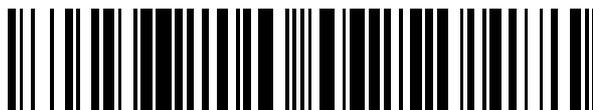


19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 562 804**

51 Int. Cl.:

H03F 1/32 (2006.01)

H04B 1/04 (2006.01)

H04B 1/00 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **28.09.2012 E 12791851 (4)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **18.11.2015 EP 2761742**

54 Título: **Sistemas y procedimientos para la predistorsión digital en un transmisor de doble banda**

30 Prioridad:

30.09.2011 US 201113249319

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

08.03.2016

73 Titular/es:

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

72 Inventor/es:

**BAI, CHUNLONG y
MORRIS, BRADLEY JOHN**

74 Agente/Representante:

LINAGE GONZÁLEZ, Rafael

ES 2 562 804 T3

Aviso: En el plazo de nueve meses a contar desde la fecha de publicación en el Boletín europeo de patentes, de la mención de concesión de la patente europea, cualquier persona podrá oponerse ante la Oficina Europea de Patentes a la patente concedida. La oposición deberá formularse por escrito y estar motivada; sólo se considerará como formulada una vez que se haya realizado el pago de la tasa de oposición (art. 99.1 del Convenio sobre concesión de Patentes Europeas).

DESCRIPCIÓN

Sistemas y procedimientos para la predistorsión digital en un transmisor de doble banda

5 Campo de la divulgación

La presente divulgación se refiere a la predistorsión digital en un transmisor de doble banda.

Antecedentes

10 Un sistema de radio incluye generalmente un transmisor que transmite señales portadoras de información a un receptor. El transmisor incluye un amplificador de potencia que funciona amplificando la señal que se va a transmitir a un nivel de potencia que es suficiente para permitir la recepción de la señal por el receptor. Se requieren transmisores con sistema de radio para satisfacer las especificaciones para niveles de señal a frecuencias distintas de las frecuencias de transmisión pretendidas. Se establecen algunas especificaciones se establecen por los organismos reguladores gubernamentales, mientras que otras se establecen por los estándares de comunicación por radio, tales como 3GPP o IEEE 802.11. Una especificación, o requisito, es una potencia de canal adyacente, que está relacionada directamente con la linealidad del amplificador de potencia. La linealidad del amplificador de potencia corresponde a una capacidad para reproducir una versión amplificada de la señal de entrada. Además, los amplificadores de potencia a menudo se describen en cuanto a su eficacia, que se define como cierta comparación entre la potencia de señal de transmisión media y la potencia media total requerida para generar la potencia de señal de transmisión.

25 En cuanto al circuito, la linealidad del amplificador de potencia puede conseguirse polarizando transistores de tal manera que el amplificador de potencia funciona de manera lineal. Sin embargo, hacerlo así tiene un coste en cuanto a una eficiencia operativa muy baja. Como tal, muchos amplificadores de potencia modernos se configuran para funcionar en máxima eficiencia, dando como resultado una deficiente linealidad, y para usar la circuitería denominada de "linealización" para corregir la falta de linealidad. Algunos amplificadores de potencia ejemplares que tienen una elevada eficiencia, pero baja linealidad, son los amplificadores de potencia de Clase AB, amplificadores de potencia de Clase B, amplificadores de potencia de Clase C, amplificadores de potencia de Clase F, amplificadores de potencia Doherty, y amplificadores de potencia Chireix.

Los diversos esquemas de linealización han evolucionado teniendo diversas compensaciones en cuanto a linealidad, disipación de potencia y versatilidad o robustez. Estos esquemas de linealización incluyen, pero sin limitación, predistorsión analógica, predistorsión digital, linealización de alimentación directa, y linealización de retroalimentación. La linealización de predistorsión utiliza un modelo predefinido de no linealidad de amplificador de potencia para generar una respuesta no lineal "opuesta" que compensa la no linealidad del amplificador de potencia. Amplificando la señal predistorsionada, la transmisión del amplificador de potencia es como si el amplificador de potencia fuera lineal.

40 Pueden encontrarse ejemplos de la linealización de predistorsión de los amplificadores de potencia en el documento de patente EP 1 732 208 y en Heung-Jae Choi y col., "Dual-Band Predistortion Power Amplifier for Digital Cellular and IMT-2000 Base-station Application", IEEE Asia-Pacific Microwave Conference 2005.

45 Más específicamente, la figura 1 ilustra un transmisor convencional 10 sin predistorsión o, por ende, cualquier otra tecnología de linealización. Como se ilustra, el transmisor 10 incluye un módem 12, un convertidor ascendente 14, un amplificador de potencia (PA) 16, y un filtro 18 conectados como se muestra. El módem 12 transmite una señal de banda base (S_{BB}) al convertidor ascendente 14. El convertidor ascendente 14 funciona para convertir en ascendente la señal de banda base (S_{BB}) en una frecuencia de señal deseada, que se denomina como una frecuencia portadora (f_c), para proporcionar así una señal de radiofrecuencia (S_{RF}). Después, el amplificador de potencia 16 amplifica la señal de radiofrecuencia (S_{RF}) a un nivel de potencia de salida deseado para transmitir una señal de radiofrecuencia amplificada (S_{RF_AMP}). En particular, como se analiza a continuación, la señal de radiofrecuencia amplificada (S_{RF_AMP}) contiene una distorsión debido a la no linealidad del amplificador de potencia 16. Después, la señal de radiofrecuencia amplificada (S_{RF_AMP}) se filtra por el filtro 18 para eliminar los componentes de frecuencia fuera de banda con el fin de proporcionar así una señal de salida (S_{OUT}) que se va a transmitir por el transmisor 10.

60 Las figuras 2A a 2D son diagramas de bandas de frecuencia par las diversas señales en el transmisor 10 de la figura 1. Específicamente, la figura 2A es un diagrama de banda de frecuencia para la señal de banda base (S_{BB}). Como se muestra, la señal de banda base (S_{BB}) está centrada en DC y se ha muestreado a una velocidad de muestreo de banda base (f_{S_BB}). La figura 2B es un diagrama de banda de frecuencia para la señal de radiofrecuencia (S_{RF}) resultante de la conversión ascendente de la señal de banda base (S_{BB}) en la frecuencia portadora deseada (f_c). De manera importante, la figura 2C es un diagrama de banda de frecuencia para la señal de radiofrecuencia amplificada (S_{RF_AMP}) transmitida por el amplificador de potencia 16. Al comparar con el diagrama de bandas de frecuencia para la señal de radiofrecuencia (S_{RF}) antes de la amplificación como se muestra en la figura 2B, el diagrama de bandas de frecuencia de la figura Figure 2C ilustra claramente un efecto de dispersión de frecuencia resultante de la

distorsión causada por la no linealidad del amplificador de potencia 16. Por último, la figura 2D es un diagrama de banda de frecuencia para la señal de salida (S_{OUT}) transmitida por el filtro 18.

La figura 3 ilustra un transmisor convencional 20 que realiza una predistorsión para compensar la distorsión causada por la no linealidad del amplificador de potencia. Como se ilustra, el transmisor 20 incluye un módem 22, circuitería de interpolación 24, un predistorsionador (PD) 26, un convertidor ascendente 28, un amplificador de potencia (PA) 30, y un filtro 32 formando una trayectoria directa del transmisor 20. El módem 22 transmite una señal de banda base (S_{BB}) a la circuitería de interpolación 24. La circuitería de interpolación 24 interpola la señal de banda base (S_{BB}) a una velocidad de muestreo predefinida para la predistorsión para proporcionar así una señal de banda base interpolada (S_{BB_US}). Como se analiza a continuación, la velocidad de muestreo es mayor que un ancho de banda de una señal predistorsionada (S_{PD}) transmitida por el predistorsionador 26. El predistorsionador 26 predistorsiona la señal de banda base interpolada (S_{BB_US}) basándose en una característica de predistorsión definida (por ejemplo, una característica de predistorsión polinómica de $N^{\text{ésimo}}$ orden) para proporcionar la señal predistorsionada (S_{PD}). La predistorsión aplicada por el predistorsionador 26 compensa (por ejemplo, cancela o cancela sustancialmente) una distorsión resultante de una no linealidad del amplificador de potencia 30. El convertidor ascendente 28 hace una conversión ascendente de la señal predistorsionada (S_{PD}) a una frecuencia portadora deseada para proporcionar una señal de radiofrecuencia (S_{RF}), que después se amplifica a un nivel de potencia deseado por el amplificador de potencia 30 para proporcionar una señal de radiofrecuencia amplificada (S_{RF_AMP}). Como resultado de la predistorsión aplicada por el predistorsionador 26, la señal de radiofrecuencia amplificada (S_{RF_AMP}) es como si el amplificador de potencia 30 fuese un amplificador de potencia lineal. Después, el filtro 32 elimina cualquier distorsión fuera de banda de la señal de radiofrecuencia amplificada (S_{RF_AMP}) para proporcionar una señal de salida (S_{OUT}) que se transmite por el transmisor 20.

Con el fin de configurar dinámicamente el predistorsionador 26, el transmisor 20 también incluye una trayectoria de retroalimentación que incluye un filtro 34, un atenuador 36, un convertidor descendente 38, y un adaptador 40 conectados como se muestra. El filtro 34 se acopla a la salida del amplificador de potencia 30 y funciona para eliminar los componentes de frecuencia fuera de banda de la señal de radiofrecuencia amplificada (S_{RF_AMP}) para proporcionar una señal de retroalimentación de radiofrecuencia (S_{FB_RF}). Después, el atenuador 36 atenúa la señal de retroalimentación de radiofrecuencia (S_{FB_RF}) en un factor $1/G$, donde G es igual a o aproximadamente igual a una ganancia del amplificador de potencia 30, para proporcionar así una señal de retroalimentación de radiofrecuencia atenuada ($S_{FB_RF_1/G}$). Después, el convertidor descendente 38 hace una conversión descendente de la señal de retroalimentación de radiofrecuencia atenuada ($S_{FB_RF_1/G}$) a banda base para proporcionar una señal de retroalimentación de banda base (S_{FB_BB}). Basándose en la señal de retroalimentación de banda base (S_{FB_BB}) y la señal de banda base interpolada (S_{BB_US}), el adaptador 40 configura dinámicamente el predistorsionador 26 usando una técnica de adaptación conocida.

Las figuras 4A a 4E son diagramas de bandas de frecuencia para las diversas señales en la trayectoria directa del transmisor 20 de la figura 3. Específicamente, la figura 4A es un diagrama de banda de frecuencia para la señal de banda base (S_{BB}), que tiene una velocidad de muestreo (f_{S_BB}). La figura 4B es un diagrama de banda de frecuencia para la señal de banda base interpolada (S_{BB_US}) transmitida por la circuitería de interpolación 24, que tiene una velocidad de muestreo (f_{S_PD}), donde $f_{S_PD} > f_{S_BB}$. A continuación, la 4C es un diagrama de banda de frecuencia para la señal predistorsionada (S_{PD}) transmitida por el predistorsionador 26. Como se muestra, un efecto de dispersión de frecuencia resulta de la predistorsión aplicada por el predistorsionador 26. La velocidad de muestreo (f_{S_PD}) se selecciona de tal forma que $f_{S_PD}/2$ es mayor que $1/2$ de un ancho de banda de la señal predistorsionada (S_{PD}). La figura 4D es un diagrama de banda de frecuencia para la señal de radiofrecuencia (S_{RF}) transmitida por el convertidor ascendente 28. La señal de radiofrecuencia (S_{RF}) se centra como una frecuencia portadora deseada (f_c). Por último, la figura 4E es un diagrama de banda de frecuencia para la señal de radiofrecuencia amplificada (S_{RF_AMP}) transmitida por el amplificador de potencia 30. Como se muestra, la predistorsión aplicada por el predistorsionador 26 compensa la no linealidad del amplificador de potencia 30 de tal forma que la señal de radiofrecuencia amplificada (S_{RF_AMP}) es como si el amplificador de potencia 30 fuese un amplificador de potencia lineal.

Las figuras 5A a 5C son diagramas de bandas de frecuencia para las diversas señales en la trayectoria de retroalimentación del transmisor 20 de la figura 3. Específicamente, la figura 5A es un diagrama de banda de frecuencia para la señal de retroalimentación de radiofrecuencia (S_{FB_RF}) salida del filtro 34. La figura 5B es un diagrama de banda de frecuencia para la señal de retroalimentación de radiofrecuencia atenuada ($S_{FB_RF_1/G}$) salida del atenuador 36. Por último, la figura 5C es un diagrama de banda de frecuencia para la señal de retroalimentación de banda base (S_{FB_BB}) salida del convertidor descendente 38.

En el transmisor 20 de la figura 3, se realiza la predistorsión para una señal de banda única. Sin embargo, muchas aplicaciones modernas usan señales de doble banda. Como se usa en el presente documento, una señal de doble banda es una señal que ocupa dos bandas de frecuencia distintas. Más específicamente, una señal de doble banda contiene componentes de frecuencia que ocupan un cierto ancho de banda continuo denominado como una primera banda de frecuencia y componentes de frecuencia que ocupan otro ancho de banda continuo denominado como una segunda banda de frecuencia. La señal de doble banda no contiene ningún componente de frecuencia entre la primera y segunda bandas de frecuencia. Una aplicación ejemplar para las señales de doble banda es un sistema de

comunicación móvil multi-estándar. Puede requerirse una estación base en un sistema de comunicación móvil multi-estándar para transmitir simultáneamente, o de forma concurrente, señales para dos protocolos de comunicación móvil diferentes (es decir, transmitir una señal de doble banda). De forma análoga, en algunos escenarios, una estación base en un protocolo de comunicación móvil de evolución a largo plazo (LTE) puede requerirse para transmitir simultáneamente señales en bandas de frecuencia separadas.

La figura 6 ilustra un transmisor de doble banda convencional 42. El transmisor de doble banda 42 incluye un primer módem 44 que transmite una primera señal de banda base (S_{BB1}) y un primer convertidor ascendente 46 que hace una conversión ascendente de la primera señal de banda base (S_{BB1}) a una primera frecuencia portadora (f_{C1}) para proporcionar así una primera señal de radiofrecuencia (S_{RF1}). El transmisor de doble banda 42 también incluye un segundo módem 48 que transmite una segunda señal de banda base (S_{BB2}) y un segundo convertidor ascendente 50 que hace una conversión ascendente de la segunda señal de banda base (S_{BB2}) a una segunda frecuencia portadora (f_{C2}) para proporcionar así una segunda señal de radiofrecuencia (S_{RF2}). Un combinador 52 combina la primera y segunda señales de radiofrecuencia (S_{RF1} y S_{RF2}) para proporcionar una señal de radiofrecuencia combinada (S_{RF_COMB}), que es una señal de doble banda. Después, un amplificador de potencia (PA) 54 amplifica la señal de radiofrecuencia combinada (S_{RF_COMB}) a un nivel de potencia deseado para proporcionar así una señal de radiofrecuencia amplificada (S_{RF_AMP}), que es también una señal de doble banda. Después, un filtro 56 elimina los componentes de frecuencia fuera de banda, o no deseados, de la señal de radiofrecuencia amplificada (S_{RF_AMP}) para proporcionar una señal de salida (S_{OUT}).

Las figuras 7A a 7G son diagramas de bandas de frecuencia para las diversas señales en la transmisor de doble banda 42 de la figura 6. Específicamente, la figura 7A es un diagrama de banda de frecuencia para la primera señal de banda base (S_{BB1}), donde la velocidad de muestreo para la primera señal de banda base (S_{BB1}) es f_{S_BB} . La figura 7B es un diagrama de banda de frecuencia para la primera señal de radiofrecuencia (S_{RF1}) transmitida por el primer convertidor ascendente 46. Asimismo, las figuras 7C y 7D son diagramas de bandas de frecuencia para la segunda señal de banda base (S_{BB2}) y la segunda señal de radiofrecuencia (S_{RF2}), respectivamente. La figura 7E es un diagrama de banda de frecuencia para la señal de radiofrecuencia combinada (S_{RF_COMB}) salida del combinador 52. Como se ilustra, la señal de radiofrecuencia combinada (S_{RF_COMB}) es una señal de doble banda que tiene una primera banda de frecuencia centrada en la primera frecuencia portadora (f_{C1}) y una segunda banda de frecuencia centrada en la segunda frecuencia portadora (f_{C2}).

La figura 7F es un diagrama de banda de frecuencia para la señal de radiofrecuencia amplificada (S_{RF_AMP}) transmitida por el amplificador de potencia 54. Como resultado de la no linealidad del amplificador de potencia 54, se observa un efecto de dispersión de frecuencia para las bandas de frecuencia centradas en la primera y segunda frecuencias portadoras (f_{C1} y f_{C2}). Además, como resultado de la distorsión de intermodulación de tercer orden causada por la no linealidad del amplificador de potencia 54 y la naturaleza de doble banda de la señal de radiofrecuencia combinada (S_{RF_COMB}) introducida en el amplificador de potencia 54, la señal de radiofrecuencia amplificada (S_{RF_AMP}) también incluye bandas de frecuencia centradas en las frecuencias de $2f_{C1}-f_{C2}$ y $2f_{C2}-f_{C1}$. Cabe apreciar que, aunque no se muestra, la señal de radiofrecuencia combinada (S_{RF_COMB}) también puede incluir una distorsión de intermodulación de mayor orden. Por último, la figura 7G es un diagrama de banda de frecuencia para la señal de salida (S_{OUT}), que muestra que el filtro 56 eliminó las bandas de frecuencia no deseadas (por ejemplo, las bandas de frecuencia resultantes de la distorsión de intermodulación de tercer orden centradas en las frecuencias de $2f_{C1}-f_{C2}$ y $2f_{C2}-f_{C1}$).

La predistorsión para compensar las no linealidades del amplificador de potencia para un transmisor de doble banda presente varios problemas. Esto es particularmente cierto si el transmisor de doble banda se desea para incluir un predistorsionador que realice simultáneamente una predistorsión para cada una de las bandas de frecuencia de la señal de doble banda. Como tal, existe la necesidad de sistemas y procedimientos para realizar la predistorsión en un transmisor de doble banda.

Sumario

Se desvelan sistemas y métodos para proporcionar predistorsión digital para compensar una no linealidad de un amplificador de potencia en un transmisor de doble banda. En una realización, una primera señal de banda base se sintoniza a una primera frecuencia intermedia para proporcionar una primera señal de frecuencia intermedia. Asimismo, una segunda señal de banda base se sintoniza a una segunda frecuencia intermedia para proporcionar una segunda señal de frecuencia intermedia. La primera y segunda señales de frecuencia intermedia se combinan para proporcionar una señal de frecuencia intermedia combinada que tiene un primer componente de frecuencia central en la primera frecuencia intermedia y un segundo componente de frecuencia centrado en la segunda frecuencia intermedia. Después, la señal de frecuencia intermedia combinada se predistorsiona para compensar la no linealidad del amplificador de potencia en el transmisor para proporcionar así una señal predistorsionada.

En una realización, una separación entre la primera y segunda frecuencias intermedias se minimiza basándose en un orden de intermodulación diana (por ejemplo, distorsión de intermodulación de tercer orden, distorsión de intermodulación de quinto orden, etc.) para la predistorsión. Más específicamente, la separación entre la primera y segunda frecuencias intermedias se minimiza ajustándose igual o cercana a un valor de separación mínimo por

debajo del cual las bandas de frecuencia en la señal predistorsionada para el orden de la intermodulación diana comienzan a solapar las bandas de frecuencia en la señal predistorsionada centrada en la primera y segunda frecuencias intermedias. Minimizando la separación entre la primera y segunda frecuencias intermedias, una velocidad de muestreo usada para la predistorsión puede reducirse, reduciendo así la complejidad del predistorsionador.

En una realización, el orden de predistorsión diana es el $(2k+1)^{\text{ésimo}}$ orden donde k es un número entero mayor de o igual a 1, y la separación entre la primera frecuencia intermedia y la segunda frecuencia intermedia se minimiza ajustándose igual o cercana a dos veces un valor de la frecuencia intermedia mínima. El valor de la frecuencia intermedia mínima se define como $(1/4)BW_1 + (1/4)BW_2 + k \cdot \max(BW_1, BW_2)$, donde k es un número entero mayor de o igual a 1, BW_1 es un ancho de banda de la primera señal de banda base, y BW_2 es un ancho de banda de la segunda señal de banda base. En una realización, el orden de la intermodulación diana es una intermodulación de tercer orden. En otra realización, el orden de la intermodulación diana es una intermodulación de quinto orden. En otra realización más, el orden de la intermodulación diana es una intermodulación de séptimo orden.

En una realización, la primera y segunda frecuencias intermedias son simétricas. Específicamente, la primera frecuencia intermedia es una frecuencia negativa, la segunda frecuencia intermedia es una frecuencia positiva, y un valor absoluto de la primera frecuencia intermedia es igual a un valor absoluto de la segunda frecuencia intermedia. En esta realización, al dirigirse al $(2k+1)^{\text{ésimo}}$ orden de intermodulación, el valor absoluto de la primera y segunda frecuencias intermedias se ajusta igual o cercana a $(1/4)BW_1 + (1/4)BW_2 + k \cdot \max(BW_1, BW_2)$, donde k es un número entero mayor de o igual a 1, BW_1 es un ancho de banda de la primera señal de banda base, y BW_2 es un ancho de banda de la segunda señal de banda base.

