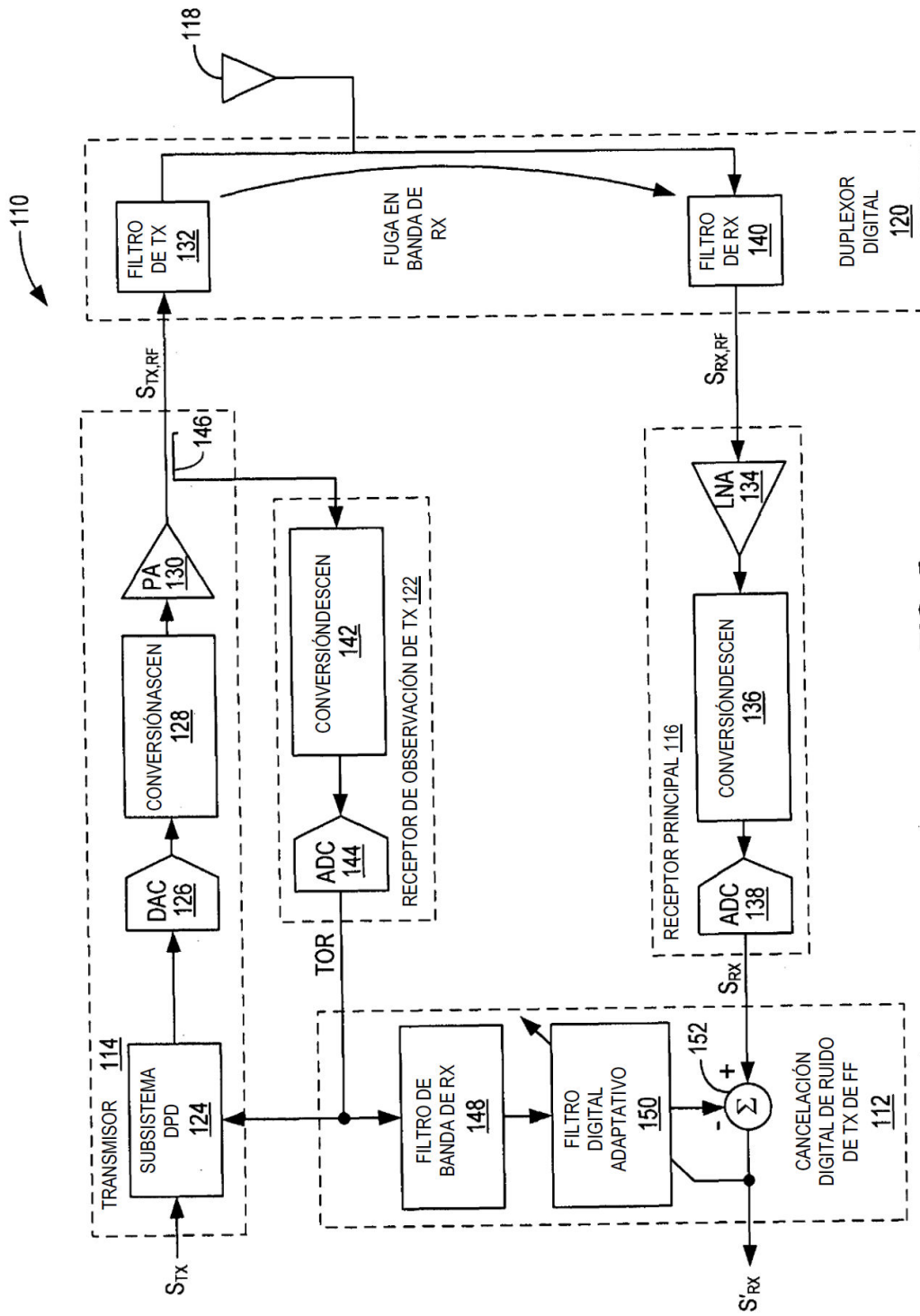


FIG. 5

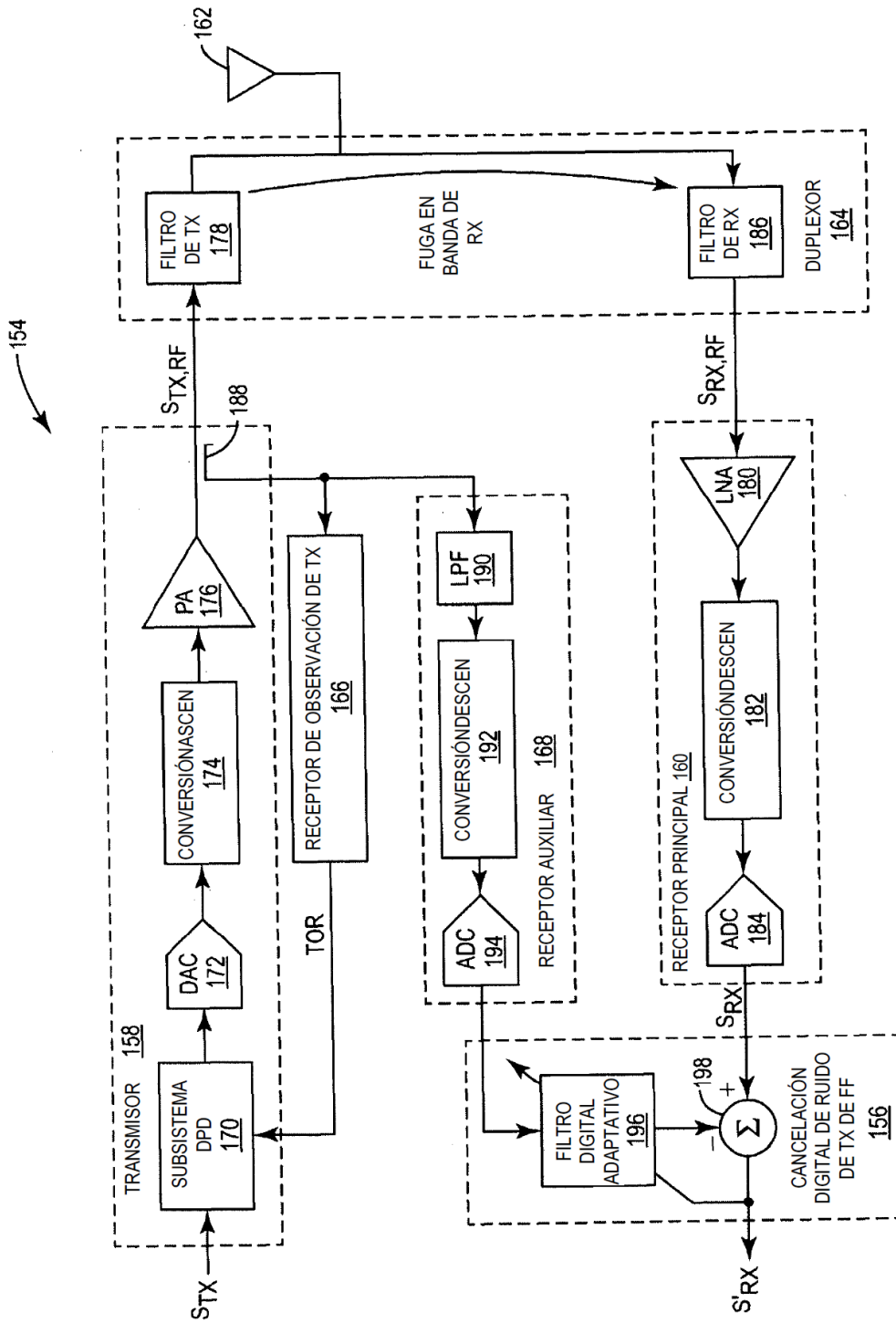