En otra realización, la primera y segunda frecuencias intermedias son asimétricas de tal forma que la primera frecuencia intermedia, $f_{IF_PD_1}$, es igual a $-f_{IF_PD}$ más un desplazamiento de frecuencia predefinido, $f_{IF_PD_OFFSET}$, y la segunda frecuencia intermedia, $f_{IF_PD_2}$, es igual a f_{IF_PD} más el desplazamiento de frecuencia predefinido, $f_{IF_PD_OFFSET}$, donde f_{IF_PD} es una frecuencia intermedia base para la predistorsión. Además, el orden de predistorsión diana es el $(2k+1)^{\text{ésimo}}$ orden. En esta realización, la separación entre la primera y segunda frecuencias intermedias se minimiza ajustando la primera y segunda frecuencias intermedias de tal forma que la frecuencia intermedia base, f_{IF_PD} , es igual o cercana a $(1/4)BW_1 + (1/4)BW_2 + k \cdot \max(BW_1, BW_2)$.

En una realización, antes de la sintonización, la primera y segunda señales de banda base se interpolan a una velocidad de muestreo definida para la predistorsión, y la velocidad de muestreo definida se minimiza basándose en un orden de predistorsión diana (por ejemplo, distorsión de intermodulación de tercer orden, distorsión de intermodulación de quinto orden, etc.). Más específicamente, la velocidad de muestreo definida para la predistorsión es igual a o casi una frecuencia por debajo de la cual las bandas de frecuencia para el orden de modulación diana se solapan en las bandas de frecuencia centradas en la primera y segunda frecuencias intermedias en la señal predistorsionada.

En una realización, la primera y segunda frecuencias intermedias son asimétricas de tal forma que la primera frecuencia intermedia es una frecuencia negativa, la segunda frecuencia intermedia es una frecuencia positiva, y un valor absoluto de la primera frecuencia intermedia es igual a un valor absoluto de la segunda frecuencia intermedia. Además, el orden de predistorsión diana es el $(2k+1)^{\text{ésimo}}$ orden. En esta realización, la velocidad de muestreo para la predistorsión se minimiza ajustándose igual o cercana a $(2k+2) \cdot f_{IF_PD} + ((k+1)/2)BW_1 + ((k+1)/2)BW_2 + k \cdot \max(BW_1, BW_2)$, donde k es un número entero mayor de o igual a 1, f_{IF_PD} es un valor absoluto de ambas primera y segunda frecuencias intermedias, BW_1 es un ancho de banda de la primera señal de banda base, y BW_2 es un ancho de banda de la segunda señal de banda base. En una realización preferida, el valor absoluto de la primera y segunda frecuencias intermedias también se minimiza basándose en el orden de predistorsión diana, que permite un descenso adicional en la velocidad de muestreo para la predistorsión. Más específicamente, al dirigirse al $(2k+1)^{\text{ésimo}}$ orden, el valor absoluto de la primera y segunda frecuencias intermedias se minimiza ajustándose igual o cercano a $(1/4)BW_1 + (1/4)BW_2 + k \cdot \max(BW_1, BW_2)$.

En otra realización, la primera y segunda frecuencias intermedias son asimétricas de tal forma que la primera frecuencia intermedia, $f_{IF_PD_1}$, es igual a $-f_{IF_PD}$ más un desplazamiento de frecuencia predefinido, $f_{IF_PD_OFFSET}$, y la segunda frecuencia intermedia, $f_{IF_PD_2}$, es igual a f_{IF_PD} más el desplazamiento de frecuencia predefinido, $f_{IF_PD_OFFSET}$, donde f_{IF_PD} es una frecuencia intermedia base para la predistorsión. Además, el orden de predistorsión diana es el $(2k+1)^{\text{ésimo}}$ orden. En esta realización, la velocidad de muestreo para la predistorsión se minimiza ajustándose igual o cercana a $(2k+2) \cdot f_{IF_PD} + ((k+1)/2)BW_1 + ((k+1)/2)BW_2 + k \cdot \max(BW_1, BW_2)$, donde k es un número entero mayor de o igual a 1, f_{IF_PD} es la frecuencia intermedia base para la predistorsión, BW_1 es un ancho de banda de la primera señal de banda base, y BW_2 es un ancho de banda de la segunda señal de banda base. En una realización preferida, la separación entre la primera y segunda frecuencias intermedias también se minimiza basándose en el orden de predistorsión diana, que permite un descenso adicional de la velocidad de muestreo para la predistorsión. Más específicamente, al dirigirse al $(2k+1)^{\text{ésimo}}$ orden, la separación entre la primera y segunda frecuencias intermedias se minimiza ajustando la primera y segunda frecuencias intermedias de tal forma que la frecuencia intermedia base, f_{IF_PD} , es igual o cercana a $(1/4)BW_1 + (1/4)BW_2 + k \cdot \max(BW_1, BW_2)$.

Los expertos en la técnica apreciarán el alcance de la presente divulgación y realizarán aspectos adicionales de la misma después de leer la siguiente descripción detallada de las realizaciones preferidas en relación a las figuras de dibujos adjuntas.

5 Breve descripción de las figuras de dibujos

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

- 10 La figura 1 ilustra un transmisor de banda única convencional sin predistorsión digital para compensar la no linealidad del amplificador de potencia;
- 15 las figuras 2A a 2D son diagramas de bandas de frecuencia para las diversas señales en el transmisor de banda única de la figura 1;
- la figura 3 ilustra un transmisor de banda única convencional con predistorsión digital para compensar la no linealidad del amplificador de potencia;
- 20 las figuras 4A a 4E son diagramas de bandas de frecuencia para las diversas señales en la trayectoria directa del transmisor de banda única de la figura 3;
- las figuras 5A a 5C son diagramas de bandas de frecuencia para las diversas señales en la trayectoria de retroalimentación del transmisor de banda única de la figura 3;
- 25 la figura 6 ilustra un transmisor de doble banda convencional sin predistorsión digital para compensar la no linealidad del amplificador de potencia;
- 30 las figuras 7A a 7G son diagramas de bandas de frecuencia para las diversas señales en el transmisor de doble banda de la figura 6;
- la figura 8 ilustra un transmisor de doble banda con predistorsión digital para compensar la no linealidad del amplificador de potencia de acuerdo con una realización de la presente divulgación;
- 35 las figuras 9A a 9Q son diagramas de bandas de frecuencia para las diversas señales en la trayectoria directa del transmisor de doble banda de la figura 8 de acuerdo con una realización de la presente divulgación;
- las figuras 10A a 10H son diagramas de bandas de frecuencia para las diversas señales en la trayectoria de retroalimentación del transmisor de doble banda de la figura 8 de acuerdo con una realización de la presente divulgación;
- 40 la figura 11 ilustra gráficamente los anchos de banda de las bandas de frecuencia en la señal de radiofrecuencia combinada predistorsionada antes de la amplificación por el amplificador de potencia en el transmisor de doble banda de la figura 8 al dirigirse a la distorsión de intermodulación de tercer orden de acuerdo con una realización de la presente divulgación;
- 45 la figura 12 ilustra gráficamente las restricciones para determinar una separación mínima entre la primera y segunda frecuencias intermedias para la predistorsión al dirigirse a la distorsión de intermodulación de tercer orden de acuerdo con una realización de la presente divulgación;
- 50 la figura 13 ilustra gráficamente el solapamiento de las bandas de frecuencia cuando la separación entre la primera y segunda frecuencias intermedias para la predistorsión es menor que la separación mínima determinada usando las restricciones ilustradas en la figura 12;
- 55 la figura 14 ilustra gráficamente las restricciones para determinar una velocidad de muestreo mínima para la predistorsión al dirigirse a la distorsión de intermodulación de tercer orden de acuerdo con una realización de la presente divulgación;
- 60 la figura 15 ilustra gráficamente los anchos de banda de las bandas de frecuencia en la señal de radiofrecuencia combinada predistorsionada antes de la amplificación por el amplificador de potencia en el transmisor de doble banda de la figura 8 al dirigirse a la distorsión de intermodulación de quinto orden de acuerdo con una realización de la presente divulgación;
- 65 la figura 16 ilustra gráficamente restricciones para determinar una separación mínima entre la primera y segunda frecuencias intermedias para la predistorsión al dirigirse a la distorsión de intermodulación de quinto orden de acuerdo con una realización de la presente divulgación;

- 5 la figura 17 ilustra gráficamente el solapamiento de las bandas de frecuencia cuando la separación entre la primera y segunda frecuencias intermedias para la predistorsión es menor que la separación mínima determinada usando las restricciones ilustradas en la figura 16;
- 10 la figura 18 ilustra gráficamente restricciones para determinar una velocidad de muestreo mínima para la predistorsión al dirigirse a la distorsión de intermodulación de quinto orden de acuerdo con una realización de la presente divulgación;
- 15 la figura 19 ilustra gráficamente los anchos de banda de las bandas de frecuencia en la señal de radiofrecuencia combinada predistorsionada antes de la amplificación por el amplificador de potencia en el transmisor de doble banda de la figura 8 al dirigirse a la distorsión de intermodulación de $(2k+1)^{\text{ésimo}}$ orden de acuerdo con una realización de la presente divulgación;
- 20 la figura 20 ilustra gráficamente restricciones para determinar una separación mínima entre la primera y segunda frecuencias intermedias para la predistorsión al dirigirse a la distorsión de intermodulación de $(2k+1)^{\text{ésimo}}$ orden de acuerdo con una realización de la presente divulgación;
- 25 la figura 21 ilustra gráficamente el solapamiento de las bandas de frecuencia cuando la separación entre la primera y segunda frecuencias intermedias para la predistorsión es menor que la separación mínima determinada usando las restricciones ilustradas en la figura 20;
- la 22 ilustra gráficamente las restricciones para determinar una velocidad de muestreo mínima para la predistorsión al dirigirse a la distorsión de intermodulación de $(2k+1)^{\text{ésimo}}$ orden de acuerdo con una realización de la presente divulgación;
- la figura 23 ilustra el transmisor de doble banda de la figura 8 de acuerdo con otra realización de la presente divulgación; y
- 30 la figura 24 ilustra un procedimiento para realizar predistorsión digital en un transmisor de doble banda de acuerdo con una realización de la presente divulgación.

Descripción detallada

- 35 Las realizaciones expuestas a continuación representan la información necesaria para permitir a los expertos en la técnica poner en práctica las realizaciones e ilustrar el mejor modo de poner en práctica las realizaciones. Tras la lectura de la siguiente descripción detallada a la luz de las figuras de dibujos adjuntas, los expertos en la técnica entenderán los conceptos de la descripción y reconocerán aplicaciones de estos conceptos no abordados particularmente en el presente documento. Ha de entenderse que estos conceptos y aplicaciones están dentro del
- 40 alcance de la divulgación y las reivindicaciones adjuntas.
- Se desvelan sistemas y métodos para proporcionar predistorsión digital para compensar una no linealidad de un amplificador de potencia en un transmisor de doble banda.
- 45 La figura 8 ilustra una realización ejemplar de un transmisor de doble banda 58 de acuerdo con una realización de la presente divulgación. El transmisor de doble banda 58 incluye un primer módem 60 que transmite una primera señal de banda base (S_{BB1}). Después, la circuitería de interpolación 62 interpola la primera señal de banda base (S_{BB1}) a una velocidad de muestreo predefinida para la predistorsión (f_{S_PD}) para proporcionar así una primera señal de banda base interpolada (S_{BB1_US}). En particular, la circuitería de interpolación 62 realiza preferiblemente tanto
- 50 interpolación como filtrado de imagen. Después, la circuitería de sintonización 64 sintoniza la primera señal de banda base interpolada (S_{BB1_US}) a una primera frecuencia intermedia para proporcionar una primera señal de frecuencia intermedia (S_{IF1}). De una manera similar, un segundo módem 66 transmite una segunda señal de banda base (S_{BB2}). Después, la circuitería de interpolación 68 interpola la segunda señal de banda base (S_{BB2}) a la velocidad de muestreo predefinida para la predistorsión (f_{S_PD}) para proporcionar así una segunda señal de banda base interpolada (S_{BB2_US}). En particular, la circuitería de interpolación 68 realiza preferiblemente tanto interpolación
- 55 como filtrado de imagen. Después, la circuitería de sintonización 70 sintoniza la segunda señal de banda base interpolada (S_{BB2_US}) a una segunda frecuencia intermedia para proporcionar una segunda señal de frecuencia intermedia (S_{IF2}).
- 60 En esta realización, la primera y segunda frecuencias intermedias son $-f_{PD_IF}$ y f_{PD_IF} , respectivamente. En otras palabras, la primera frecuencia intermedia es una frecuencia negativa, la segunda frecuencia intermedia es una frecuencia positiva, y un valor absoluto de ambas primera y segunda frecuencias intermedias es igual a f_{PD_IF} . Esto se denomina en el presente documento como una realización de frecuencia intermedia simétrica. Sin embargo, como se analiza a continuación, el transmisor de doble banda 58 no se limita al uso de frecuencias intermedias
- 65 simétricas. En otra realización, pueden usarse frecuencias intermedias asimétricas. La realización asimétrica se analiza a continuación con respecto a la figura 23.

La primera y segunda señales de frecuencia intermedia (S_{IF1} y S_{IF2}) se combinan, o se suman, por un combinador 72 para proporcionar una señal de frecuencia intermedia combinada (S_{IF_COMB}). La señal de frecuencia intermedia combinada (S_{IF_COMB}) es una señal de doble banda que tiene una primera banda de frecuencia centrada en la primera frecuencia intermedia, una segunda banda de frecuencia centrada en la segunda frecuencia intermedia, y ningún componente de frecuencia entre la primera y segunda bandas de frecuencia. Además, debe señalarse que la señal de frecuencia intermedia combinada (S_{IF_COMB}) es una señal de banda base equivalente y también es una señal compleja. Después, un predistorsionador (PD) 74 predistorsiona la señal de frecuencia intermedia combinada (S_{IF_COMB}) para proporcionar una señal predistorsionada (S_{PD}). Más específicamente, el predistorsionador 74 aplica una predistorsión predefinida a la señal de frecuencia intermedia combinada (S_{IF_COMB}) que compensa una no linealidad de un amplificador de potencia en la cadena de transmisión. La predistorsión cancela, o cancela sustancialmente, una distorsión causada por la no linealidad del amplificador de potencia en la cadena de transmisión. En particular, la predistorsión se realiza a una velocidad de muestreo predefinida para la predistorsión (f_{S_PD}). Como se analiza a continuación, en una realización de la presente divulgación, la velocidad de muestreo para la predistorsión (f_{S_PD}) se minimiza para reducir así la complejidad del predistorsionador 74. Ha de apreciarse que el predistorsionador 74 realiza simultáneamente, o de manera concurrente, la predistorsión para ambas de la primera y segunda señales de banda base (S_{BB1} y S_{BB2}) y, por lo tanto, se denomina en el presente documento como predistorsionador de doble banda. Sin embargo, dado que la entrada del predistorsionador 74 es una entrada única (es decir, una entrada de señal de doble banda única), el predistorsionador 74 puede usar cualquier técnica de predistorsión diseñada para una entrada de banda única (por ejemplo, predistorsión polinómica, predistorsión usando una red neuronal, o similares).

Después, la señal predistorsionada (S_{PD}) se proporciona a una circuitería de sintonización 76 que funciona sintonizando la banda de frecuencia en la señal predistorsionada (S_{PD}) que está centrada en la primera frecuencia intermedia, que en esta realización es $-f_{IF_PD}$, de la primera frecuencia intermedia a banda base para proporcionar así una primera señal de banda base predistorsionada (S_{PD_BB1}). Después, la primera señal de banda base predistorsionada (S_{PD_BB1}) se filtra en paso bajo por un filtro 78 para eliminar los componentes de frecuencia no deseados (es decir, aquellos componentes de frecuencia que están fuera de la banda de frecuencia centrada en DC), proporcionando así una primera señal de banda base predistorsionada filtrada ($S_{PD_BB1_F}$). Después, un convertidor ascendente 80 hace una conversión ascendente de la primera señal de banda base predistorsionada filtrada ($S_{PD_BB1_F}$) de banda base a una primera frecuencia portadora (f_{C1}) para proporcionar así una primera señal de radiofrecuencia (S_{RF1}). En particular, todo el procesamiento hasta el convertidor ascendente 80 está en el dominio digital. Como tal, el convertidor ascendente 80 también realiza preferiblemente una conversión digital-analógica en banda base o radiofrecuencia, dependiendo de la implementación particular.

De una manera similar, la señal predistorsionada (S_{PD}) también se proporciona a la circuitería de sintonización 82 que funciona sintonizando la banda de frecuencia en la señal predistorsionada (S_{PD}) que está centrada en la segunda frecuencia intermedia, que en esta realización es f_{IF_PD} , de la segunda frecuencia intermedia a banda base para proporcionar así una segunda señal de banda base predistorsionada (S_{PD_BB2}). Después, la segunda señal de banda base predistorsionada (S_{PD_BB2}) se filtra en paso bajo por un filtro 84 para eliminar los componentes de frecuencia no deseados (es decir, aquellos componentes de frecuencia que están fuera de la banda de frecuencia centrada en DC), proporcionando así una segunda señal de banda base predistorsionada filtrada ($S_{PD_BB2_F}$). Después, un convertidor ascendente 86 hace una conversión ascendente de la segunda señal de banda base predistorsionada filtrada ($S_{PD_BB2_F}$) de banda base a una segunda frecuencia portadora (f_{C2}) para proporcionar así una segunda señal de radiofrecuencia (S_{RF2}). En particular, todo el procesamiento hasta el convertidor ascendente 86 está en el dominio digital. Como tal, el convertidor ascendente 86 también realiza preferiblemente una conversión digital-analógica en banda base o radiofrecuencia, dependiendo de la implementación particular.

Después, un combinador 88 combina, o suma, la primera y segunda señales de radiofrecuencia (S_{RF1} y S_{RF2}) para proporcionar una señal de radiofrecuencia combinada (S_{RF_COMB}). La señal de radiofrecuencia combinada (S_{RF_COMB}) es una señal de doble banda que tiene una primera banda de frecuencia centrada en la primera frecuencia portadora (f_{C1}), una segunda banda de frecuencia centrada en la segunda frecuencia portadora (f_{C2}), y ningún componente de frecuencia entre la primera y la segunda bandas de frecuencia. Además, la señal de radiofrecuencia combinada (S_{RF_COMB}) es una señal predistorsionada. Después, un amplificador de potencia (PA) 90 amplifica la señal de radiofrecuencia combinada (S_{RF_COMB}) a un nivel de potencia de salida deseado, proporcionando así una señal de radiofrecuencia amplificada (S_{RF_AMP}). Por último, un filtro 92 elimina los componentes de frecuencia fuera de banda de la señal de radiofrecuencia amplificada (S_{RF_AMP}) para proporcionar una señal de salida (S_{OUT}) que se va a transmitir por el transmisor de doble banda 58. Específicamente, el filtro 92 elimina cualquier distorsión fuera de banda residual.

Como se analiza a continuación en detalle, una separación entre la primera y segunda frecuencias intermedias se selecciona cuidadosamente en o cerca de un valor de separación mínimo por debajo del cual las bandas de frecuencia en la señal predistorsionada (S_{PD}) para una distorsión de tercer orden y, en algunas realizaciones, de mayor orden, no solapan las bandas de frecuencia en la señal predistorsionada (S_{PD}) centrada en la primera y segunda frecuencias intermedias. Al hacer esto, las bandas de frecuencia permanecen separables mientras que al mismo tiempo la velocidad de muestreo para la predistorsión (f_{S_PD}) puede reducirse. Además de minimizar la

separación entre la primera y segunda frecuencias intermedias, la velocidad de muestreo para la predistorsión (f_{S_PD}) también se puede minimizar ajustando la velocidad de muestreo (f_{S_PD}) igual o cercana a un valor mínimo por debajo del cual las bandas de frecuencia en la señal predistorsionada (S_{PD}) para una distorsión de intermodulación de tercer orden o, en algunas realizaciones, de mayor orden se solapan a las bandas de frecuencia en la señal predistorsionada (S_{PD}) centrada en la primera y segunda frecuencias intermedias. En particular, aunque en la realización preferida tanto la separación entre la primera y segunda frecuencias intermedias como la velocidad de muestreo (f_{S_PD}) se minimizan, la separación entre la primera y segunda frecuencias intermedias puede minimizarse sin minimizar la velocidad de muestreo (f_{S_PD}), y la velocidad de muestreo (f_{S_PD}) puede minimizarse sin minimizar la separación entre la primera y segunda frecuencias intermedias.

El transmisor de doble banda 58 también incluye una trayectoria de retroalimentación que incluye un filtro 94 que filtra la señal de radiofrecuencia amplificada (S_{RF_AMP}) de la salida del amplificador de potencia 90 para eliminar cualquier distorsión fuera de banda residual para proporcionar una señal de retroalimentación de radiofrecuencia (S_{FB_RF}). La señal de retroalimentación de radiofrecuencia (S_{FB_RF}) se atenúa por un atenuador 96 para proporcionar una señal de retroalimentación de radiofrecuencia atenuada ($S_{FB_RF_1/G}$). Un convertidor descendente 98 hace una conversión descendente de la señal de retroalimentación de radiofrecuencia atenuada ($S_{FB_RF_1/G}$) de tal forma que la banda de frecuencia centrada en la primera frecuencia portadora (f_{C1}) está ahora en la banda base, proporcionando así una primera señal de retroalimentación de banda base (S_{FB_BB1}). Después, un filtro 100 filtra en paso bajo la primera señal de retroalimentación de banda base (S_{FB_BB1}) para eliminar las bandas de frecuencia no deseadas (es decir, las bandas de frecuencia distintas de la centrada en DC). Después, la circuitería de sintonización 102 sintoniza la primera señal de retroalimentación de banda base (S_{FB_BB1}) a la primera frecuencia intermedia, que en esta realización es $-f_{IF_PD}$, proporcionando así una primera señal de retroalimentación de frecuencia intermedia (S_{FB_IF1}). La primera señal de retroalimentación de frecuencia intermedia (S_{FB_IF1}) es una señal homóloga a la primera señal de frecuencia intermedia (S_{IF1}) en la trayectoria directa del transmisor de doble banda 58.

De una manera similar, un convertidor descendente 104 hace una conversión descendente de la señal de retroalimentación de radiofrecuencia atenuada ($S_{FB_RF_1/G}$) de tal forma que la banda de frecuencia centrada en la segunda frecuencia portadora (f_{C2}) está ahora en la banda base, proporcionando así una segunda señal de retroalimentación de banda base (S_{FB_BB2}). Después, un filtro 106 filtra en paso bajo la segunda señal de retroalimentación de banda base (S_{FB_BB2}) para eliminar las bandas de frecuencia no deseadas (es decir, las bandas de frecuencia distintas de la centrada en DC). Después, la circuitería de sintonización 108 sintoniza la segunda señal de retroalimentación de banda base (S_{FB_BB2}) a la segunda frecuencia intermedia, que en esta realización es f_{IF_PD} , proporcionando así una segunda señal de retroalimentación de frecuencia intermedia (S_{FB_IF2}). La segunda señal de retroalimentación de frecuencia intermedia (S_{FB_IF2}) es una señal homóloga a la segunda señal de frecuencia intermedia (S_{IF2}) en la trayectoria directa del transmisor de doble banda 58.

Después, un combinador 110 combina, o suma, la primera y segunda señales de retroalimentación de frecuencia intermedia (S_{FB_IF1} y S_{FB_IF2}) para proporcionar una señal de retroalimentación de frecuencia intermedia combinada ($S_{FB_IF_COMB}$). Después, un adaptador 112 configura dinámicamente el predistorsionador 74 basándose en la señal de retroalimentación de frecuencia intermedia combinada ($S_{FB_IF_COMB}$) y la señal de frecuencia intermedia combinada (S_{IF_COMB}). Específicamente, el adaptador 112 actualiza uno o más parámetros de predistorsión (por ejemplo, coeficientes polinómicos que definen una predistorsión polinómica) usando cualquier algoritmo de adaptación de predistorsión adecuado.

Las figuras 9A a 9Q son diagramas de bandas de frecuencia para las diversas señales en la trayectoria directa del transmisor de doble banda 58 de la figura 8. En particular, en las figuras 9A a 9Q el orden de la intermodulación diana para la predistorsión es el tercer orden (es decir, IM3). Sin embargo, se apreciará que el orden de la intermodulación diana para la predistorsión puede ser el $(2k+1)^{\text{ésimo}}$ orden donde k es un número entero mayor de 0 igual a 1. La figura 9A es un diagrama de banda de frecuencia para la primera señal de banda base (S_{BB1}). Como se muestra, la velocidad de muestreo para la primera señal de banda base (S_{BB1}) es f_{S_BB1} . La figura 9B es un diagrama de banda de frecuencia para la primera señal de banda base interpolada (S_{BB1_US}). Como se muestra, la velocidad de muestreo para la primera señal de banda base interpolada (S_{BB1_US}) es la velocidad de muestreo para la predistorsión (f_{S_PD}). La figura 9C es un diagrama de banda de frecuencia para la primera señal de frecuencia intermedia (S_{IF1}). Como se muestra, la primera señal de frecuencia intermedia (S_{IF1}) está centrada en la primera frecuencia intermedia, que en esta realización es $-f_{IF_PD}$. De una manera similar, las figuras 9D a 9F son diagramas de bandas de frecuencia para la segunda señal de banda base (S_{BB2}), la segunda señal de banda base interpolada (S_{BB2_US}), y la segunda señal de frecuencia intermedia (S_{IF2}).

La figura 9G es un diagrama de banda de frecuencia para la señal de frecuencia intermedia combinada (S_{IF_COMB}). Como se muestra, la señal de frecuencia intermedia combinada (S_{IF_COMB}) es una señal de doble banda que tiene una primera banda de frecuencia centrada en la primera frecuencia intermedia, que en esta realización es $-f_{IF_PD}$; una segunda banda de frecuencia centrada en la segunda frecuencia intermedia, que en esta realización es f_{IF_PD} ; y ningún componente de frecuencia entre la primera y la segunda bandas de frecuencia. Además, la señal de frecuencia intermedia combinada (S_{IF_COMB}) es una señal de banda base equivalente y también es una señal compleja. La figura 9H es un diagrama de banda de frecuencia para la señal predistorsionada (S_{PD}). Como se ilustra,

la predistorsión da como resultado un efecto de dispersión de frecuencia para las bandas de frecuencia centradas en la primera y segunda frecuencias intermedias.

La figura 9I es un diagrama de banda de frecuencia para la primera señal de banda base predistorsionada (S_{PD_BB1}) transmitida por la circuitería de sintonización 76. Como se muestra, la banda de frecuencia en la señal predistorsionada (S_{PD}) centrada en la primera frecuencia intermedia está ahora en la banda base (es decir, centrada en DC). La figura 9J es un diagrama de banda de frecuencia para la primera señal de banda base predistorsionada filtrada ($S_{PD_BB1_F}$). Como se muestra, la primera señal de banda base predistorsionada (S_{PD_BB1}) se filtra en paso bajo para eliminar los componentes de frecuencia no deseados, que en este caso son los componentes de frecuencia distintos de aquellos en la banda de frecuencia centrada en DC. La figura 9K es un diagrama de banda de frecuencia para la primera señal de radiofrecuencia (S_{RF1}). Como se muestra, la primera señal de banda base predistorsionada filtrada ($S_{PD_BB1_F}$) se convierte en ascendente en la primera frecuencia portadora (f_{C1}). De una manera similar, las figuras 9L a 9N son diagramas de bandas de frecuencia para la segunda señal de banda base predistorsionada (S_{PD_BB2}), la segunda señal de banda base predistorsionada filtrada ($S_{PD_BB2_F}$), y la segunda señal de radiofrecuencia (S_{RF2}).

La figura 9O es un diagrama de banda de frecuencia para la señal de radiofrecuencia combinada (S_{RF_COMB}) transmitida por el combinador 88. Como se muestra, la señal de radiofrecuencia combinada (S_{RF_COMB}) es una señal de doble banda que tiene una primera banda de frecuencia centrada en la primera frecuencia portadora (f_{C1}), una segunda banda de frecuencia centrada en la segunda frecuencia portadora (f_{C2}), y ningún componente de frecuencia entre la primera y segunda bandas de frecuencia. La figura 9P es un diagrama de banda de frecuencia para la señal de radiofrecuencia amplificada (S_{RF_AMP}) salida del amplificador de potencia 90. Como se muestra, la predistorsión para las bandas de frecuencia centradas en las primera y segunda frecuencias portadoras (f_{C1} y f_{C2}) cancela la distorsión causada por la no linealidad del amplificador de potencia 90 para las bandas de frecuencia correspondientes. Sin embargo, debido a la distorsión de la intermodulación, una distorsión fuera de banda residual permanece en la banda de frecuencia centrada en $2f_{C1}-f_{C2}$ y $2f_{C2}-f_{C1}$. Esta distorsión fuera de banda residual se elimina por el filtro 92 como se muestra en el diagrama de bandas de frecuencia para la señal de salida (S_{OUT}) que se muestra en la figura 9Q.

Las figuras 10A a 10H son diagramas de bandas de frecuencia para las diversas señales en la trayectoria de retroalimentación del transmisor de doble banda 58 de la figura 8. Específicamente, la figura 10A es un diagrama de banda de frecuencia para la señal de retroalimentación de radiofrecuencia atenuada ($S_{FB_RF_1/G}$) transmitida por el atenuador 96. La figura 10B es un diagrama de banda de frecuencia para la primera señal de retroalimentación de banda base (S_{FB_BB1}) transmitida por el convertidor descendente 98. Como se muestra, la primera señal de retroalimentación de banda base (S_{FB_BB1}) incluye componentes de frecuencia en una banda de frecuencia centrada en DC, así como componentes de frecuencia en una banda de frecuencia centrada en $f_{C2}-f_{C1}$. Después del filtrado de paso bajo por el filtro 100, la primera señal de retroalimentación de banda base filtrada resultante ($S_{FB_BB1_F}$) incluye únicamente los componentes de frecuencia en la banda de frecuencia centrada en DC, como se ilustra en la figura 10C. La figura 10D es un diagrama de banda de frecuencia para la primera señal de retroalimentación de frecuencia intermedia (S_{FB_IF1}) transmitida por la circuitería de sintonización 102. Como se ilustra, la circuitería de sintonización 102 desplaza la banda de frecuencia centrada en DC en la primera señal de retroalimentación de banda base filtrada ($S_{FB_BB1_F}$) a la primera frecuencia intermedia, que en esta realización es $-f_{IF_PD}$.

La figura 10E es un diagrama de banda de frecuencia para la segunda señal de retroalimentación de banda base (S_{FB_BB2}) transmitida por el convertidor descendente 104. Como se muestra, la segunda señal de retroalimentación de banda base (S_{FB_BB2}) incluye componentes de frecuencia en una banda de frecuencia centrada en DC, así como componentes de frecuencia en una banda de frecuencia centrada en $-(f_{C2}-f_{C1})$. Después del filtrado de paso bajo por el filtro 106, la segunda señal de retroalimentación de banda base filtrada resultante ($S_{FB_BB2_F}$) incluye únicamente los componentes de frecuencia en la banda de frecuencia centrada en DC, como se ilustra en la figura 10F. La figura 10G es un diagrama de banda de frecuencia para la segunda señal de retroalimentación de frecuencia intermedia (S_{FB_IF2}) transmitida por la circuitería de sintonización 108. Como se ilustra, la circuitería de sintonización 108 desplaza la banda de frecuencia centrada en DC en la segunda señal de retroalimentación de banda base filtrada ($S_{FB_BB2_F}$) a la segunda frecuencia intermedia, que en esta realización es f_{IF_PD} . Por último, la figura 10H es un diagrama de banda de frecuencia para la señal de retroalimentación de frecuencia intermedia combinada ($S_{FB_IF_COMB}$) salida del combinador 110.

Ahora que el transmisor de doble banda 58 y el funcionamiento del mismo se han descrito, a continuación volverá la atención a realizaciones en las que la separación entre la primera y segunda frecuencias intermedias y/o la velocidad de muestreo para la predistorsión (f_{S_PD}) se minimizan. Las figuras 11 a 14 ilustran gráficamente la manera en la que la separación entre la primera y segunda frecuencias intermedias y la velocidad de muestreo para la predistorsión puede minimizarse al dirigirse a una distorsión de intermodulación de tercer orden (IM3). Específicamente, la figura 11 ilustra en primer lugar las bandas de frecuencia en la señal de radiofrecuencia combinada (S_{RF_COMB}) al dirigirse a la distorsión de intermodulación de tercer orden de acuerdo con una realización de la presente divulgación. Como resultado de la predistorsión aplicada por el predistorsionador 74, se ha producido una dispersión de bandas de frecuencia para las bandas de frecuencia primarias en la primera y segunda frecuencias portadoras (f_{C1} y f_{C1}). Además, la señal de radiofrecuencia combinada (S_{RF_COMB}) incluye componentes

de frecuencia en bandas de frecuencia centradas en $2f_{C1}-f_{C2}$ y $2f_{C2}-f_{C1}$ debido a la distorsión de intermodulación.

Los anchos de banda de las bandas de frecuencia en la señal de radiofrecuencia combinada (S_{RF_COMB}) se determinaron usando un análisis de cuatro tonos. Específicamente, la primera y segunda señales de banda base (S_{BB1} y S_{BB2}) se modelaron cada una por dos tonos. La primera señal de banda base (S_{BB1}) se modeló por un primer tono en un flanco izquierdo de la banda de frecuencia correspondiente y un segundo tono en un flanco derecho de la banda de frecuencia correspondiente. Asimismo, la segunda señal de banda base (S_{BB2}) se modeló por un primer tono en un flanco izquierdo de la banda de frecuencia correspondiente y un segundo tono en un flanco derecho de la banda de frecuencia correspondiente. Usando este análisis de cuatro tonos, el ancho de banda de las cuatro bandas de frecuencia (denominadas como bandas de frecuencia A a D) se determinó como se indica a continuación:

- Banda de Frecuencia A: El ancho de banda de la banda de frecuencia centrada en la primera frecuencia portadora (f_{C1}), que se denomina en el presente documento como banda de frecuencia A, tiene un ancho de banda (BW_{IM3_A}) definido como:

$$BW_{IM3_A} = BW_1 + 2 \max(BW_1, BW_2), \quad (1)$$

donde BW_1 es un ancho de banda de la primera señal de banda base (S_{BB1}) y BW_2 es un ancho de banda de la segunda señal de banda base (S_{BB2});

- Banda de Frecuencia B: El ancho de banda de la banda de frecuencia centrada en la segunda frecuencia portadora (f_{C2}), que se denomina en el presente documento como banda de frecuencia B, tiene un ancho de banda (BW_{IM3_B}) definido como:

$$BW_{IM3_B} = BW_2 + 2 \max(BW_1, BW_2); \quad (2)$$

- Banda de Frecuencia C: El ancho de banda de la banda de frecuencia centrada en $2f_{C1}-f_{C2}$, que se denomina en el presente documento como banda de frecuencia C, tiene un ancho de banda (BW_{IM3_C}) definido como:

$$BW_{IM3_C} = 2BW_1 + BW_2; \text{ and} \quad (3)$$

- Banda de Frecuencia D: El ancho de banda de la banda de frecuencia centrada en $2f_{C2}-f_{C1}$, que se denomina en el presente documento como banda de frecuencia D, tiene un ancho de banda (BW_{IM3_D}) definido como:

$$BW_{IM3_D} = BW_1 + 2BW_2. \quad (4)$$

La figura 12 ilustra gráficamente la manera en la que un valor de la frecuencia intermedia mínima, $f_{IF_PD_MIN}$, se determina al dirigirse a la distorsión de intermodulación de tercer orden basándose en los anchos de banda de las bandas de frecuencia A a D de acuerdo con una realización de la presente divulgación. En esta realización, la primera y segunda frecuencias intermedias son $-f_{IF_PD}$ y f_{IF_PD} , respectivamente. Como tal, al dirigirse a la distorsión de intermodulación de tercer orden, las cuatro bandas de frecuencia A a D en la señal predistorcionada (S_{PD}) transmitida por el predistorcionador 74 se centran en $-f_{IF_PD}$, f_{IF_PD} , $-3f_{IF_PD}$, y $3f_{IF_PD}$, respectivamente. Como se ilustra, para mantener la separación entre las cuatro bandas de frecuencia A a D, han de cumplirse las siguientes restricciones:

- Restricción A: Para mantener la separación entre las bandas de frecuencia A y C, ha de cumplirse lo siguiente:

$$2f_{IF_PD_MIN} \geq \frac{1}{2}(BW_{IM3_C} + BW_{IM3_A}). \quad (5)$$

- Restricción B: Para mantener la separación entre las bandas de frecuencia A y B, ha de cumplirse lo siguiente:

$$2f_{IF_PD_MIN} \geq \frac{1}{2}(BW_{IM3_A} + BW_{IM3_B}). \quad (6)$$

- Restricción C: Para mantener la separación entre las bandas de frecuencia B y D, ha de cumplirse lo siguiente:

$$2f_{IF_PD_MIN} \geq \frac{1}{2}(BW_{IM3_B} + BW_{IM3_D}). \quad (7)$$

A partir de la Ecuación (5) - Ecuación (7),

$$f_{IF_PD_MIN} = \frac{1}{4} \max \left((BW_{IM3_C} + BW_{IM3_A}), (BW_{IM3_A} + BW_{IM3_B}), (BW_{IM3_B} + BW_{IM3_D}) \right). \quad (8)$$

5 La sustitución de la Ecuación (1) - Ecuación (4) en la Ecuación (8) da:

$$f_{IF_PD_MIN} = \frac{1}{4} BW_1 + \frac{1}{4} BW_2 + \max(BW_1, BW_2). \quad (9)$$

Además, si $BW_1 \geq BW_2$, la Ecuación (9) adopta la forma:

$$f_{IF_PD_MIN} = \frac{1}{4} BW_1 + \frac{5}{4} BW_2. \quad (10)$$

De forma análoga, si $BW_1 = BW_2$, la Ecuación (9) adopta la forma:

$$f_{IF_PD_MIN} = \frac{3}{2} BW_1. \quad (11)$$

Asumiendo una velocidad de muestreo suficientemente grande para la predistorsión (f_{S_PD}), la separación entre la primera y segunda frecuencias intermedias puede minimizarse basándose en la Ecuación (9) - Ecuación (11). Más específicamente, en esta realización, la primera y segunda frecuencias intermedias son $-f_{IF_PD}$ y f_{IF_PD} , respectivamente. Por lo tanto, la separación entre la primera y segunda frecuencias intermedias puede minimizarse ajustando f_{IF_PD} igual o cercano al valor de la frecuencia intermedia mínima ($f_{IF_PD_MIN}$) de tal forma que la separación entre la primera y segunda frecuencias intermedias está en o cerca de $2f_{IF_PD_MIN}$. Más específicamente, en una realización, la primera frecuencia intermedia, que en esta realización es $-f_{IF_PD}$, es una frecuencia en el intervalo de y que incluye $-f_{IF_PD_MIN}$ y $-2f_{IF_PD_MIN}$, y la segunda frecuencia intermedia, que en esta realización es f_{IF_PD} , es una frecuencia en el intervalo de y que incluye $f_{IF_PD_MIN}$ y $2f_{IF_PD_MIN}$. De esta manera, la separación entre la primera y segunda frecuencias intermedias está en el intervalo de y que incluye $2f_{IF_PD_MIN}$ y $4f_{IF_PD_MIN}$.

En otra realización, la primera frecuencia intermedia, que en esta realización es $-f_{IF_PD}$, es una frecuencia igual a $-f_{IF_PD_MIN}$ menos una banda de guarda predefinida, y la segunda frecuencia intermedia, que en esta realización es f_{IF_PD} , es una frecuencia igual a $f_{IF_PD_MIN}$ más la banda de guarda predefinida. La banda de guarda predefinida es una banda de guarda predeterminada de un tamaño que proporciona suficiente separación entre las bandas de frecuencia A a D para permitir un filtrado apropiado por los filtros 78 y 84.

La figura 13 es un diagrama de banda de frecuencia para la salida del predistorsionador 74 en una situación en la que la separación entre la primera y segunda frecuencias intermedias es menor que la separación mínima, que como se ha analizado anteriormente es $2f_{IF_PD_MIN}$. Como se ilustra, hay un solapamiento entre las bandas de frecuencia C y A, entre las bandas de frecuencia A y B, y entre las bandas de frecuencia B y D. Este solapamiento degrada el rendimiento del transmisor de doble banda 58 y, como tal, no es deseable. Como se ha analizado anteriormente, en la realización preferida, la primera y segunda frecuencias intermedias se seleccionan cuidadosamente de tal forma que la separación entre la primera y segunda frecuencias intermedias está en o cerca de la separación mínima, que es $2f_{IF_PD_MIN}$. De esta manera, se evita el solapamiento entre las bandas de frecuencia A a D, pero, al mismo tiempo, se minimiza la separación entre la primera y segunda frecuencias intermedias. Esta minimización de la separación entre la primera y segunda frecuencias intermedias reduce la velocidad de muestreo para la predistorsión (f_{S_PD}), que, a su vez, reduce la complejidad del predistorsionador 74.