FIG. 6

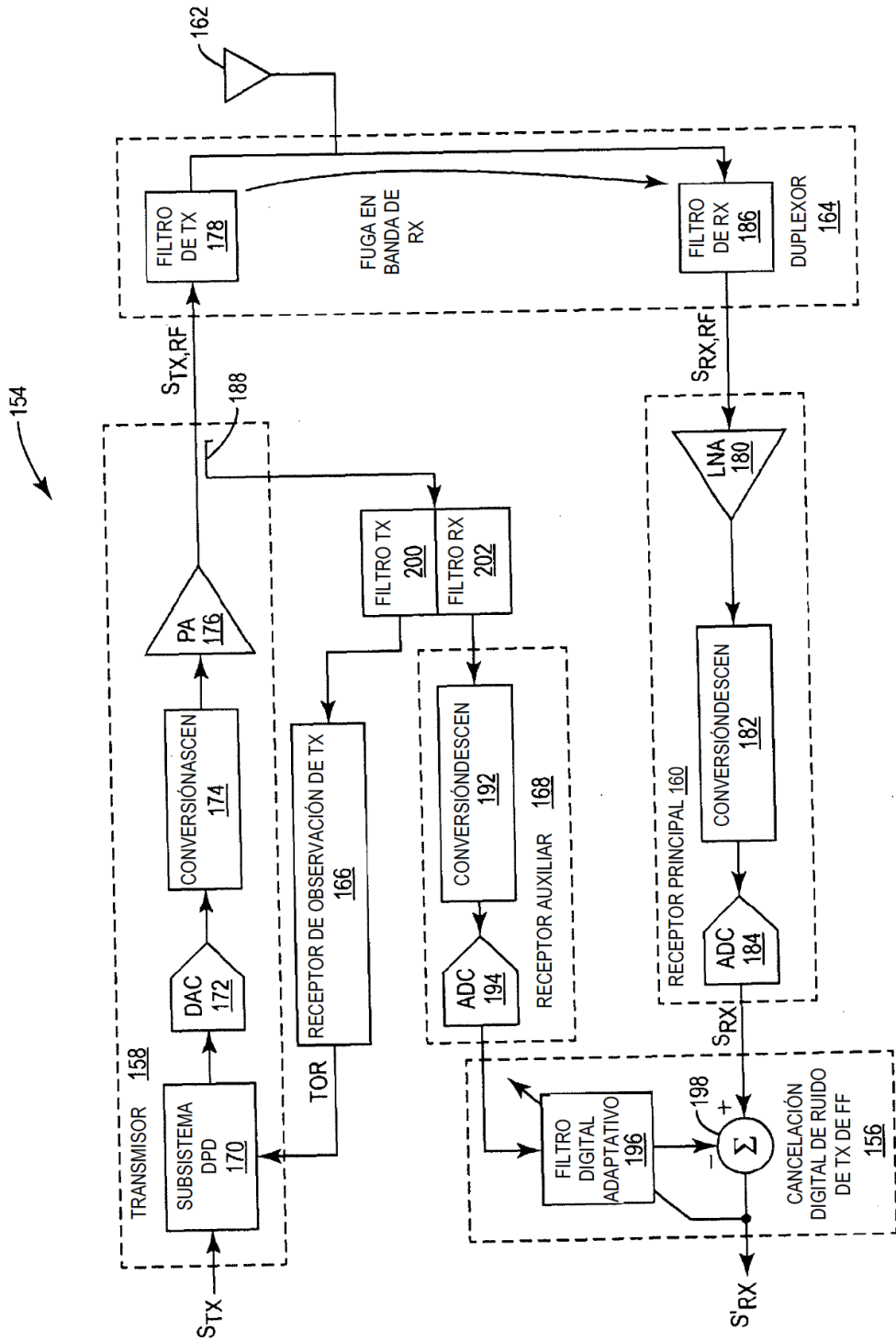


FIG. 7