La figura 14 ilustra gráficamente la manera en la que la velocidad de muestreo para la predistorsión (f_{S_PD}) se minimiza al dirigirse a la distorsión de intermodulación de tercer orden (IM3) de acuerdo con una realización de la presente divulgación. En general, el solapamiento de los componentes de frecuencia en las bandas de frecuencia A a D restringe la minimización de la velocidad de muestreo para la predistorsión (f_{S_PD}). Específicamente, mirando la figura 14, debido al solapamiento, una primera imagen de las bandas de frecuencia A a D está centrada en $-f_{S_PD}$, y una segunda imagen de las bandas de frecuencia A a D está centrada en f_{S_PD} . Una velocidad de muestreo mínima para la predistorsión ($f_{S_PD_MIN}$) es una velocidad de muestreo por debajo de la cual la banda de frecuencia D en la primera imagen se solapa en la banda de frecuencia A y la banda de frecuencia C en la segunda imagen se solapa en la banda de frecuencia B. En otras palabras, las restricciones para la velocidad de muestreo mínima para la predistorsión ($f_{S_PD_MIN}$) son:

- Restricción A: Con el fin de impedir el solapamiento de la banda de frecuencia D en la banda de frecuencia A, ha de cumplirse lo siguiente:

$$f_{S_PD_MIN} - 4f_{IF_PD} \geq \frac{1}{2}(BW_{IM3_D} + BW_{IM3_A}). \quad (12)$$

- 5 • Restricción B: Con el fin de impedir el solapamiento de la banda de frecuencia C en la banda de frecuencia B, ha de cumplirse lo siguiente:

$$f_{S_PD_MIN} - 4f_{IF_PD} \geq \frac{1}{2}(BW_{IM3_C} + BW_{IM3_B}). \quad (13)$$

A partir de la Ecuación (12) y la Ecuación (13),

$$f_{S_PD_MIN} = 4f_{IF_PD} + \frac{1}{2} \max\left(\left(BW_{IM3_D} + BW_{IM3_A}\right), \left(BW_{IM3_C} + BW_{IM3_B}\right)\right) \quad (14)$$

La sustitución de la Ecuación (1) - Ecuación (4) en la Ecuación (14) da:

$$f_{S_PD_MIN} = 4f_{IF_PD} + BW_1 + BW_2 + \max(BW_1, BW_2). \quad (15)$$

Si $f_{IF_PD} = f_{IF_PD_MIN}$, la Ecuación (15) adopta la forma:

$$f_{S_PD_MIN} = 2BW_1 + 2BW_2 + 5 \max(BW_1, BW_2). \quad (16)$$

Además, si $BW_1 \geq BW_2$, la Ecuación (16) adopta la forma:

$$f_{S_PD_MIN} = 2BW_1 + 7BW_2. \quad (17)$$

De forma análoga, si $BW_1 = BW_2$, la Ecuación (16) toma la forma:

$$f_{S_PD_MIN} = 9BW_1. \quad (18)$$

La velocidad de muestreo para la predistorsión (f_{S_PD}) al dirigirse a la distorsión de intermodulación de tercer orden puede minimizarse basándose en la Ecuación (15) - Ecuación (18). Más específicamente, en una realización, la velocidad de muestreo para la predistorsión (f_{S_PD}) se ajusta igual o cercana a la velocidad de muestreo mínima para la predistorsión ($f_{S_PD_MIN}$). En una realización particular, la velocidad de muestreo para la predistorsión (f_{S_PD}) se ajusta a una velocidad de muestreo en el intervalo de $f_{S_PD_MIN}$ y $2f_{S_PD_MIN}$. De esta manera, se evita el solapamiento de la banda de frecuencia C en la segunda imagen a la banda de frecuencia B y el solapamiento de la banda de frecuencia D en la primera imagen a la banda de frecuencia A.

Las figuras 15 a 18 ilustran gráficamente la manera en la que la separación entre la primera y segunda frecuencias intermedias y la velocidad de muestreo para la predistorsión puede minimizarse al dirigirse a la distorsión de intermodulación de quinto orden (IM5). Específicamente, la figura 15 ilustra en primer lugar las bandas de frecuencia en la señal de radiofrecuencia combinada (S_{RF_COMB}) al dirigirse a la distorsión de intermodulación de quinto orden de acuerdo con una realización de la presente divulgación. Como resultado de la predistorsión aplicada por el predistorsionador 74, se ha producido una dispersión de bandas de frecuencia para las bandas de frecuencia primarias en la primera y segunda frecuencias portadoras (f_{C1} y f_{C1}). Además, la señal de radiofrecuencia combinada (S_{RF_COMB}) incluye componentes de frecuencia en bandas de frecuencia centradas en $2f_{C1}-f_{C2}$, $2f_{C2}-f_{C1}$, $3f_{C1}-2f_{C2}$ y $3f_{C2}-2f_{C1}$ debido a la distorsión de intermodulación.

Los anchos de banda de las bandas de frecuencia en la señal de radiofrecuencia combinada (S_{RF_COMB}) se determinaron usando un análisis de cuatro tonos. Específicamente, la primera y segunda señales de banda base (S_{BB1} y S_{BB2}) se modelaron cada una por dos tonos. La primera señal de banda base (S_{BB1}) se modeló por un primer tono en un flanco izquierdo de la banda de frecuencia correspondiente y un segundo tono en un flanco derecho de la banda de frecuencia correspondiente. Asimismo, la segunda señal de banda base (S_{BB2}) se modeló por un primer tono en un flanco izquierdo de la banda de frecuencia correspondiente y un segundo tono en un flanco derecho de la banda de frecuencia correspondiente. Usando este análisis de cuatro tonos, el ancho de banda de las seis bandas de frecuencia (denominadas como bandas de frecuencia A a F) se determinó como se indica a continuación:

- Banda de Frecuencia A: El ancho de banda de la banda de frecuencia centrada en la primera frecuencia portadora (f_{C1}), que se denomina en el presente documento como banda de frecuencia A, tiene un ancho de

banda (BW_{IM5_A}) definido como:

$$BW_{IM5_A} = BW_1 + 4 \max(BW_1, BW_2), \quad (19)$$

5 donde BW_1 es un ancho de banda de la primera señal de banda base (S_{BB1}) y BW_2 es un ancho de banda de la segunda señal de banda base (S_{BB2});

- Banda de Frecuencia B: El ancho de banda de la banda de frecuencia centrada en la segunda frecuencia portadora (f_{C2}), que se denomina en el presente documento como banda de frecuencia B, tiene un ancho de banda (BW_{IM5_B}) definido como:

$$BW_{IM5_B} = BW_2 + 4 \max(BW_1, BW_2); \quad (20)$$

- Banda de Frecuencia C: El ancho de banda de la banda de frecuencia centrada en $2f_{C1}-2f_{C2}$, que se denomina en el presente documento como banda de frecuencia C, tiene un ancho de banda (BW_{IM5_C}) definido como:

$$BW_{IM5_C} = 2BW_1 + BW_2 + 2 \max(BW_1, BW_2); \quad (21)$$

- Banda de Frecuencia D: El ancho de banda de la banda de frecuencia centrada en $2f_{C2}-f_{C1}$, que se denomina en el presente documento como banda de frecuencia D, tiene un ancho de banda (BW_{IM5_D}) definido como:

$$BW_{IM5_D} = BW_1 + 2BW_2 + 2 \max(BW_1, BW_2); \quad (22)$$

- Banda de Frecuencia E: El ancho de banda de la banda de frecuencia centrada en $3f_{C1}-2f_{C2}$, que se denomina en el presente documento como banda de frecuencia E, tiene un ancho de banda (BW_{IM5_E}) definido como:

$$BW_{IM5_E} = 3BW_1 + 2BW_2; \text{ and} \quad (23)$$

- Banda de Frecuencia F: El ancho de banda de la banda de frecuencia centrada en $3f_{C2}-2f_{C1}$, que se denomina en el presente documento como banda de frecuencia F, tiene un ancho de banda (BW_{IM5_F}) definido como:

$$BW_{IM5_F} = 2BW_1 + 3BW_2. \quad (24)$$

35 La figura 16 ilustra gráficamente la manera en la que un valor de la frecuencia intermedia mínima, $f_{IF_PD_MIN}$, se determina al dirigirse a la distorsión de intermodulación de quinto orden basándose en los anchos de banda de las bandas de frecuencia A a F de acuerdo con una realización de la presente divulgación. En esta realización, la primera y segunda frecuencias intermedias are $-f_{IF_PD}$ y f_{IF_PD} , respectivamente. Como tal, al dirigirse a la distorsión de intermodulación de quinto orden, las seis bandas de frecuencia A a F en la señal predistorcionada (S_{PD}) transmitida por el predistorcionador 74 se centran en $-f_{IF_PD}$, f_{IF_PD} , $-3f_{IF_PD}$, $3f_{IF_PD}$, $-5f_{IF_PD}$ y $5f_{IF_PD}$, respectivamente. Como se ilustra, con el fin de mantener la separación entre las seis bandas de frecuencia A a F, han de cumplirse las siguientes restricciones:

- Restricción A: Para mantener la separación entre las bandas de frecuencia A y C, ha de cumplirse lo siguiente:

$$2f_{IF_PD_MIN} \geq \frac{1}{2}(BW_{IM5_C} + BW_{IM5_A}). \quad (25)$$

- Restricción B: Para mantener la separación entre las bandas de frecuencia A y B, ha de cumplirse lo siguiente:

$$2f_{IF_PD_MIN} \geq \frac{1}{2}(BW_{IM5_A} + BW_{IM5_B}). \quad (26)$$

- Restricción C: Para mantener la separación entre las bandas de frecuencia B y D, ha de cumplirse lo siguiente:

$$2f_{IF_PD_MIN} \geq \frac{1}{2}(BW_{IM5_B} + BW_{IM5_D}) \quad (27)$$

55 En particular, no hay ninguna restricción para la separación entre las bandas de frecuencia E y C y las bandas de

frecuencia D y F ya que el solapamiento entre estas bandas de frecuencia no es de interés. Únicamente el solapamiento con las bandas de frecuencia primarias, o útiles, las bandas de frecuencia A y B es de interés.

A partir de la Ecuación (25) - Ecuación (27),

$$f_{IF_PD_MIN} = \frac{1}{4} \max \left((BW_{IM5_C} + BW_{IM5_A}), (BW_{IM5_A} + BW_{IM5_B}), (BW_{IM5_B} + BW_{IM5_D}) \right). \quad (28)$$

La sustitución de la Ecuación (19) - Ecuación (22) en la Ecuación (28) da:

$$f_{IF_PD_MIN} = \frac{1}{4} BW_1 + \frac{1}{4} BW_2 + 2 \max(BW_1, BW_2). \quad (29)$$

Además, si $BW_1 \geq BW_2$, la Ecuación (29) adopta la forma:

$$f_{IF_PD_MIN} = \frac{1}{4} BW_1 + \frac{9}{4} BW_2. \quad (30)$$

De forma análoga, si $BW_1 = BW_2$, la Ecuación (29) adopta la forma:

$$f_{IF_PD_MIN} = \frac{5}{2} BW_1. \quad (31)$$

Asumiendo una velocidad de muestreo suficientemente grande para la predistorsión (f_{S_PD}), la separación entre la primera y segunda frecuencias intermedias puede minimizarse basándose en la Ecuación (29) - Ecuación (31). Más específicamente, en esta realización, la primera y segunda frecuencias intermedias son $-f_{IF_PD}$ y f_{IF_PD} , respectivamente. Por lo tanto, la separación entre la primera y segunda frecuencias intermedias puede minimizarse ajustando f_{IF_PD} igual o cercano al valor de la frecuencia intermedia mínima ($f_{IF_PD_MIN}$) de tal forma que la separación entre la primera y segunda frecuencias intermedias está en o cerca de $2f_{IF_PD_MIN}$. Más específicamente, en una realización, la primera frecuencia intermedia, que en esta realización es $-f_{IF_PD}$, es una frecuencia en el intervalo de y que incluye $-f_{IF_PD_MIN}$ y $-2f_{IF_PD_MIN}$, y la segunda frecuencia intermedia, que en esta realización es f_{IF_PD} , es una frecuencia en el intervalo de y que incluye $f_{IF_PD_MIN}$ y $2f_{IF_PD_MIN}$. De esta manera, la separación entre la primera y segunda frecuencias intermedias está en el intervalo de y que incluye $2f_{IF_PD_MIN}$ y $4f_{IF_PD_MIN}$.

En otra realización, la primera frecuencia intermedia, que en esta realización es $-f_{IF_PD}$, es una frecuencia igual a $-f_{IF_PD_MIN}$ menos una banda de guarda predefinida, y la segunda frecuencia intermedia, que en esta realización es f_{IF_PD} , es una frecuencia igual a $f_{IF_PD_MIN}$ más la banda de guarda predefinida. La banda de guarda predefinida es una banda de guarda predeterminada de un tamaño que proporciona suficiente separación entre las bandas de frecuencia A a D para permitir un filtrado apropiado por los filtros 78 y 84.

La figura 17 es un diagrama de banda de frecuencia para la salida del predistorsionador 74 en una situación en la que la separación entre la primera y segunda frecuencias intermedias es menor que la separación mínima, que como se ha analizado anteriormente es $2f_{IF_PD_MIN}$. Como se ilustra, hay un solapamiento entre las bandas de frecuencia C y A, entre las bandas de frecuencia A y B, y entre las bandas de frecuencia B y D. Este solapamiento degrada el rendimiento del transmisor de doble banda 58 y, como tal, no es deseable. En particular, el solapamiento entre las bandas de frecuencia E y C y entre las bandas de frecuencia D y F no es de interés. En su lugar, únicamente los solapamientos que implican las primarias, o útiles, bandas de frecuencia A y B son de interés. Como se ha analizado anteriormente, en la realización preferida, la primera y segunda frecuencias intermedias se seleccionan cuidadosamente de tal forma que la separación entre la primera y segunda frecuencias intermedias está en o cerca de la separación mínima, que es $2f_{IF_PD_MIN}$. De esta manera, se evita el solapamiento entre las bandas de frecuencia A a D, pero, al mismo tiempo, se minimiza la separación entre la primera y segunda frecuencias intermedias. Esta minimización de la separación entre la primera y segunda frecuencias intermedias reduce la velocidad de muestreo para la predistorsión (f_{S_PD}), que reduce la complejidad del predistorsionador 74.

La figura 18 ilustra gráficamente la manera en la que la velocidad de muestreo para la predistorsión (f_{S_PD}) se minimiza al dirigirse a la distorsión de intermodulación de quinto orden (IM5) de acuerdo con una realización de la presente divulgación. En general, el solapamiento de los componentes de frecuencia en las bandas de frecuencia A a F restringe la minimización de la velocidad de muestreo para la predistorsión (f_{S_PD}). Específicamente, mirando la figura 18, debido al solapamiento, una primera imagen de las bandas de frecuencia A a F está centrada en $-f_{S_PD}$, y una segunda imagen de las bandas de frecuencia A a F está centrada en f_{S_PD} . La velocidad de muestreo mínima para la predistorsión ($f_{S_PD_MIN}$) es una frecuencia por debajo de la cual la banda de frecuencia F en la primera imagen se solapa en la banda de frecuencia A y la banda de frecuencia E en la segunda imagen se solapa en la

banda de frecuencia B. En otras palabras, las restricciones para la velocidad de muestreo mínima para la predistorsión ($f_{S_PD_MIN}$) son:

- Restricción A: Con el fin de impedir el solapamiento de la banda de frecuencia F en la banda de frecuencia A, ha de cumplirse lo siguiente:

$$f_{S_PD_MIN} - 6f_{IF_PD} \geq \frac{1}{2}(BW_{IM5_F} + BW_{IM5_A}). \quad (32)$$

- Restricción B: Con el fin de impedir el solapamiento de la banda de frecuencia E en la banda de frecuencia B, ha de cumplirse lo siguiente:

$$f_{S_PD_MIN} - 6f_{IF_PD} \geq \frac{1}{2}(BW_{IM5_E} + BW_{IM5_B}). \quad (33)$$

A partir de la Ecuación (32) y la Ecuación (33),

$$f_{S_PD_MIN} = 6f_{IF_PD} + \frac{1}{2} \max\left(\left(BW_{IM5_F} + BW_{IM5_A}\right), \left(BW_{IM5_E} + BW_{IM5_B}\right)\right) \quad (34)$$

La sustitución de la Ecuación (19) - Ecuación (24) en la Ecuación (34) da:

$$f_{S_PD_MIN} = 6f_{IF_PD} + \frac{3}{2}BW_1 + \frac{3}{2}BW_2 + 2 \max(BW_1, BW_2). \quad (35)$$

Si $f_{IF_PD} = f_{IF_PD_MIN}$, la Ecuación (35) adopta la forma:

$$f_{S_PD_MIN} = 3BW_1 + 3BW_2 + 14 \max(BW_1, BW_2). \quad (36)$$

Además, si $BW_1 \geq BW_2$, la Ecuación (36) adopta la forma:

$$f_{S_PD_MIN} = 3BW_1 + 17BW_2. \quad (37)$$

De forma análoga, si $BW_1 = BW_2$, la Ecuación (36) toma la forma:

$$f_{S_PD_MIN} = 20BW_1. \quad (38)$$

La velocidad de muestreo para la predistorsión (f_{S_PD}) al dirigirse a la distorsión de intermodulación de quinto orden puede minimizarse basándose en la Ecuación (35) - Ecuación (38). Más específicamente, en una realización, la velocidad de muestreo para la predistorsión (f_{S_PD}) se ajusta igual o cercana a la velocidad de muestreo mínima para la predistorsión ($f_{S_PD_MIN}$). En una realización particular, la velocidad de muestreo para la predistorsión (f_{D_PD}) se ajusta a una velocidad de muestreo en el intervalo de y que incluye $f_{S_PD_MIN}$ y $2f_{S_PD_MIN}$. De esta manera, se evita el solapamiento de la banda de frecuencia E en la segunda imagen a la banda de frecuencia B y el solapamiento de la banda de frecuencia F en la primera imagen a la banda de frecuencia A.

Las figuras 19 a 22 ilustran gráficamente la manera en la que la separación entre la primera y segunda frecuencias intermedias y la velocidad de muestreo para la predistorsión puede minimizarse al dirigirse a la distorsión de intermodulación de $(2k+1)^{\text{ésimo}}$ orden donde k es un número entero mayor de o igual a 1. En otras palabras, las figuras 19 a 22 son una generalización para dirigirse a cualquier orden deseado de distorsión de intermodulación. Específicamente, la figura 19 ilustra en primer lugar las bandas de frecuencia en la señal de radiofrecuencia combinada (S_{RF_COMB}) al dirigirse a la distorsión de intermodulación de $(2k+1)^{\text{ésimo}}$ orden de acuerdo con una realización de la presente divulgación. Como resultado de la predistorsión aplicada por el predistorsionador 74, se ha producido una dispersión de bandas de frecuencia para las bandas de frecuencia primarias en la primera y segunda frecuencias portadoras (f_{C1} y f_{C2}). Además, la señal de radiofrecuencia combinada (S_{RF_COMB}) incluye componentes de frecuencia en bandas de frecuencia centradas en $2f_{C1}-f_{C2}$, $2f_{C2}-f_{C1}$, ..., $kf_{C1}-(k-1)f_{C2}$, $kf_{C2}-(k-1)f_{C1}$, $(k+1)f_{C1}-kf_{C2}$, y $(k+1)f_{C2}-kf_{C1}$ debido a la distorsión de intermodulación.

Los anchos de banda de las bandas de frecuencia en la señal de radiofrecuencia combinada (S_{RF_COMB}) se determinaron usando un análisis de cuatro tonos. Específicamente, la primera y segunda señales de banda base

(S_{BB1} y S_{BB2}) se modelaron cada una por dos tonos. La primera señal de banda base (S_{BB1}) se modeló por un primer tono en un flanco izquierdo de la banda de frecuencia correspondiente y un segundo tono en un flanco derecho de la banda de frecuencia correspondiente. Asimismo, la segunda señal de banda base (S_{BB2}) se modeló por un primer tono en un flanco izquierdo de la banda de frecuencia correspondiente y un segundo tono en un flanco derecho de la banda de frecuencia correspondiente. Usando este análisis de cuatro tonos, el ancho de banda de las bandas de frecuencia (denominadas como las bandas de frecuencia 1 a $2k+2$) se determinó como:

- Banda de Frecuencia $2i+1$ centrada en $(i+1)f_{C1} - if_{C2}$:

$$BW_{IM(2k+1)_{-(2i+1)}} = (i+1)BW_1 + iBW_2 + 2(k-i) \cdot \max(BW_1, BW_2), \quad (39)$$

donde i es un número entero mayor de o igual a 0, BW_1 es un ancho de banda de la primera señal de banda base (S_{BB1}), y BW_2 es un ancho de banda de la segunda señal de banda base (S_{BB2}).

- Banda de Frecuencia $2i+2$ centrada en $(i+1)f_{C2} - if_{C1}$:

$$BW_{IM(2k+1)_{-(2i+2)}} = (i+1)BW_2 + iBW_1 + 2(k-i) \cdot \max(BW_1, BW_2). \quad (40)$$

La figura 20 ilustra gráficamente la manera en la que un valor de la frecuencia intermedia mínima, $f_{IF_PD_MIN}$, se determina al dirigirse a la distorsión de intermodulación de $(2k+1)^{ésimo}$ orden basándose en los anchos de banda de las bandas de frecuencia 1 a $2k+2$ de acuerdo con una realización de la presente divulgación. En esta realización, la primera y segunda frecuencias intermedias son $-f_{IF_PD}$ y f_{IF_PD} , respectivamente. Como tal, al dirigirse a la distorsión de intermodulación de $(2k+1)^{ésimo}$ orden, las bandas de frecuencia en la señal predistorsionada (S_{PD}) salida del predistorsionador 74 se centran en $\pm f_{IF_PD}$, $\pm 3f_{IF_PD}$, $\pm 5f_{IF_PD}$, etc. Como se ilustra, para mantener la separación entre las bandas de frecuencia, han de cumplirse las siguientes restricciones:

- Restricción A: Para mantener la separación entre las bandas de frecuencia 1 y 3, ha de cumplirse lo siguiente:

$$2f_{IF_PD_MIN} \geq \frac{1}{2} (BW_{IM(2k+1)_{-03}} + BW_{IM(2k+1)_{-01}}). \quad (41)$$

- Restricción B: Para mantener la separación entre las bandas de frecuencia 1 y 2, ha de cumplirse lo siguiente:

$$2f_{IF_PD_MIN} \geq \frac{1}{2} (BW_{IM(2k+1)_{-01}} + BW_{IM(2k+1)_{-02}}). \quad (42)$$

- Restricción C: Para mantener la separación entre las bandas de frecuencia 2 y 4, ha de cumplirse lo siguiente:

$$2f_{IF_PD_MIN} \geq \frac{1}{2} (BW_{IM(2k+1)_{-02}} + BW_{IM(2k+1)_{-04}}). \quad (43)$$

En particular, no hay ninguna restricción para la separación entre las otras bandas de frecuencia ya que el solapamiento entre estas bandas de frecuencia no es de interés. Únicamente el solapamiento con las bandas de frecuencia primarias, o útiles, 1 y 2 es de interés.