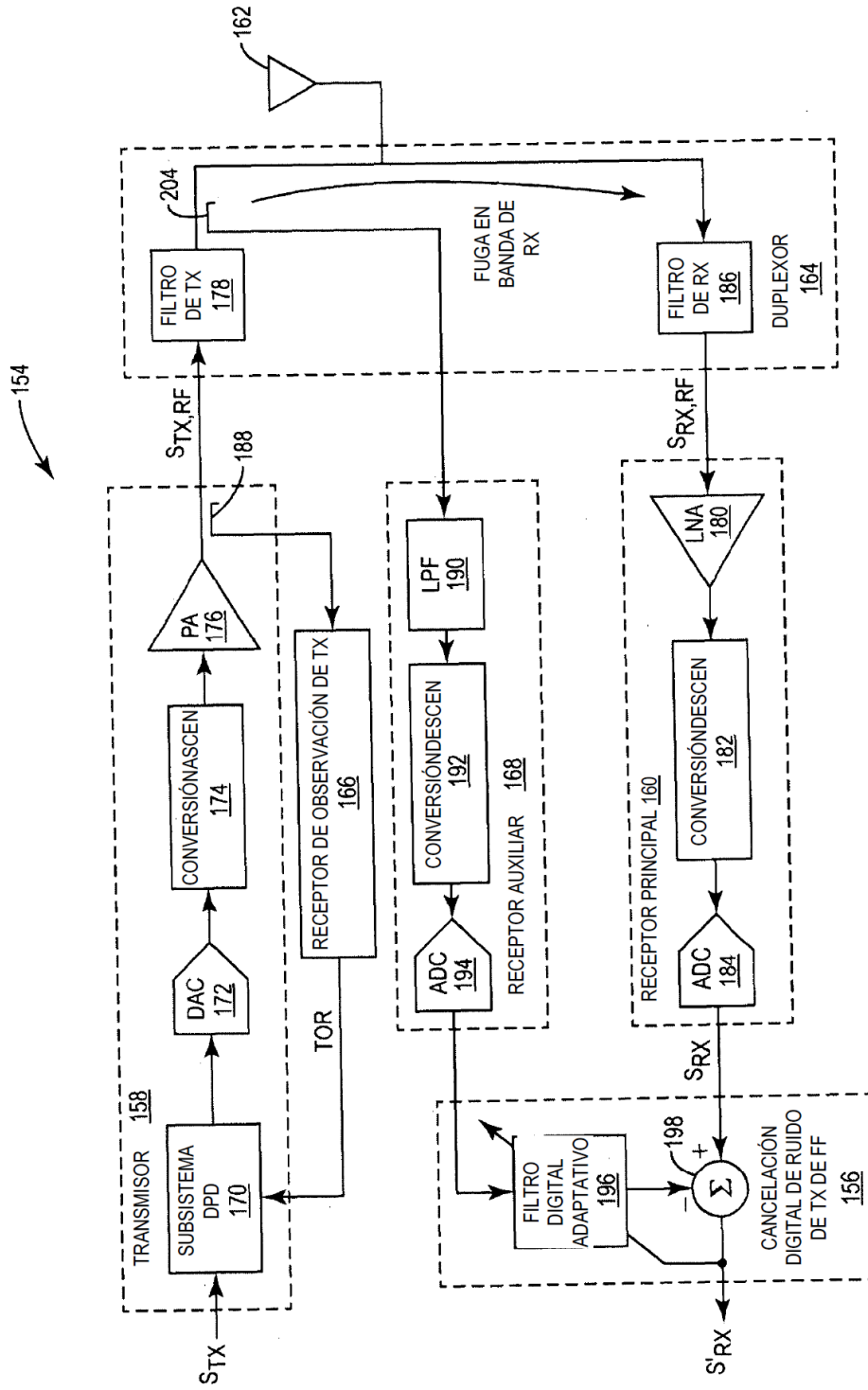


FIG. 8

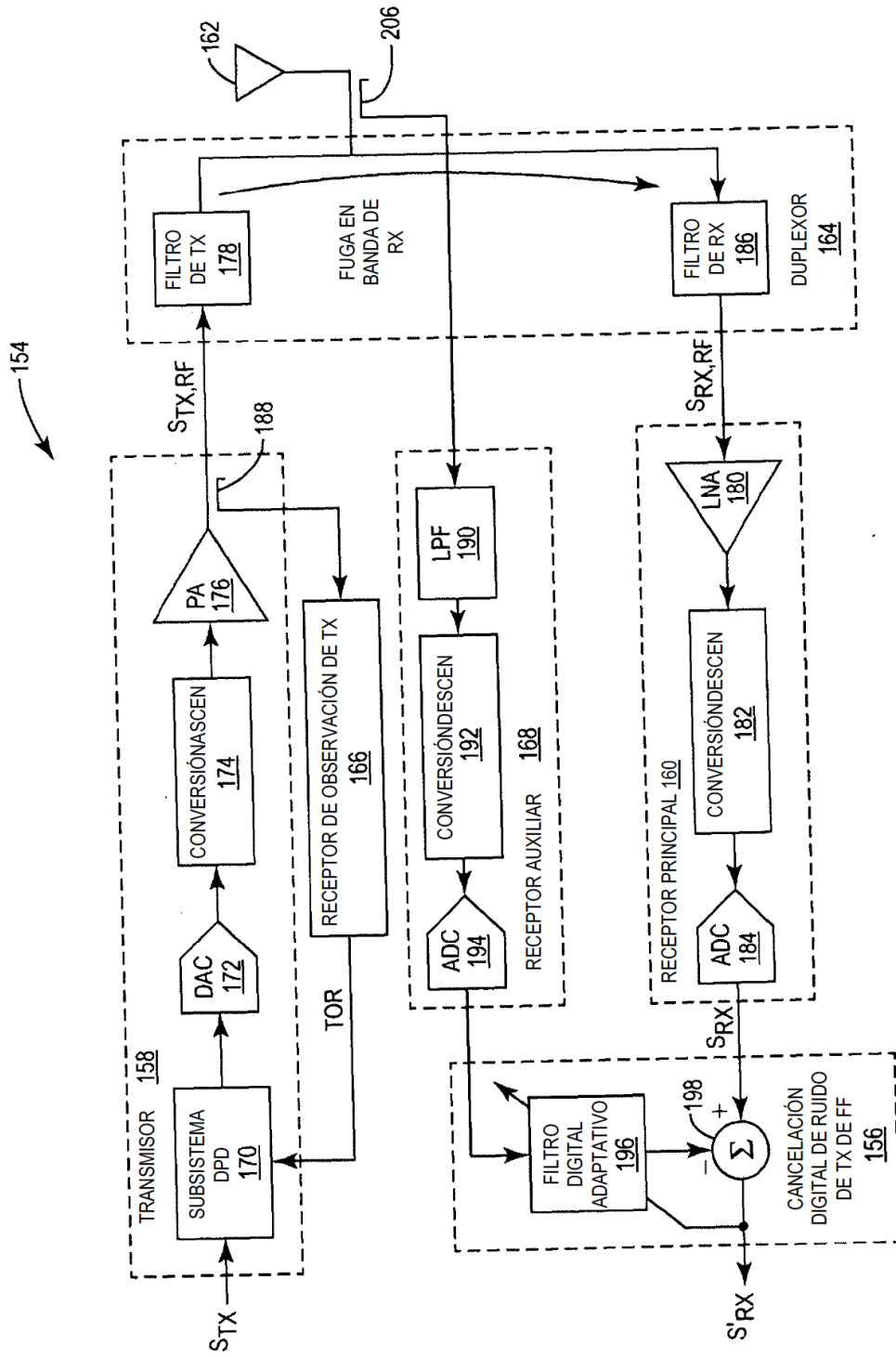


FIG. 9

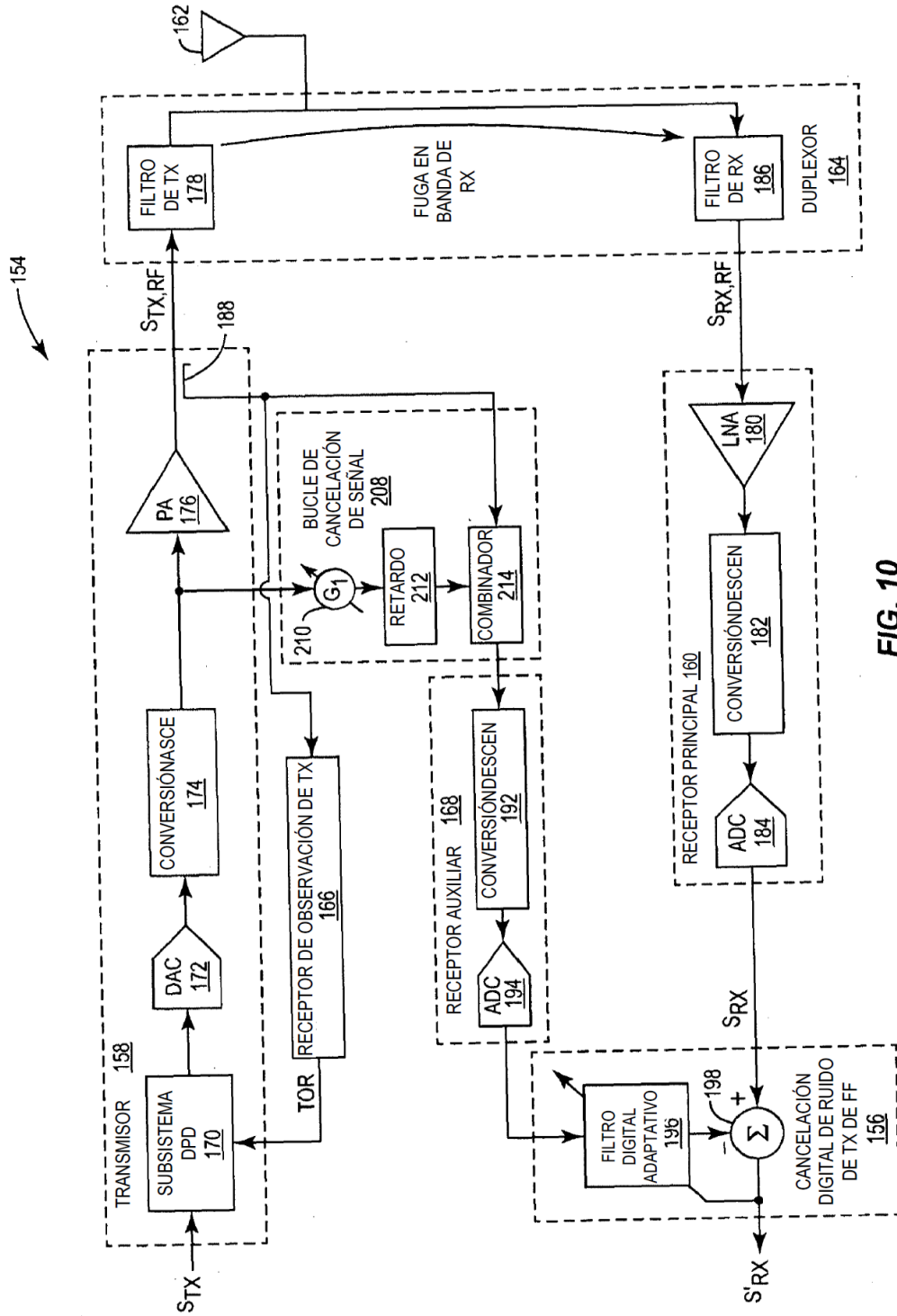


FIG. 10

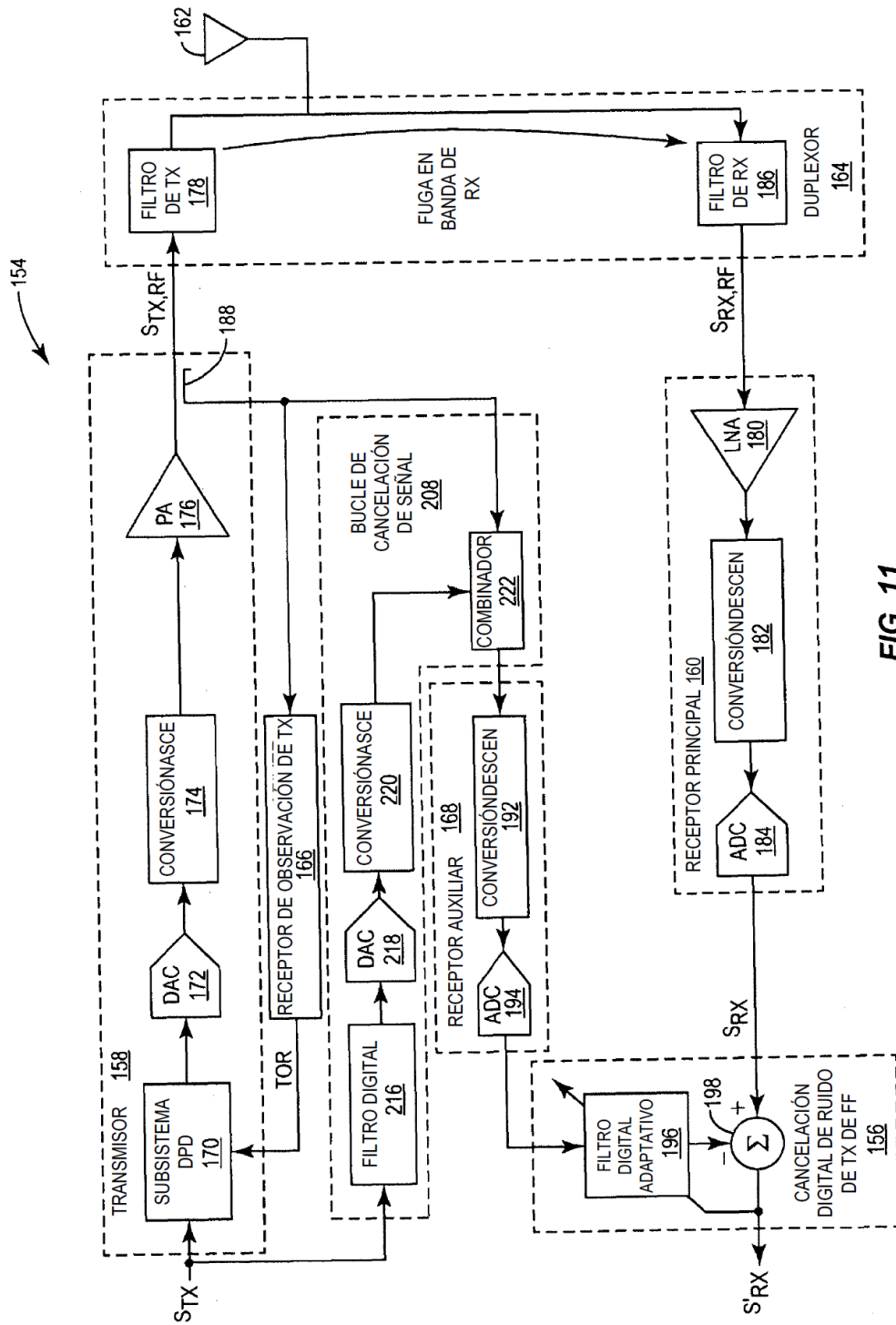