A partir de la Ecuación (41) - Ecuación (43),

$$f_{IF_PD_MIN} = \frac{1}{4} \max((BW_{IM(2k+1)_{-03}} + BW_{IM(2k+1)_{-01}}), (BW_{IM(2k+1)_{-01}} + BW_{IM(2k+1)_{-02}}), (BW_{IM(2k+1)_{-02}} + BW_{IM(2k+1)_{-04}})) \quad (44)$$

La sustitución de la Ecuación (39) - Ecuación (40) en la Ecuación (44) da:

$$f_{IF_PD_MIN} = \frac{1}{4} BW_1 + \frac{1}{4} BW_2 + k \cdot \max(BW_1, BW_2). \quad (45)$$

Además, si $BW_1 \geq BW_2$, la Ecuación (45) adopta la forma:

$$f_{IF_PD_MIN} = \frac{1}{4}BW_1 + \left(K + \frac{1}{4}\right)BW_2. \quad (46)$$

De forma análoga, si $BW_1 = BW_2$, la Ecuación (45) adopta la forma:

$$f_{IF_PD_MIN} = \left(k + \frac{1}{2}\right)BW_1. \quad (47)$$

Asumiendo una velocidad de muestreo suficientemente grande para la predistorsión (f_{S_PD}), la separación entre la primera y segunda frecuencias intermedias puede minimizarse basándose en la Ecuación (44) - Ecuación (47). Más específicamente, en esta realización, la primera y segunda frecuencias intermedias son $-f_{IF_PD}$ y f_{IF_PD} , respectivamente. Por lo tanto, la separación entre la primera y segunda frecuencias intermedias puede minimizarse ajustando f_{IF_PD} igual o cercano al valor de la frecuencia intermedia mínima ($f_{IF_PD_MIN}$) de tal forma que la separación entre la primera y segunda frecuencias intermedias está en o cerca de $2f_{IF_PD_MIN}$. Más específicamente, en una realización, la primera frecuencia intermedia, que en esta realización es $-f_{IF_PD}$, es una frecuencia en el intervalo de y que incluye $-f_{IF_PD_MIN}$ y $-2f_{IF_PD_MIN}$, y la segunda frecuencia intermedia, que en esta realización es f_{IF_PD} , es una frecuencia en el intervalo de y que incluye $f_{IF_PD_MIN}$ y $2f_{IF_PD_MIN}$. De esta manera, la separación entre la primera y segunda frecuencias intermedias está en el intervalo de y que incluye $2f_{IF_PD_MIN}$ y $4f_{IF_PD_MIN}$.

En otra realización, la primera frecuencia intermedia, que en esta realización es $-f_{IF_PD}$, es una frecuencia igual a $-f_{IF_PD_MIN}$ menos una banda de guarda predefinida, y la segunda frecuencia intermedia, que en esta realización es f_{IF_PD} , es una frecuencia igual a $f_{IF_PD_MIN}$ más la banda de guarda predefinida. La banda de guarda predefinida es una banda de guarda predeterminada de un tamaño que proporciona suficiente separación entre las bandas de frecuencia 1 a 4 para permitir un filtrado apropiado por los filtros 78 y 84.

La figura 21 es un diagrama de banda de frecuencia para la salida del predistorsionador 74 al dirigirse a la distorsión de intermodulación de $(2k+1)^{ésimo}$ orden en una situación en la que la separación entre la primera y segunda frecuencias intermedias es menor que la separación mínima, que como se ha analizado anteriormente es $2f_{IF_PD_MIN}$. Como se ilustra, hay un solapamiento entre las bandas de frecuencia 3 y 1, entre las bandas de frecuencia 1 y 2, y entre las bandas de frecuencia 2 y 4. Este solapamiento degrada el rendimiento del transmisor de doble banda 58 y, como tal, no es deseable. En particular, el solapamiento entre las otras bandas de frecuencia (por ejemplo, el solapamiento entre las bandas de frecuencia 5 y 3 y entre las bandas de frecuencia 4 y 6) no es de interés. En su lugar, únicamente los solapamientos que implican las primarias, o útiles, bandas de frecuencia 1 y 2 son de interés. Como se ha analizado anteriormente, en la realización preferida, la primera y segunda frecuencias intermedias se seleccionan cuidadosamente de tal forma que la separación entre la primera y segunda frecuencias intermedias está en o cerca de la separación mínima, que es $2f_{IF_PD_MIN}$. De esta manera, se evita el solapamiento entre las bandas de frecuencia 1 a 4, pero, al mismo tiempo, se minimiza la separación entre la primera y segunda frecuencias intermedias. Esta minimización de la separación entre la primera y segunda frecuencias intermedias reduce la velocidad de muestreo para la predistorsión (f_{S_PD}), que reduce la complejidad del predistorsionador 74.

La figura 22 ilustra gráficamente la manera en la que la velocidad de muestreo para la predistorsión (f_{S_PD}) se minimiza al dirigirse a la distorsión de intermodulación de $(2k+1)^{ésimo}$ orden de acuerdo con una realización de la presente divulgación. En general, el solapamiento de los componentes de frecuencia en las bandas de frecuencia 1 a $2k+2$ restringe la minimización de la velocidad de muestreo para la predistorsión (f_{S_PD}). Específicamente, mirando la figura 22, debido al solapamiento, una primera imagen de las bandas de frecuencia 1 a $2k+2$ está centrada en $-f_{S_PD}$, y una segunda imagen de las bandas de frecuencia 1 a $2k+2$ está centrada en f_{S_PD} . La velocidad de muestreo mínima para la predistorsión ($f_{S_PD_MIN}$) es una frecuencia por debajo de la cual la banda de frecuencia $2k+2$ en la primera imagen se solapa en la banda de frecuencia 1 y la banda de frecuencia $2k+1$ en la segunda imagen se solapa en la banda de frecuencia 2. En otras palabras, las restricciones para la velocidad de muestreo mínima para la predistorsión ($f_{S_PD_MIN}$) son:

- Restricción A: Con el fin de impedir el solapamiento de la banda de frecuencia $2k+2$ a la banda de frecuencia 1, ha de cumplirse lo siguiente:

$$f_{S_PD_MIN} - (2k + 2)f_{IF_PD} \geq \frac{1}{2} \left(BW_{IM(2k+1)-(2k+2)} + BW_{IM(2k+1)-01} \right). \quad (48)$$

- Restricción B: Con el fin de impedir el solapamiento de la banda de frecuencia $2k+1$ a la banda de frecuencia 2, ha de cumplirse lo siguiente:

$$f_{S_PD_MIN} - (2k + 2) f_{IF_PD} \geq \frac{1}{2} (BW_{IM(2k+1)-(2k+2)} + BW_{IM(2k+1)_02}). \quad (49)$$

A partir de la Ecuación (48) y la Ecuación (49),

$$f_{S_PD_MIN} = (2k + 2) f_{IF_PD} + \frac{1}{2} \max((BW_{IM(2k+1)-(2k+2)} + BW_{IM(2k+1)_01}), (BW_{IM(2k+1)-(2k+1)} + BW_{IM(2k+1)_02})), \quad (50)$$

La sustitución de la Ecuación (39) - Ecuación (40) en la Ecuación (50) da:

$$f_{S_PD_MIN} = (2k + 2) f_{IF_PD} + \frac{k+1}{2} BW_1 + \frac{k+1}{2} BW_2 + k \cdot \max(BW_1, BW_2). \quad (51)$$

Si $f_{IF_PD} = f_{IF_PD_MIN}$, la Ecuación (51) adopta la forma:

$$f_{S_PD_MIN} = (k + 1) BW_1 + (k + 1) BW_2 + (2k + 3) k \cdot \max(BW_1, BW_2). \quad (52)$$

Además, si $BW_1 \geq BW_2$, la Ecuación (52) adopta la forma:

$$f_{S_PD_MIN} = (k + 1) BW_1 + (2k^2 + 4k + 1) BW_2. \quad (53)$$

De forma análoga, si $BW_1 = BW_2$, la Ecuación (52) adopta la forma:

$$f_{S_PD_MIN} = (2k^2 + 5k + 2) BW_1 = (k + 2)(2k + 1) BW_1. \quad (54)$$

La velocidad de muestreo para la predistorsión (f_{S_PD}) al dirigirse a la distorsión de intermodulación de $(2k+1)$ ésimo orden puede minimizarse basándose en la Ecuación (50) - Ecuación (54). Más específicamente, en una realización, la velocidad de muestreo para la predistorsión (f_{S_PD}) se ajusta igual o cercana a la velocidad de muestreo mínima para la predistorsión ($f_{S_PD_MIN}$). En una realización particular, la velocidad de muestreo para la predistorsión (f_{S_PD}) se ajusta a una velocidad de muestreo en el intervalo de $f_{S_PD_MIN}$ y $2f_{S_PD_MIN}$. De esta manera, se evita el solapamiento de la banda de frecuencia $(2k+2)$ en la segunda imagen a la banda de frecuencia 1 y el solapamiento de la banda de frecuencia $(2k+1)$ en la primera imagen a la banda de frecuencia 2.

Aunque el análisis anterior se ha centrado en la realización de la frecuencia intermedia simétrica, la presente divulgación no se limita a la misma. La figura 23 ilustra una realización de la frecuencia intermedia asimétrica del transmisor de doble banda 58 de la figura 8, que se denomina como transmisor de doble banda 58'. Específicamente, en esta realización, la circuitería de sintonización 64 sintoniza la primera señal de banda base interpolada (S_{BB1_US}) a la primera frecuencia intermedia, que en esta realización es $f_{IF_PD_1}$. De forma análoga, la circuitería de sintonización 70 sintoniza la segunda señal de banda base interpolada (S_{BB2_US}) a la segunda frecuencia intermedia, que en esta realización es $f_{IF_PD_2}$. En esta realización, la primera frecuencia intermedia se define como:

$$f_{IF_PD_1} = -f_{IF_PD} + f_{IF_PD_OFFSET}, \quad (55)$$

donde $f_{IF_PD_OFFSET}$ es un desplazamiento de frecuencia predefinido. De forma análoga, la segunda frecuencia intermedia se define como:

$$f_{IF_PD_2} = f_{IF_PD} + f_{IF_PD_OFFSET}. \quad (56)$$

El desplazamiento de frecuencia ($f_{IF_PD_OFFSET}$) puede adoptar cualquier valor, pero prácticamente, debido al muestreo en f_{S_PD} , cualquier valor para el desplazamiento de frecuencia ($f_{IF_PD_OFFSET}$) fuera del rango $-f_{S_PD}/2$ a $f_{S_PD}/2$ tendrá el mismo efecto que un valor que equivale a $f_{IF_PD_OFFSET} + i \cdot f_{S_PD}$, donde i es un número entero. Un desplazamiento de frecuencia distinto de cero ($f_{IF_PD_OFFSET}$) da como resultado un desplazamiento circular en el dominio de frecuencia dentro de la ventana $-f_{S_PD}/2$ a $f_{S_PD}/2$, por lo tanto, f_{S_PD} es independiente del valor de $f_{IF_PD_OFFSET}$, y todos los resultados que se han descrito anteriormente con respecto a la realización de la frecuencia intermedia simétrica aún se aplican. Cabe observar que la realización de la frecuencia intermedia simétrica es un

caso especial en el que $f_{IF_PD_OFFSET} = 0$.

En las Ecuaciones (55) y (56), f_{IF_PD} es la frecuencia intermedia para la predistorsión (f_{IF_PD}) y es exactamente la misma que se ha analizado anteriormente con respecto a la realización de la frecuencia intermedia simétrica. Sin embargo, en la realización de la frecuencia intermedia asimétrica, f_{IF_PD} se denomina como una frecuencia intermedia base para predistorsión. Como tal, en una realización, la separación mínima entre la primera y segunda frecuencias intermedias está en o cerca de dos veces el valor de la frecuencia intermedia mínima ($f_{IF_PD_MIN}$) que se ha definido anteriormente. Más específicamente, como se ha analizado anteriormente, en una realización, f_{IF_PD} está en el intervalo de $f_{IF_PD_MIN}$ a $2f_{IF_PD_MIN}$, y como resultado, la separación entre la primera y segunda frecuencias intermedias está en el intervalo de $2f_{IF_PD_MIN}$ a $4f_{IF_PD_MIN}$. En otra realización, f_{IF_PD} está en el intervalo de $f_{IF_PD_MIN}$ más una banda de guarda predefinida para facilitar el filtrado. La velocidad de muestreo mínima para la predistorsión ($f_{S_PD_MIN}$) es también la misma que se ha definido anteriormente para la realización de la frecuencia intermedia simétrica.

La figura 24 ilustra un procedimiento para realizar una predistorsión digital en un transmisor de doble banda, tal como, pero sin limitación, a los transmisores de doble banda 58 y 58', de acuerdo con una realización de la presente divulgación. Como se muestra, una primera señal de banda base se interpola a una velocidad de muestreo definida para proporcionar así una primera señal de banda base interpolada (etapa 1000). En una realización, la velocidad de muestreo definida está en o cerca de un valor mínimo determinado basado en un orden de intermodulación diana, como se ha analizado anteriormente. La primera señal de banda base interpolada se sintoniza a una primera frecuencia intermedia para proporcionar una primera señal de frecuencia intermedia (etapa 1002). Asimismo, una segunda señal de banda base se interpola a la velocidad de muestreo definida para proporcionar así una segunda señal de banda base interpolada (etapa 1004). La segunda señal de banda base interpolada se sintoniza a una segunda frecuencia intermedia para proporcionar una segunda señal de frecuencia intermedia (etapa 1006). En particular, las etapas 1000 y 1002 se realizan simultáneamente a las etapas 1004 y 1006.

La primera señal de frecuencia intermedia y la segunda señal de frecuencia intermedia se combinan para proporcionar una señal de frecuencia intermedia combinada (etapa 1008). Después, la señal de frecuencia intermedia combinada se predistorsiona para compensar una no linealidad de un amplificador de potencia en una cadena de transmisión del transmisor de doble banda, proporcionando de este modo una señal predistorsionada (etapa 1010). Desde este punto, la señal predistorsionada se convierte en ascendente y se amplifica para su transmisión como se ha analizado anteriormente. Como se ha analizado anteriormente, en una realización, una separación entre la primera frecuencia intermedia y la segunda frecuencia intermedia está en o cerca de un valor de separación mínimo por debajo del cual las bandas de frecuencia en la señal predistorsionada hasta un orden de intermodulación diana solapan las bandas de frecuencia en la señal predistorsionada centrada en la primera y segunda frecuencias intermedias.

Por último, debe señalarse que en una realización, tanto la velocidad de muestreo para la predistorsión como la separación entre la primera y segunda frecuencias intermedias se minimizan de la manera que se ha descrito anteriormente. Sin embargo, la presente divulgación no se limita a la misma. En otra realización, la velocidad de muestreo para la predistorsión puede minimizarse sin minimizar la separación entre la primera y segunda frecuencias intermedias de la manera que se describe en el presente documento. En otra realización más, la separación entre la primera y segunda frecuencias intermedias puede minimizarse sin minimizar la velocidad de muestreo para la predistorsión de la manera que se describe en el presente documento.

Se usan los siguientes acrónimos a lo largo de toda esta divulgación.

- IM3 Distorsión de Intermodulación de Tercer Orden
- IM5 Distorsión de Intermodulación de Quinto Orden
- LTE Evolución a Largo Plazo (tecnología 3GPP 4G)
- PA Amplificador de Potencia
- PD Predistorsionador

Los expertos en la técnica reconocerán mejoras y modificaciones para las realizaciones preferidas de la presente divulgación. Todas estas mejoras y modificaciones se consideran dentro del alcance de los conceptos desvelados en el presente documento y las reivindicaciones que se indican a continuación.

REIVINDICACIONES

1. Un sistema que proporciona predistorsión digital para un transmisor doble banda que comprende:

primera circuitería de sintonización (64) adaptada para sintonizar una primera señal de banda base a una primera frecuencia intermedia para proporcionar una primera señal de frecuencia intermedia;

segunda circuitería de sintonización (70) adaptada para sintonizar una segunda señal de banda base a una segunda frecuencia intermedia para proporcionar una segunda señal de frecuencia intermedia;

circuitería de combinador (72) adaptada para combinar la primera señal de frecuencia intermedia y la segunda señal de frecuencia intermedia para proporcionar una señal de frecuencia intermedia combinada; y

circuitería de predistorsión (74) adaptada para predistorsionar la señal de frecuencia intermedia combinada para compensar una no linealidad de un amplificador de potencia (90) en una cadena de transmisión del transmisor de doble banda, proporcionando de este modo una señal predistorsionada;

en el que una separación entre la primera frecuencia intermedia y la segunda frecuencia intermedia está en o cerca de un valor de separación mínimo por debajo del cual una o más bandas de frecuencia en la señal predistorsionada hasta un orden de intermodulación diana solapan las bandas de frecuencia en la señal predistorsionada centrada en la primera y segunda frecuencias intermedias.

2. El sistema de la reivindicación 1, en el que la primera frecuencia intermedia es una frecuencia negativa, la segunda frecuencia intermedia es una frecuencia positiva, y un valor absoluto de la primera frecuencia intermedia es igual a un valor absoluto de la segunda frecuencia intermedia.

3. El sistema de la reivindicación 1, en el que la primera frecuencia intermedia es una frecuencia negativa, la segunda frecuencia intermedia es una frecuencia positiva, y un valor absoluto de la primera frecuencia intermedia no es igual a un valor absoluto de la segunda frecuencia intermedia.

4. El sistema de la reivindicación 1, en el que la primera frecuencia intermedia y la segunda frecuencia intermedia son ambas del mismo signo.

5. El sistema de la reivindicación 1, en el que el orden de la intermodulación diana es un $(2k+1)$ ésimo orden donde k es un número entero mayor de o igual a 1, y el valor de separación mínimo es dos veces un valor de la frecuencia intermedia mínima, donde el valor de la frecuencia intermedia mínima se define como:

$$f_{IF_PD_MIN} = \frac{1}{4} BW_1 + \frac{1}{4} BW_2 = k \cdot \max(BW_1, BW_2),$$

donde $f_{IF_PD_MIN}$ es el valor de la frecuencia intermedia mínima, BW_1 es un ancho de banda de la primera señal de banda base, y BW_2 es un ancho de banda de la segunda señal de banda base.

6. El sistema de la reivindicación 5, en el que la separación entre la primera frecuencia intermedia y la segunda frecuencia intermedia está en un intervalo de e que incluye dos veces el valor de la frecuencia intermedia mínima a cuatro veces el valor de la frecuencia intermedia mínima.

7. El sistema de la reivindicación 5, en el que la separación entre la primera frecuencia intermedia y la segunda frecuencia intermedia es dos veces una suma del valor de la frecuencia intermedia mínima más una banda de guarda predefinida.

8. El sistema de la reivindicación 5, en el que:

la primera frecuencia intermedia es una frecuencia negativa, la segunda frecuencia intermedia es una frecuencia positiva, y un valor absoluto de la primera frecuencia intermedia es igual a un valor absoluto de la segunda frecuencia intermedia; y

$$f_{IF_PD_MIN} \leq f_{IF_PD} \leq 2f_{IF_PD_MIN},$$

donde $-f_{IF_PD}$ es la primera frecuencia intermedia y f_{IF_PD} es la segunda frecuencia intermedia.

9. El sistema de la reivindicación 5, en el que:

la primera frecuencia intermedia es una frecuencia negativa, la segunda frecuencia intermedia es una frecuencia positiva, y un valor absoluto de la primera frecuencia intermedia es igual a un valor absoluto de la segunda frecuencia intermedia; y la primera y segunda frecuencias intermedias se definen por:

$$f_{IF_PD} = f_{IF_PD_MIN} + guard_band,$$

donde $-f_{IF_PD}$ es la primera frecuencia intermedia, f_{IF_PD} es la segunda frecuencia intermedia, y $guard_band$ es una banda de guarda predefinida.

10. El sistema de la reivindicación 5, en el que:

la primera frecuencia intermedia, $f_{IF_PD_1}$, es $-f_{IF_PD} + f_{IF_PD_OFFSET}$ y la segunda frecuencia intermedia, $f_{IF_PD_2}$, es $f_{IF_PD} + f_{IF_PD_OFFSET}$ donde f_{IF_PD} es una frecuencia intermedia base que está en o cerca del valor de la frecuencia intermedia mínima y $f_{IF_PD_OFFSET}$ es un desplazamiento de frecuencia predefinido; y la frecuencia intermedia base está dentro de un intervalo de e que incluye el valor de la frecuencia intermedia mínima a dos veces el valor de la frecuencia intermedia mínima.

11. El sistema de la reivindicación 5, en el que $k = 1$ de tal forma que el orden de la intermodulación diana es una intermodulación de tercer orden.

12. El sistema de la reivindicación 5, en el que $k = 2$ de tal forma que el orden de la intermodulación diana es una intermodulación de quinto orden.

13. El sistema de la reivindicación 5, en el que $k = 3$ de tal forma que el orden de la intermodulación diana es una intermodulación de séptimo orden.

14. El sistema de la reivindicación 5, que comprende adicionalmente:

primera circuitería de interpolación adaptada para interpolar la primera señal de banda base a una velocidad de muestreo definida antes de la sintonización, estando la velocidad de muestreo definida en o cerca de un valor de velocidad de muestreo mínimo determinado en base al orden de intermodulación diana; y

segunda circuitería de interpolación adaptada para interpolar la segunda señal de banda base a la velocidad de muestreo definida antes de la sintonización para proporcionar así una segunda señal de banda base interpolada.

15. El sistema de la reivindicación 14, en el que el valor de la velocidad de muestreo mínima es un valor por debajo del cual las bandas de frecuencia en la señal predistorcionada hasta el orden de la intermodulación diana se solapan a las bandas de frecuencia en la señal predistorcionada centrada en la primera y segunda frecuencias intermedias.

16. El sistema de la reivindicación 14, en el que:

la primera frecuencia intermedia es una frecuencia negativa, la segunda frecuencia intermedia es una frecuencia positiva, y un valor absoluto de tanto la primera frecuencia intermedia como la segunda frecuencia intermedia está en o cerca del valor de la frecuencia intermedia mínima; y

el valor de la velocidad de muestreo mínima se define como:

$$f_{S_PD_MIN} = (2k + 2) \cdot f_{IF_PD} + \left(\frac{k+1}{2}\right) BW_1 + \left(\frac{k+1}{2}\right) BW_2 + k \cdot \max(BW_1, BW_2),$$

donde $f_{S_PD_MIN}$ es el valor de la velocidad de muestreo mínima, f_{IF_PD} es el valor absoluto de tanto la primera frecuencia intermedia como la segunda frecuencia intermedia, BW_1 es el ancho de banda de la primera señal de banda base, y BW_2 es el ancho de banda de la segunda señal de banda base.

17. El sistema de la reivindicación 14, en el que:

la primera frecuencia intermedia, $f_{IF_PD_1}$, es $-f_{IF_PD} + f_{IF_PD_OFFSET}$ y la segunda frecuencia intermedia, $f_{IF_PD_2}$ es $f_{IF_PD} + f_{IF_PD_OFFSET}$ donde f_{IF_PD} es una frecuencia intermedia base que está en o cerca del valor de la frecuencia intermedia mínima y $f_{IF_PD_OFFSET}$ es un desplazamiento de frecuencia predefinido; y el valor de la velocidad de muestreo mínima se define como:

$$f_{S_PD_MIN} = (2k + 2) \cdot f_{IF_PD} + \left(\frac{k+1}{2}\right) BW_1 + \left(\frac{k+1}{2}\right) BW_2 + k \cdot \max(BW_1, BW_2),$$

donde $f_{S_PD_MIN}$ es el valor de la velocidad de muestreo mínima, BW_1 es el ancho de banda de la primera señal de banda base, y BW_2 es el ancho de banda de la segunda señal de banda base.

5 18. Un procedimiento para proporcionar una predistorsión digital para un transmisor doble banda, que comprende:
sintonizar (64) una primera señal de banda base a una primera frecuencia intermedia para proporcionar una primera
10 señal de frecuencia intermedia; sintonizar (70) una segunda señal de banda base a una segunda frecuencia intermedia para proporcionar una segunda señal de frecuencia intermedia;
combinar (72) la primera señal de frecuencia intermedia y la segunda señal de frecuencia intermedia para
proporcionar una señal de frecuencia intermedia combinada; y
15 predistorsionar (74) la señal de frecuencia intermedia combinada para compensar una no linealidad de un amplificador de potencia (90) en una cadena de transmisión del transmisor de doble banda, proporcionando de este modo una señal predistorsionada;
en el que una separación entre la primera frecuencia intermedia y la segunda frecuencia intermedia está en o cerca
20 de un valor de separación mínimo por debajo del cual las bandas de frecuencia en la señal predistorsionada hasta un orden de intermodulación diana solapan las bandas de frecuencia en la señal predistorsionada centrada en la primera y segunda frecuencias intermedias.

25 19. Un sistema que proporciona predistorsión digital para un transmisor doble banda que comprende:
primera circuitería de interpolación (62) adaptada para interpolar una primera señal de banda base a una velocidad
de muestreo definida para proporcionar así una primera señal de banda base interpolada, estando la velocidad de
muestreo definida en o cerca de un valor de velocidad de muestreo mínimo determinado en base a un orden de
intermodulación diana;
30 primer circuito de sintonización (64) adaptado para sintonizar la primera señal de banda base interpolada a una primera frecuencia intermedia para proporcionar una primera señal de frecuencia intermedia;
segunda circuitería de interpolación (68) adaptada para interpolar una segunda señal de banda base a la velocidad
35 de muestreo definida para proporcionar así una segunda señal de banda base interpolada;
segunda circuitería de sintonización (70) adaptada para sintonizar la segunda señal de banda base interpolada a una segunda frecuencia intermedia para proporcionar una segunda señal de frecuencia intermedia;
40 circuitería de combinador (72) adaptada para combinar la primera señal de frecuencia intermedia y la segunda señal de frecuencia intermedia para proporcionar una señal de frecuencia intermedia combinada; y
circuitería de predistorsión (74) adaptada para predistorsionar la señal de frecuencia intermedia combinada para
45 compensar una no linealidad de un amplificador de potencia (90) en una cadena de transmisión del transmisor de doble banda, proporcionando de este modo una señal predistorsionada.

50 20. El sistema de la reivindicación 19, en el que el valor de la velocidad de muestreo mínima es un valor por debajo del cual las bandas de frecuencia en la señal predistorsionada para el orden de la intermodulación diana se solapan a las bandas de frecuencia en la señal predistorsionada centrada en la primera y segunda frecuencias intermedias.

21. El sistema de la reivindicación 19, en el que:
la primera frecuencia intermedia es una frecuencia negativa, la segunda frecuencia intermedia es una frecuencia
positiva, y un valor absoluto de tanto la primera frecuencia intermedia es igual a un valor absoluto de la segunda
55 frecuencia intermedia; y el valor de la velocidad de muestreo mínima se define como:

$$f_{S_PD_MIN} = (2k + 2) \cdot f_{IF_PD} + \left(\frac{k+1}{2}\right) BW_1 + \left(\frac{k+1}{2}\right) BW_2 + k \cdot \max(BW_1, BW_2),$$

60 donde $f_{S_PD_MIN}$ es el valor de la velocidad de muestreo mínima, f_{IF_PD} es el valor absoluto de tanto la primera frecuencia intermedia como la segunda frecuencia intermedia, BW_1 es un ancho de banda de la primera señal de banda base, y BW_2 es un ancho de banda de la segunda señal de banda base.

22. El sistema de la reivindicación 21, en el que la velocidad de muestreo definida es una velocidad de muestreo dentro de un intervalo de y que incluye el valor de la velocidad de muestreo mínima a dos veces el valor de la velocidad de muestreo mínima.

5 23. El sistema de la reivindicación 22, en el que el valor absoluto de tanto la primera frecuencia intermedia como la segunda frecuencia intermedia está dentro de un intervalo de y que incluye un valor de la frecuencia intermedia mínima a dos veces el valor de la frecuencia intermedia mínima.

10 24. El sistema de la reivindicación 21, en el que $k = 1$ de tal forma que el orden de la intermodulación diana es una intermodulación de tercer orden.

15 25. El sistema de la reivindicación 21, en el que $k = 2$ de tal forma que el orden de la intermodulación diana es una intermodulación de quinto orden.

26. El sistema de la reivindicación 21, en el que $k = 3$ de tal forma que el orden de la intermodulación diana es una intermodulación de séptimo orden.

20 27. El sistema de la reivindicación 19, en el que:

la primera frecuencia intermedia, $f_{IF_PD_1}$, es $-f_{IF_PD} + f_{IF_PD_OFFSET}$ y la segunda frecuencia intermedia, $f_{IF_PD_2}$, es $f_{IF_PD} + f_{IF_PD_OFFSET}$ donde f_{IF_PD} es una frecuencia intermedia base y $f_{IF_PD_OFFSET}$ es un desplazamiento de frecuencia predefinido; y el valor de la velocidad de muestreo mínima se define como:

$$f_{S_PD_MIN} = (2k + 2) \cdot f_{IF_PD} + \left(\frac{k+1}{2}\right)BW_1 + \left(\frac{k+1}{2}\right)BW_2 + k \cdot \max(BW_1, BW_2),$$

donde $f_{S_PD_MIN}$ es el valor de la velocidad de muestreo mínima, BW_1 es un ancho de banda de la primera señal de banda base, y BW_2 es un ancho de banda de la segunda señal de banda base.

30 28. Un procedimiento para proporcionar predistorsión digital para un transmisor doble banda que comprende:

interpolarse (62) una primera señal de banda base a una velocidad de muestreo definida para proporcionar así una primera señal de banda base interpolada, estando la velocidad de muestreo definida en o cerca de un valor mínimo determinado en base a un orden de intermodulación diana;

35 sintonizarse (64) la primera señal de banda base interpolada a una primera frecuencia intermedia para proporcionar una primera señal de frecuencia intermedia;

40 interpolarse (68) una segunda señal de banda base a la velocidad de muestreo definida para proporcionar así una segunda señal de banda base interpolada;

sintonizarse (70) la segunda señal de banda base interpolada a una segunda frecuencia intermedia para proporcionar una segunda señal de frecuencia intermedia;

45 combinarse (72) la primera señal de frecuencia intermedia y la segunda señal de frecuencia intermedia para proporcionar una señal de frecuencia intermedia combinada; y

50 predistorsionarse (74) la señal de frecuencia intermedia combinada para compensar una no linealidad de un amplificador de potencia (90) en una cadena de transmisión del transmisor de doble banda, proporcionando así una señal predistorsionada.

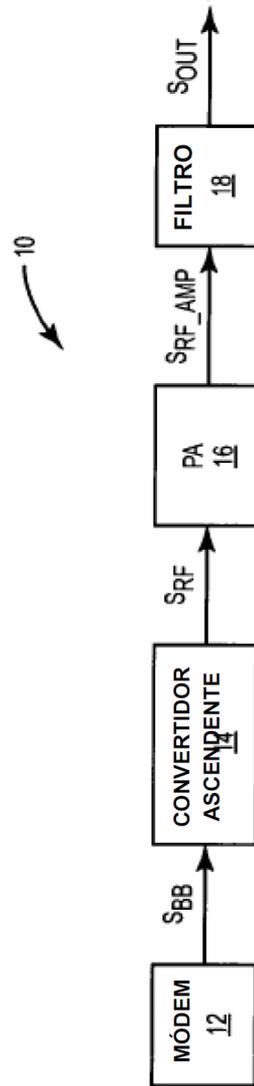


FIG. 1
(TÉCNICA ANTERIOR)

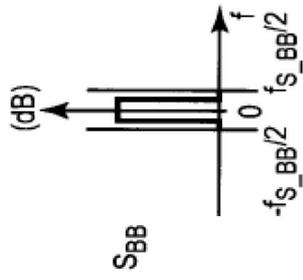


FIG. 2A
(TÉCNICA ANTERIOR)

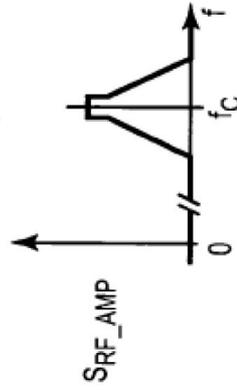


FIG. 2C
(TÉCNICA ANTERIOR)

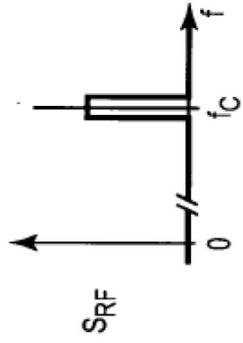


FIG. 2B
(TÉCNICA ANTERIOR)

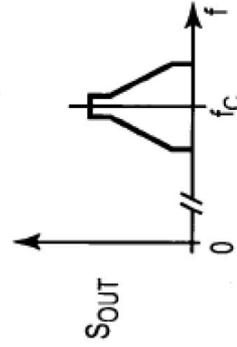


FIG. 2D
(TÉCNICA ANTERIOR)

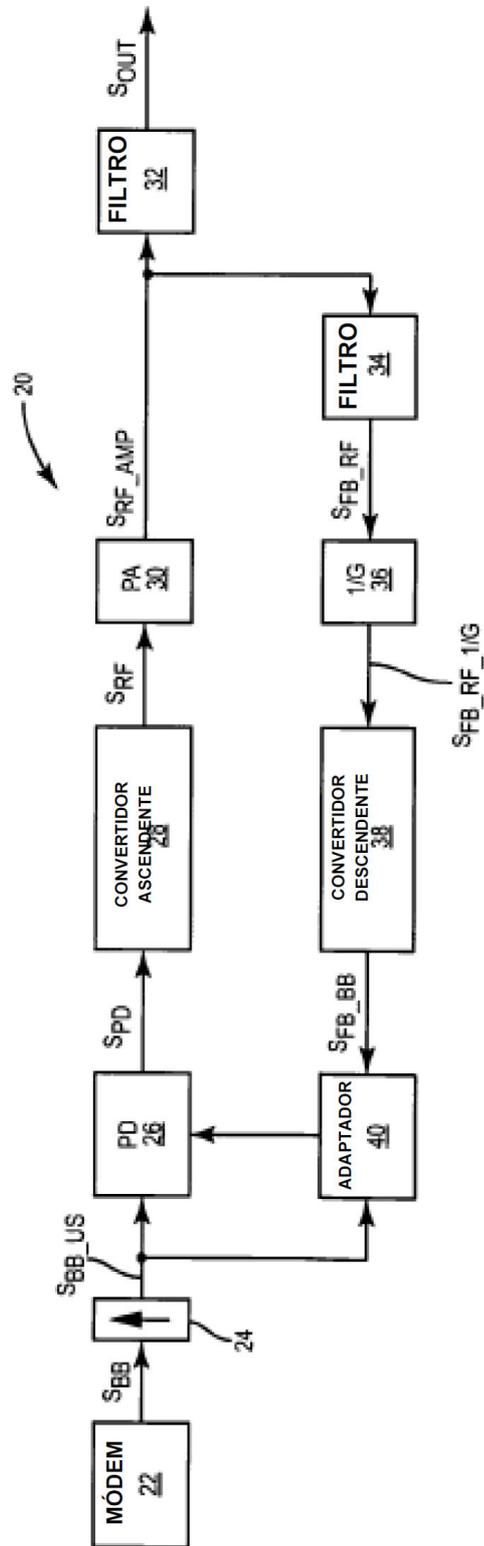


FIG. 3
(TÉCNICA ANTERIOR)

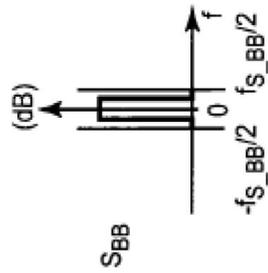


FIG. 4A
(TÉCNICA ANTERIOR)

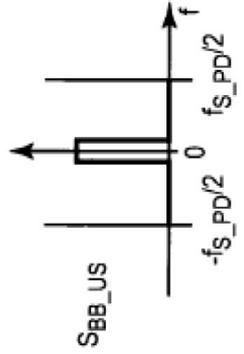


FIG. 4B
(TÉCNICA ANTERIOR)

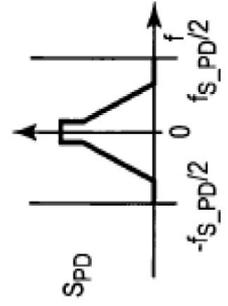


FIG. 4C
(TÉCNICA ANTERIOR)

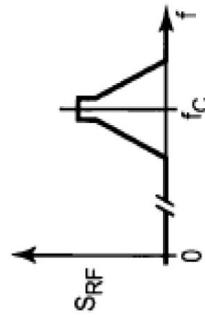


FIG. 4D
(TÉCNICA ANTERIOR)

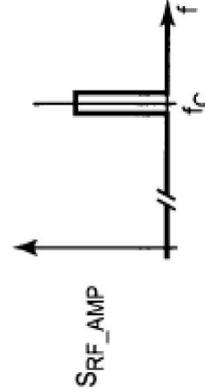


FIG. 4E
(TÉCNICA ANTERIOR)

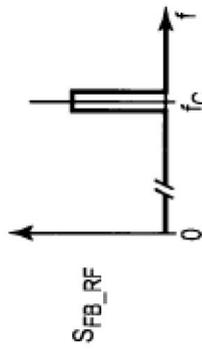


FIG. 5A
(TÉCNICA ANTERIOR)

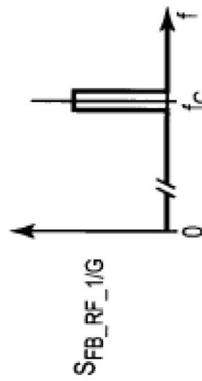


FIG. 5B
(TÉCNICA ANTERIOR)

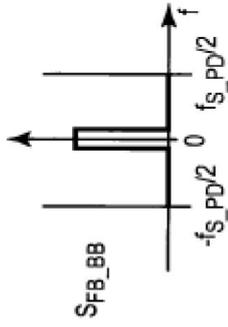


FIG. 5C
(TÉCNICA ANTERIOR)

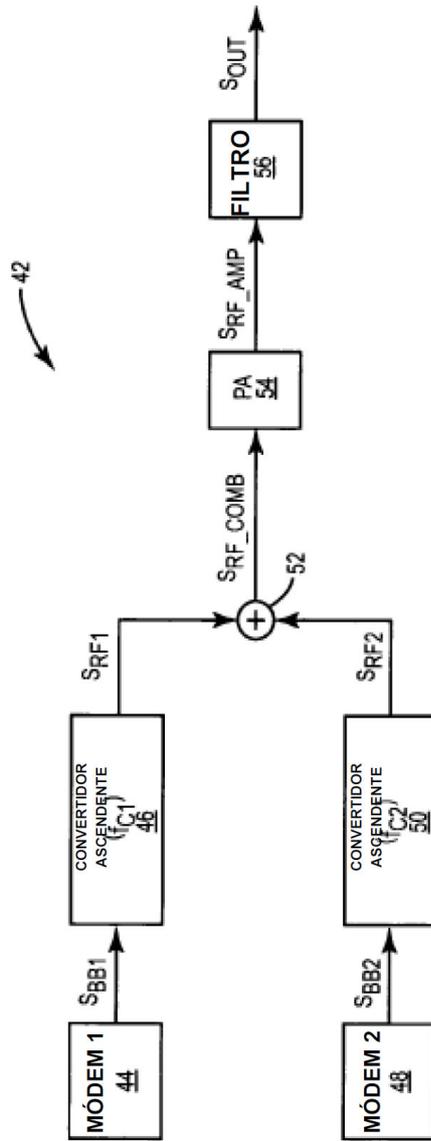


FIG. 6
(TÉCNICA ANTERIOR)

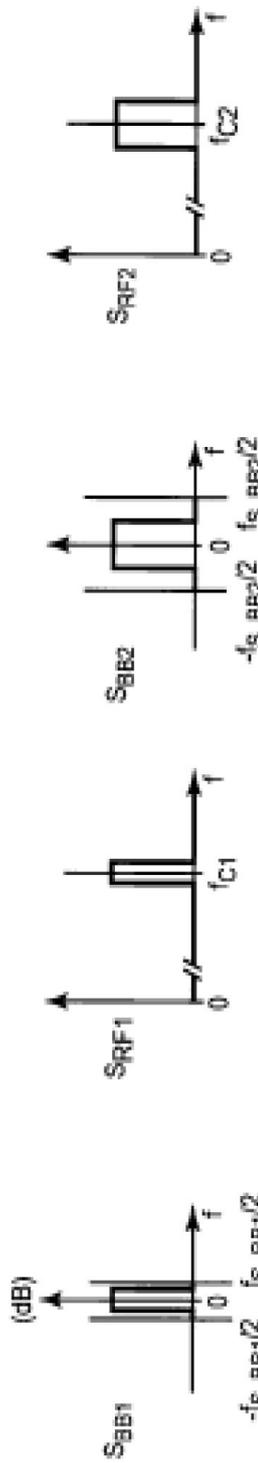


FIG. 7A
(TÉCNICA ANTERIOR)

FIG. 7B
(TÉCNICA ANTERIOR)

FIG. 7C
(TÉCNICA ANTERIOR)

FIG. 7D
(TÉCNICA ANTERIOR)

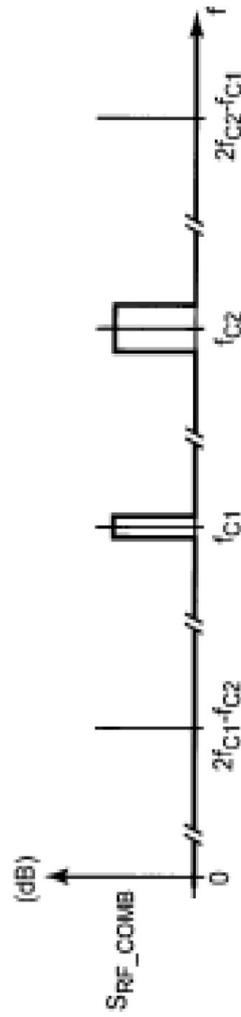


FIG. 7E
(TÉCNICA ANTERIOR)