FIG. 11

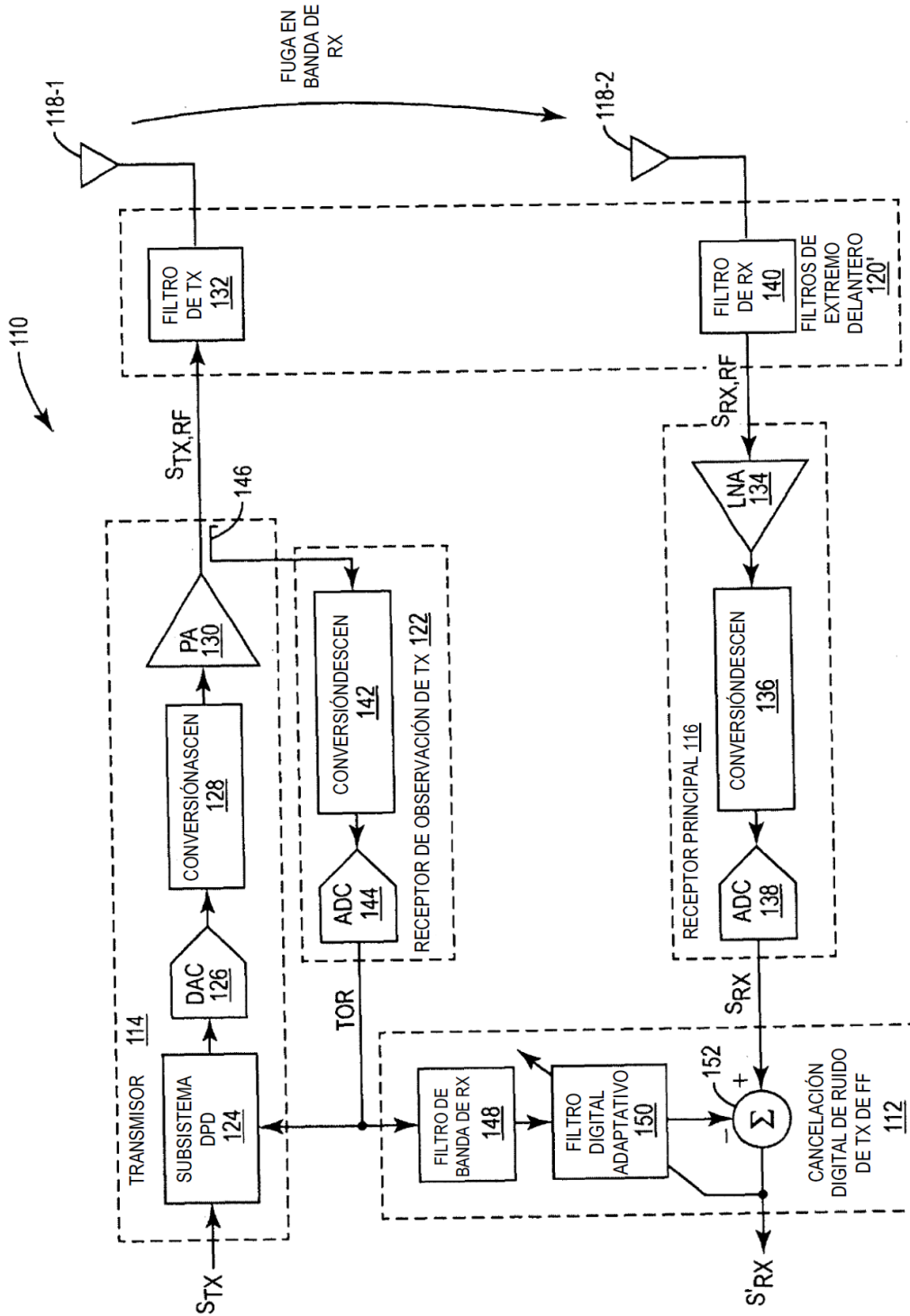


FIG. 12