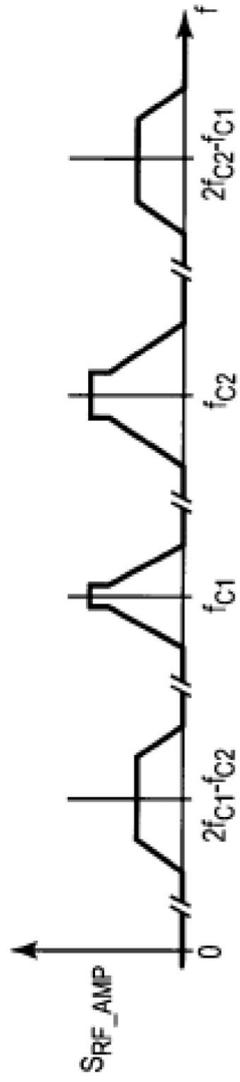


FIG. 7F
(TÉCNICA ANTERIOR)

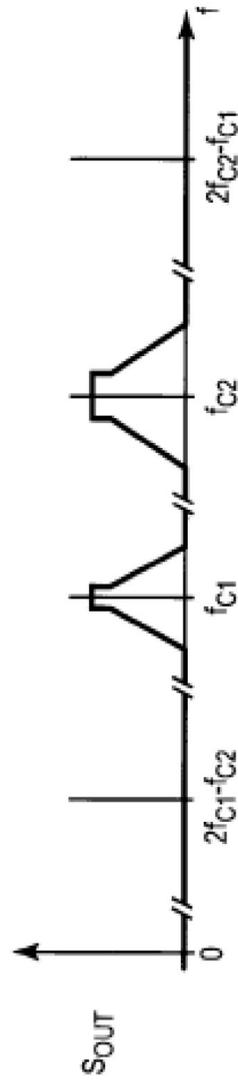


FIG. 7G
(TÉCNICA ANTERIOR)

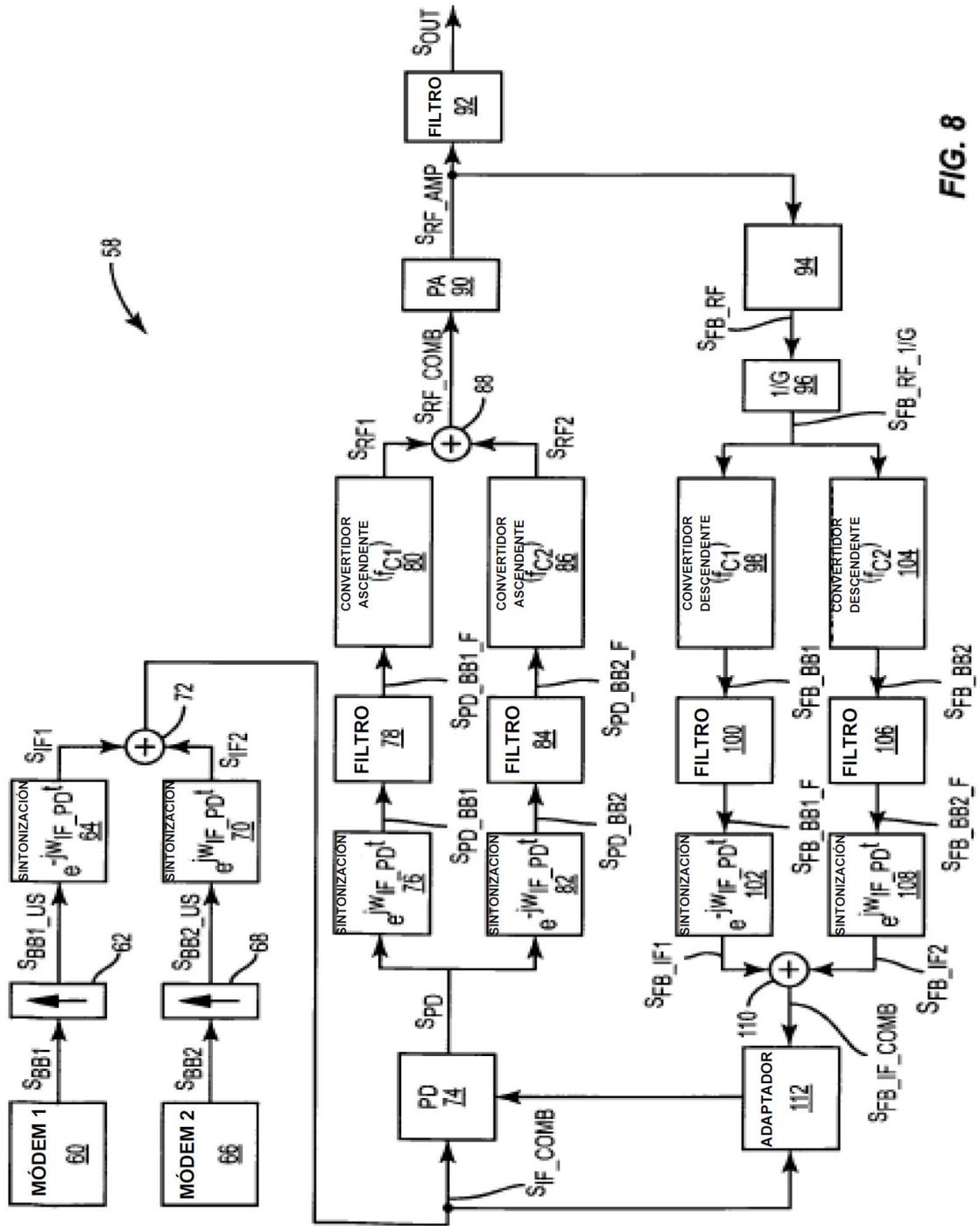


FIG. 8

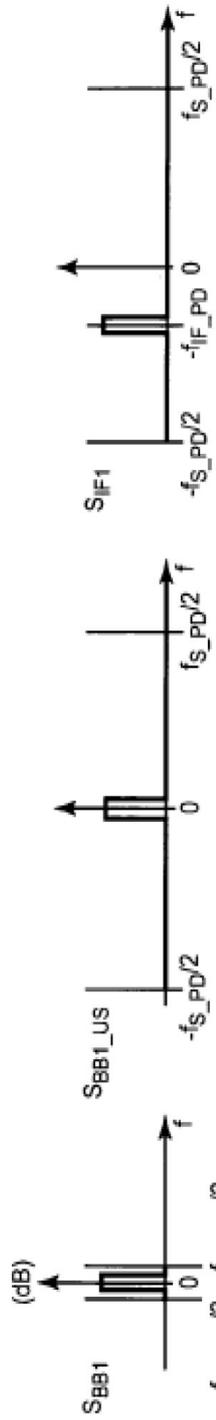


FIG. 9A

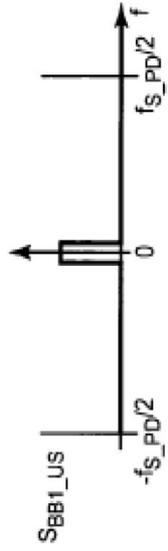


FIG. 9B

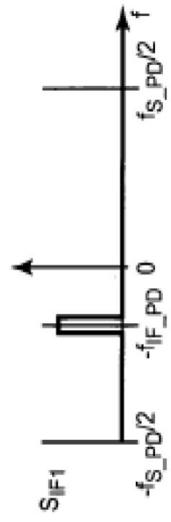


FIG. 9C

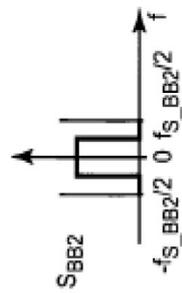


FIG. 9D

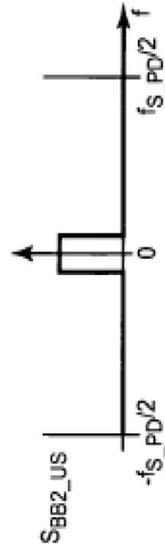


FIG. 9E

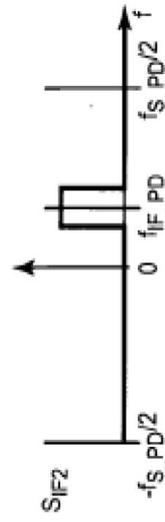


FIG. 9F

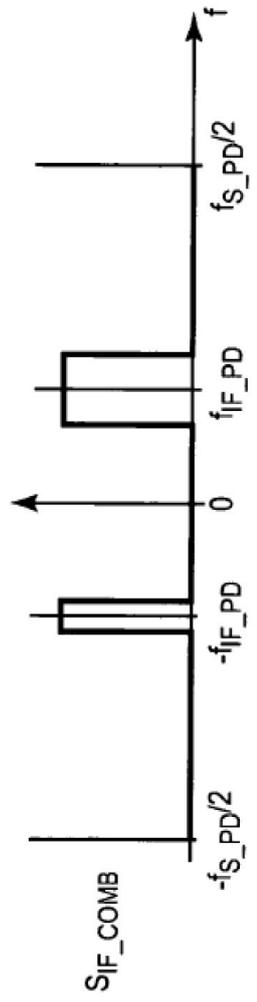


FIG. 9G

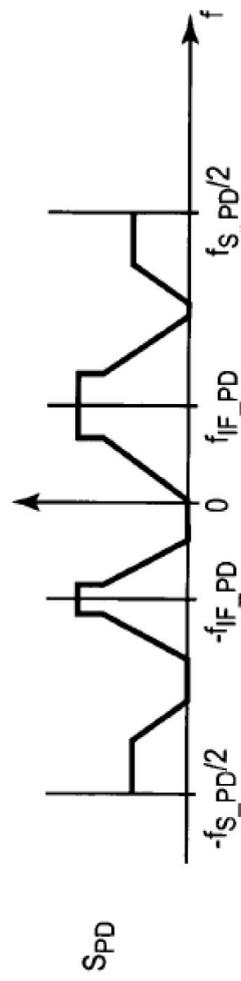


FIG. 9H

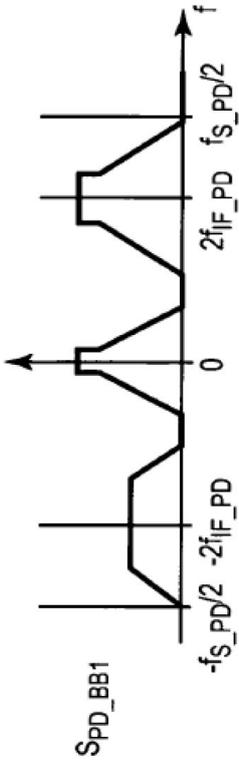


FIG. 9I

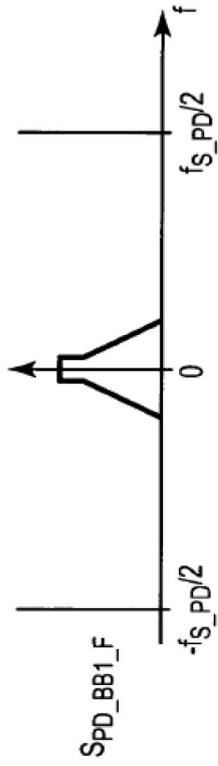


FIG. 9J

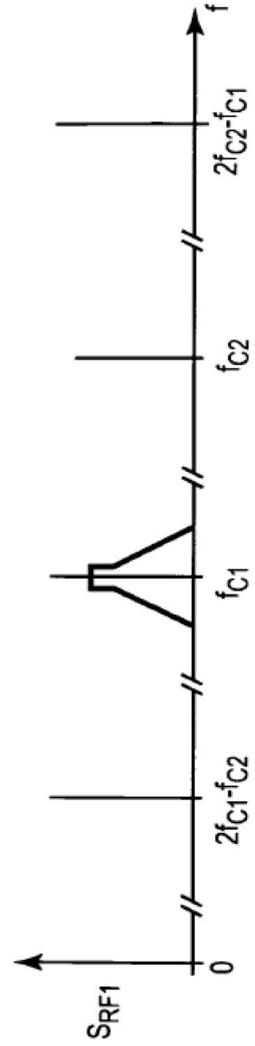


FIG. 9K

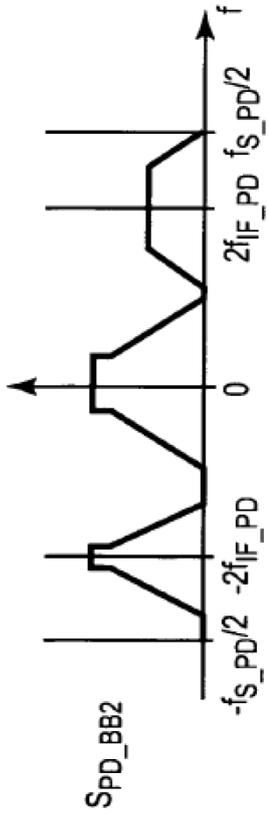


FIG. 9L

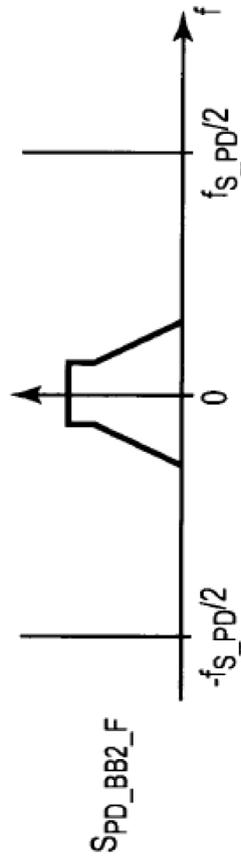


FIG. 9M

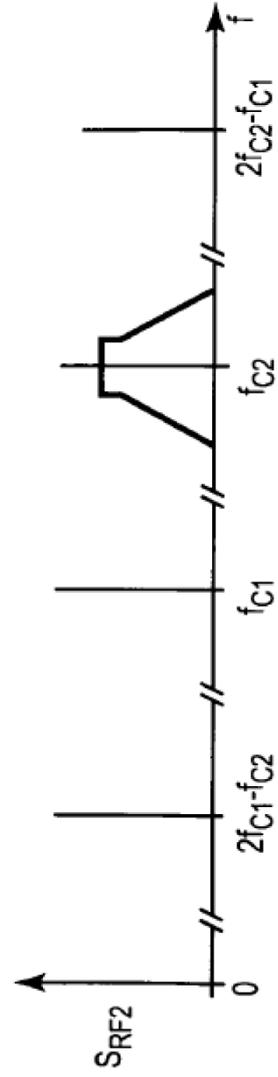


FIG. 9N

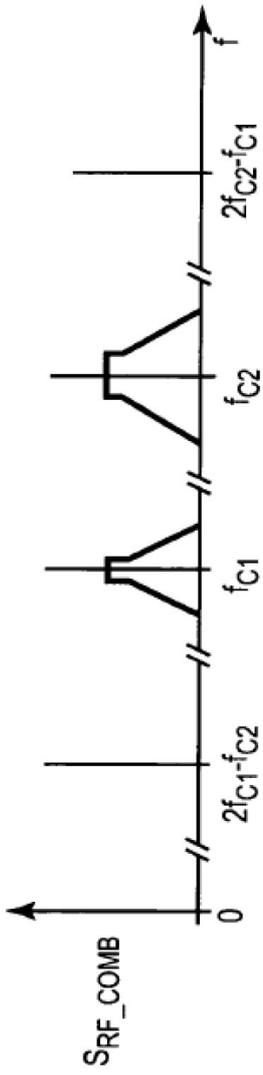


FIG. 90

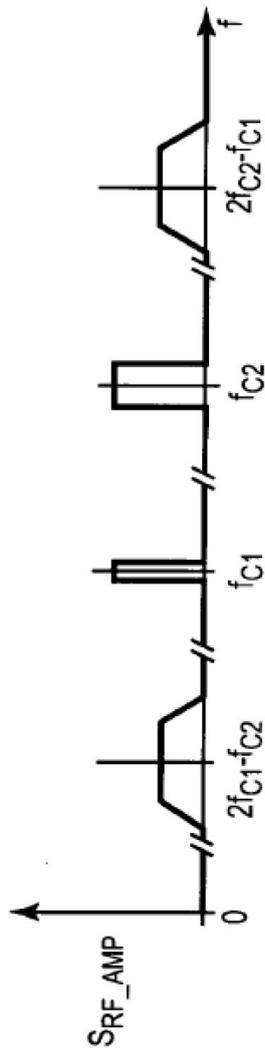


FIG. 9P

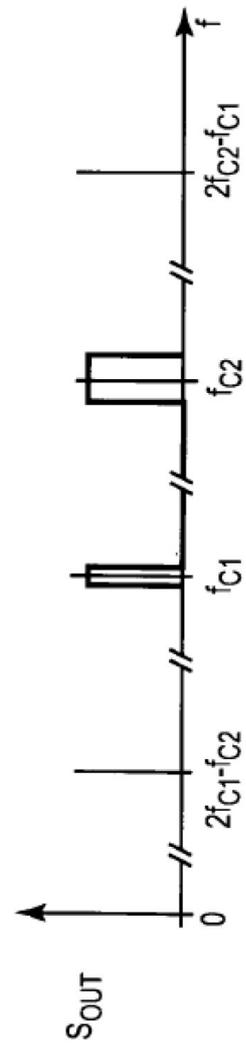
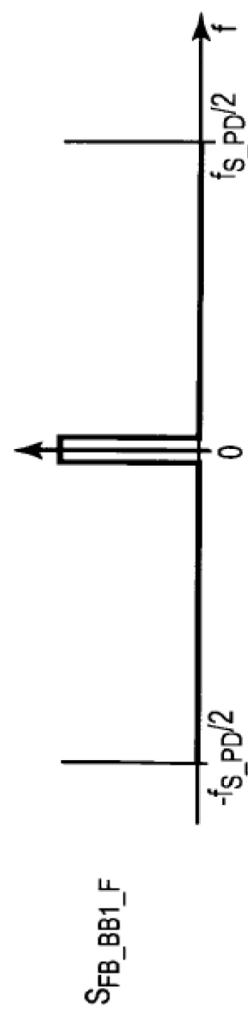
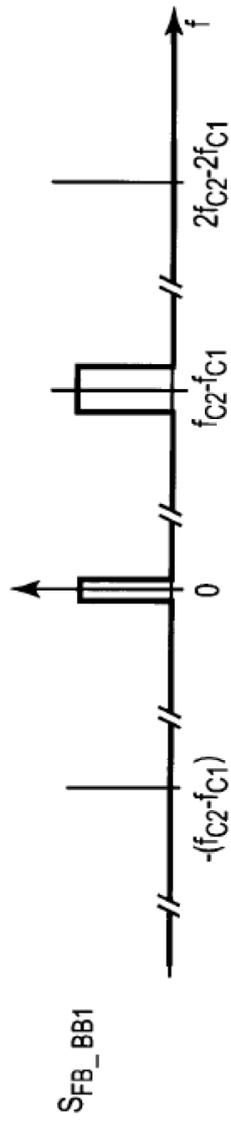
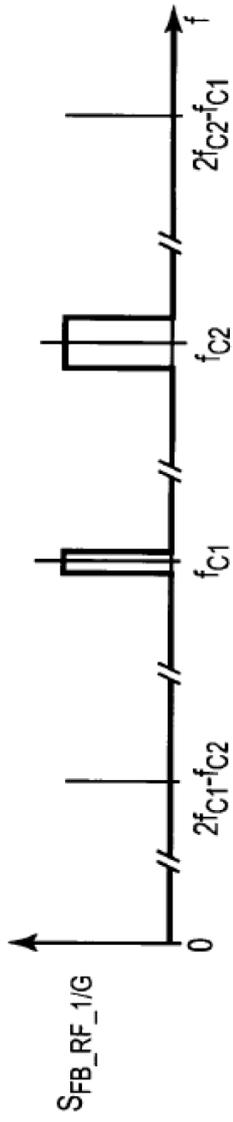