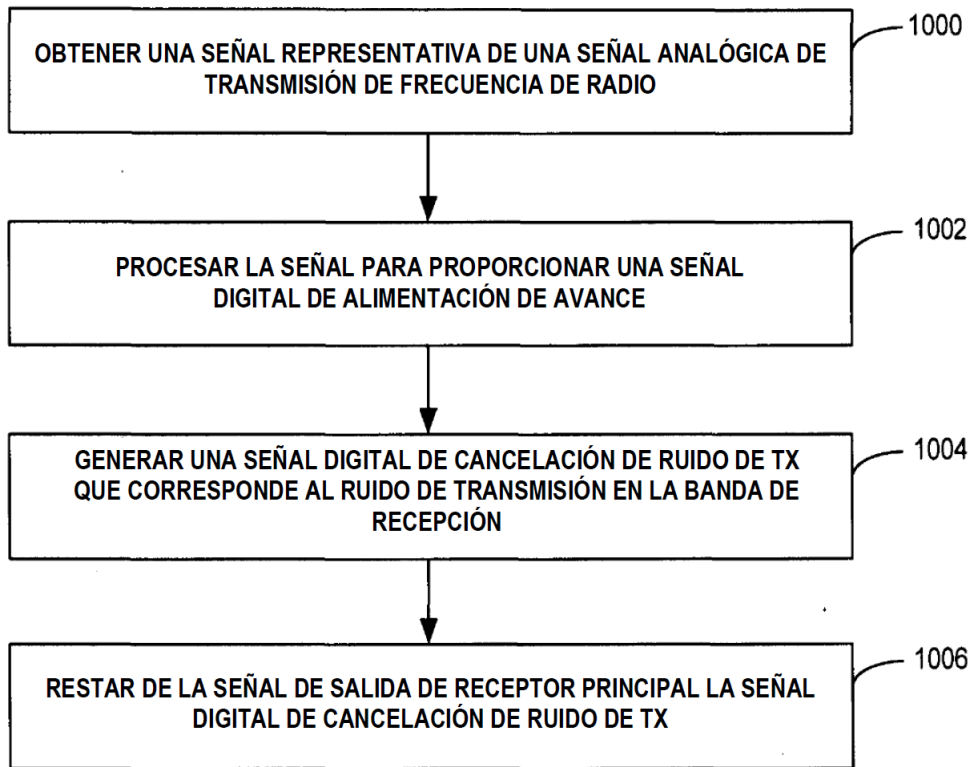


FIG. 13

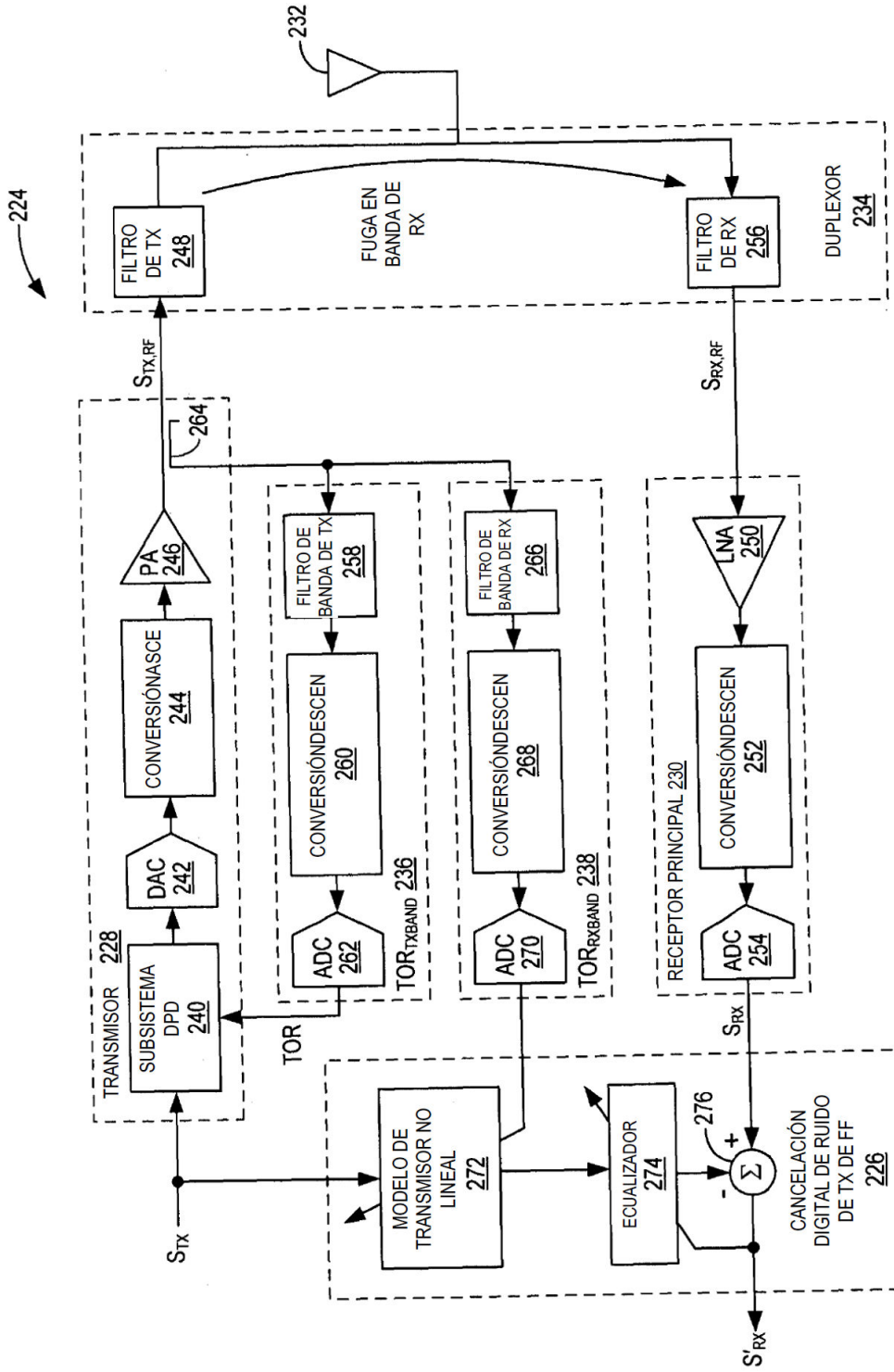


FIG. 14

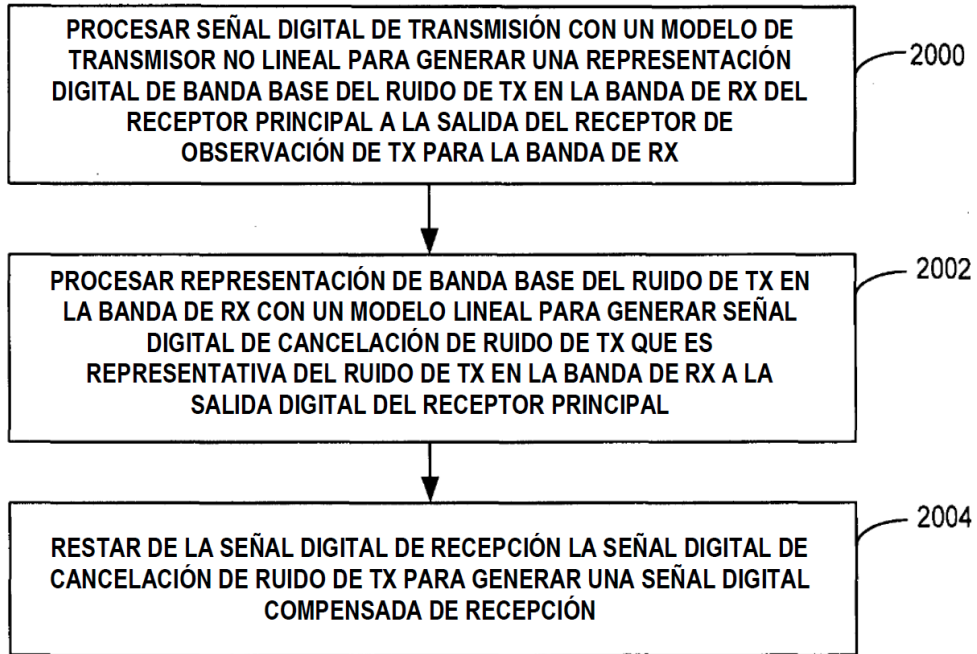


FIG. 15

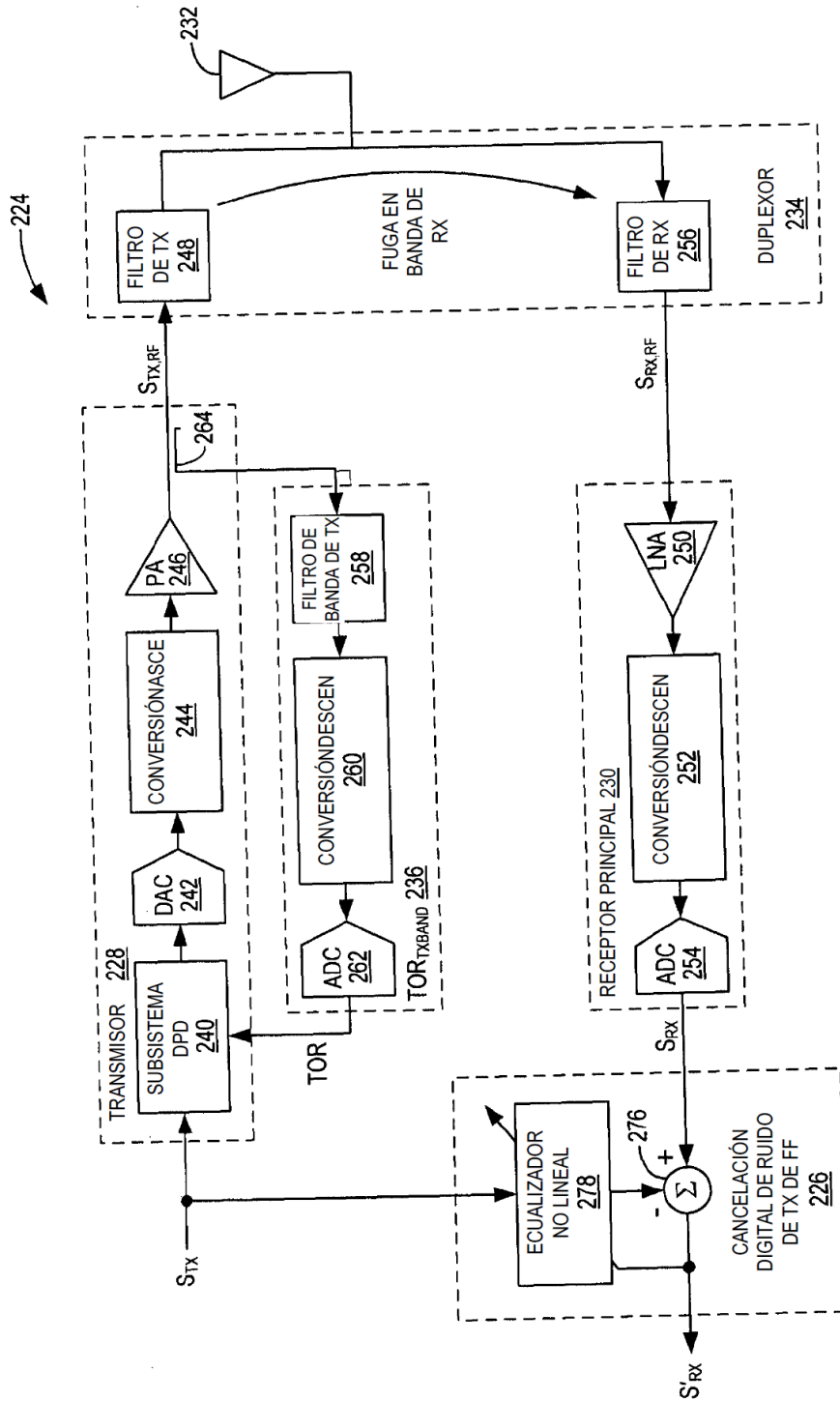


FIG. 16

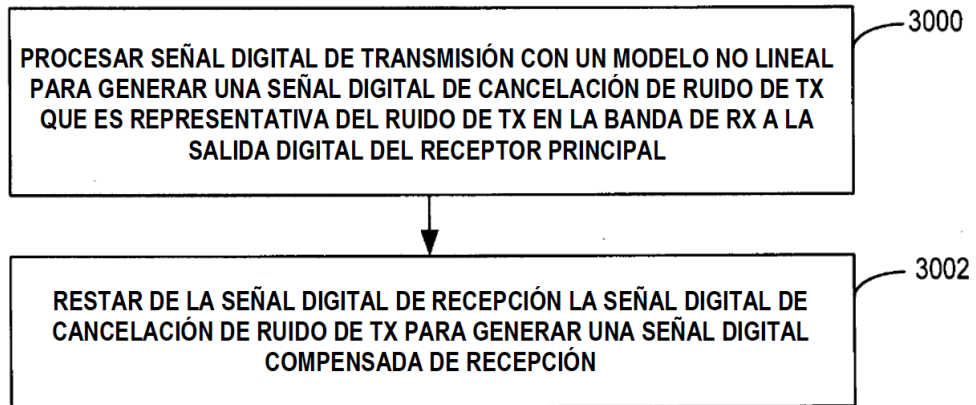


FIG. 17