FIG. 9Q



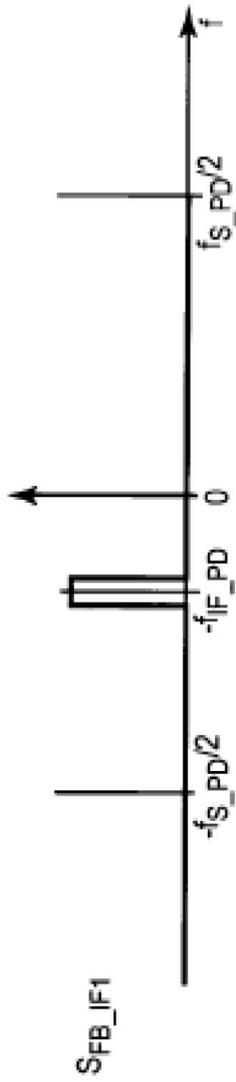


FIG. 10D

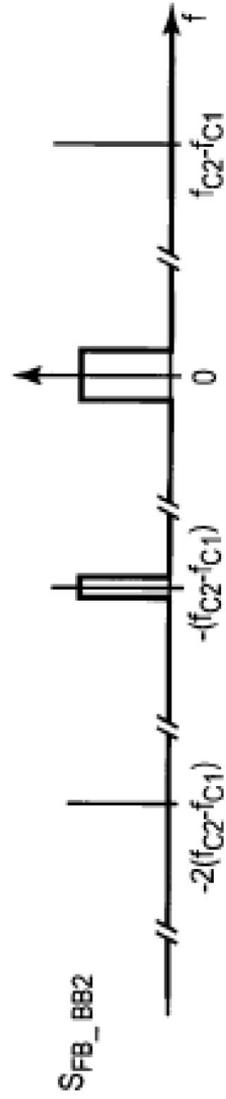


FIG. 10E

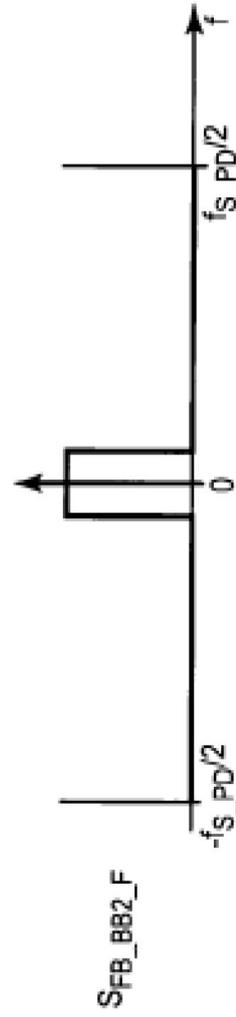


FIG. 10F

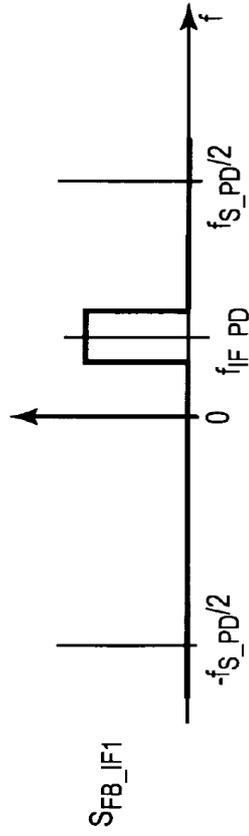


FIG. 10G

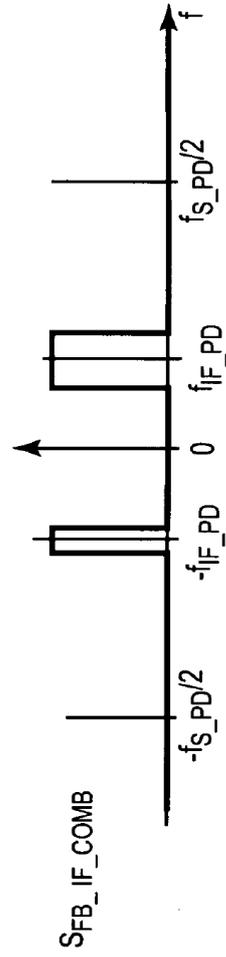


FIG. 10H

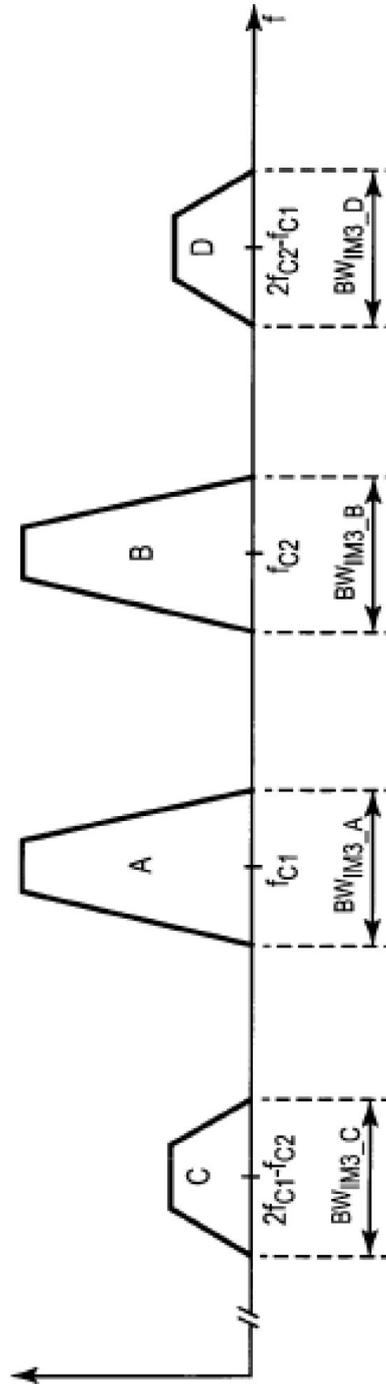


FIG. 11

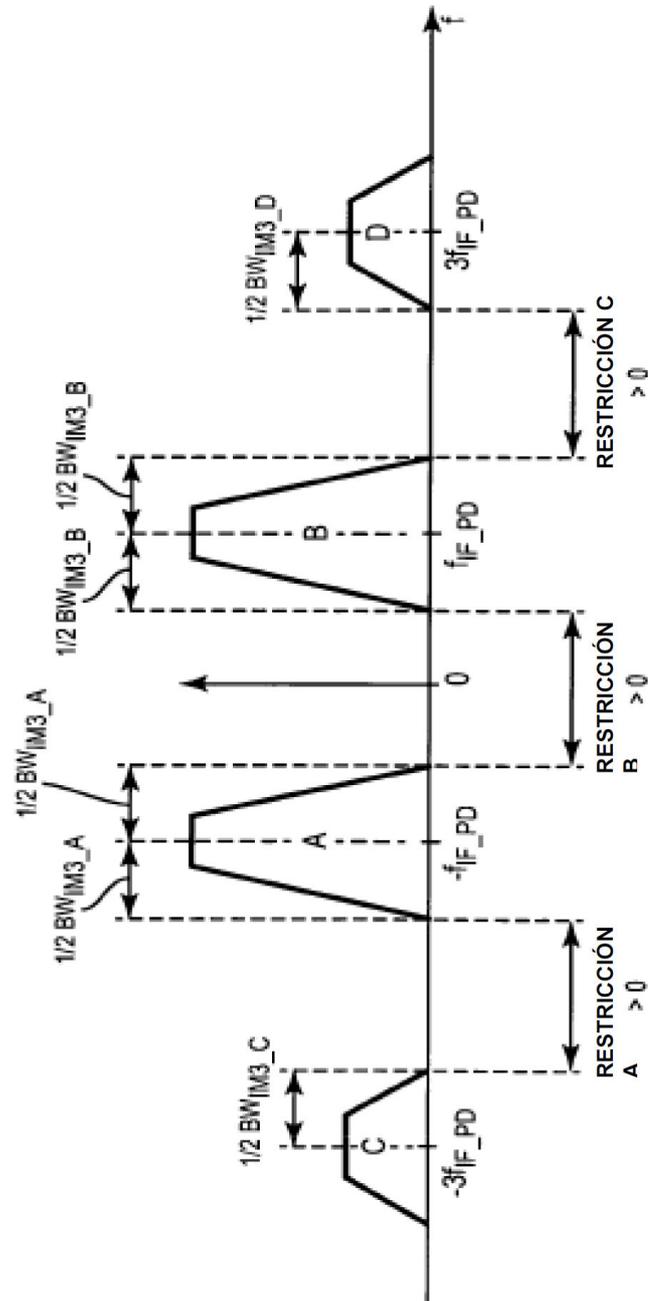


FIG. 12

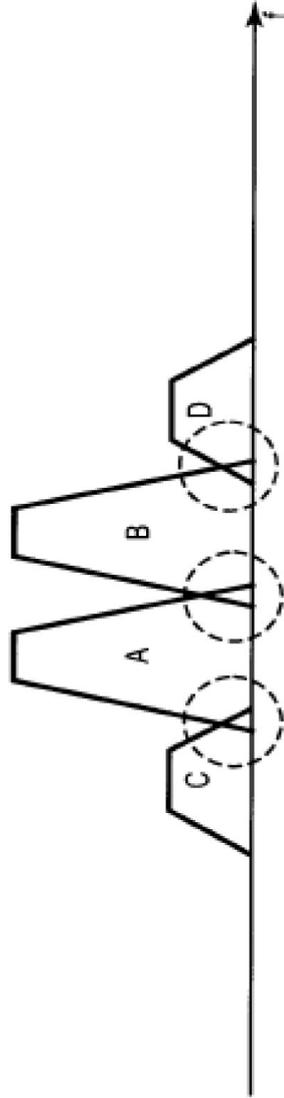


FIG. 13

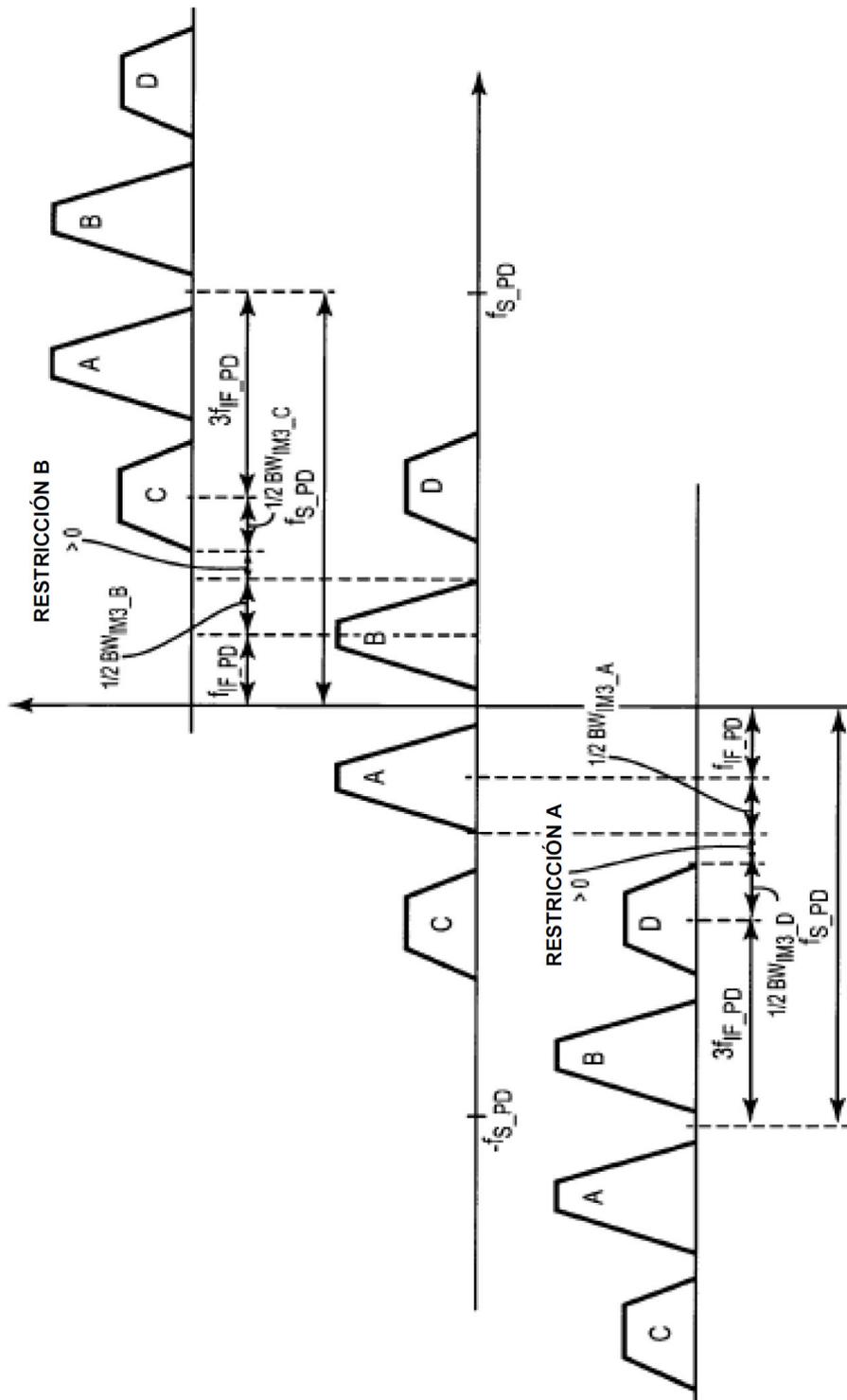


FIG. 14

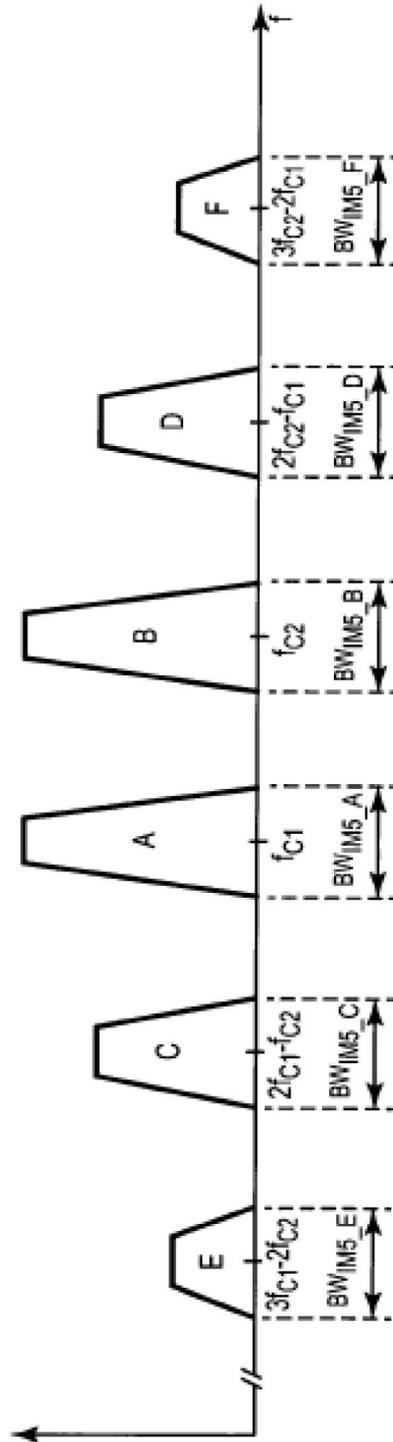


FIG. 15

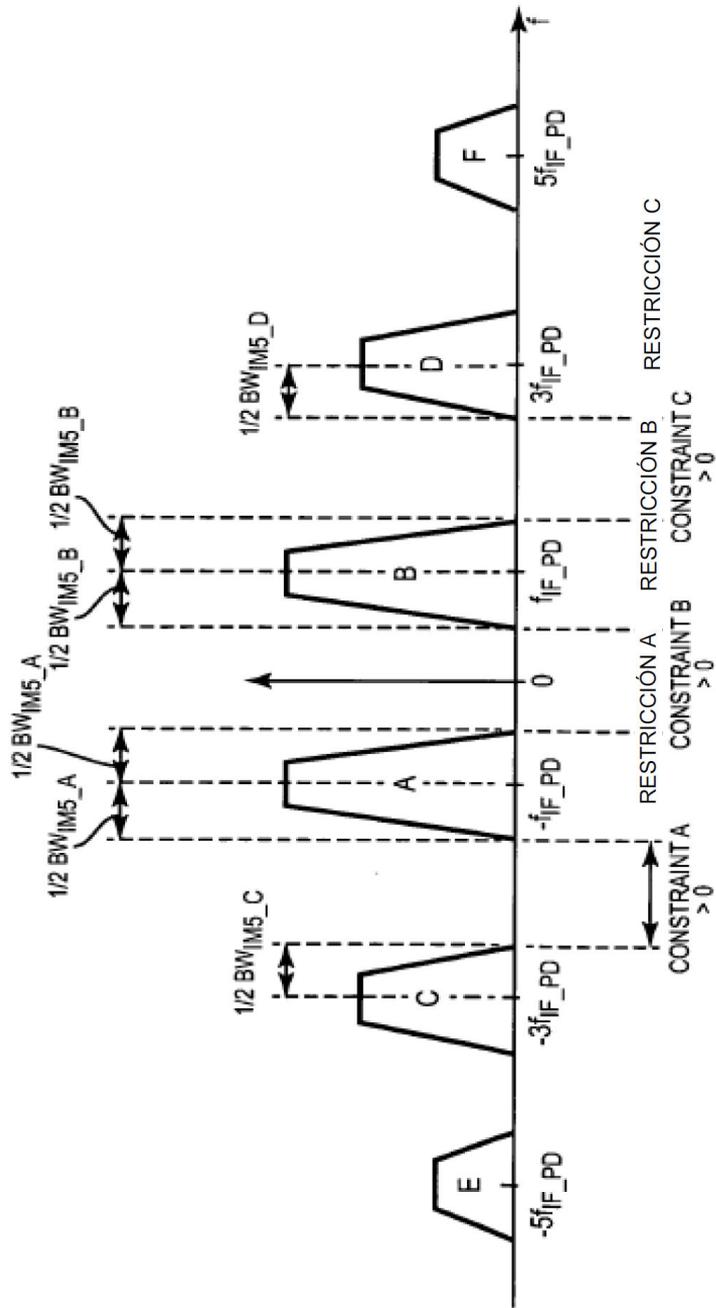


FIG. 16

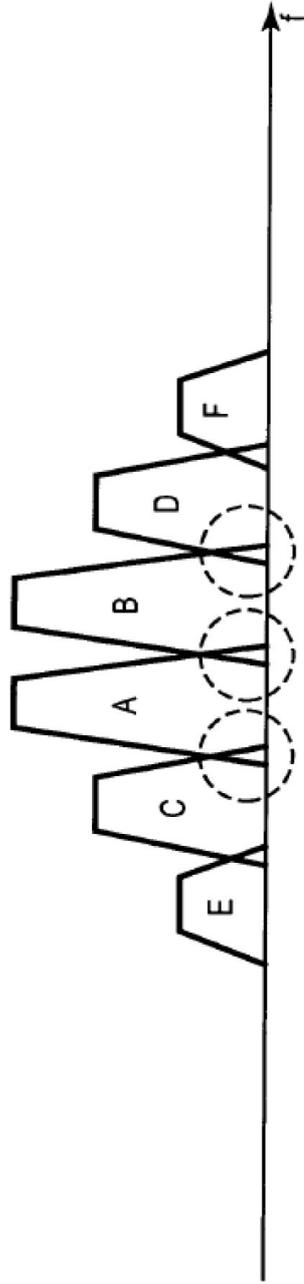


FIG. 17

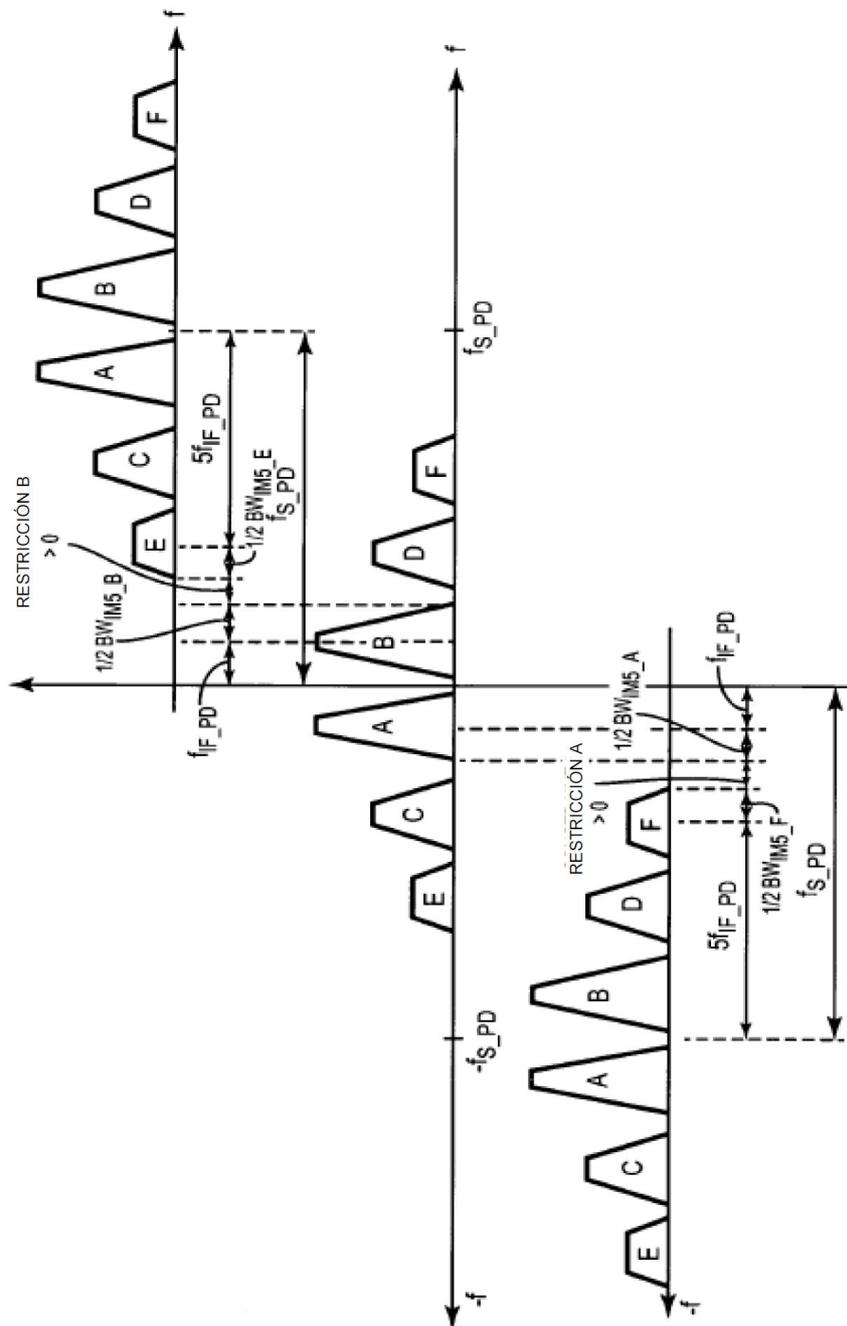


FIG. 18

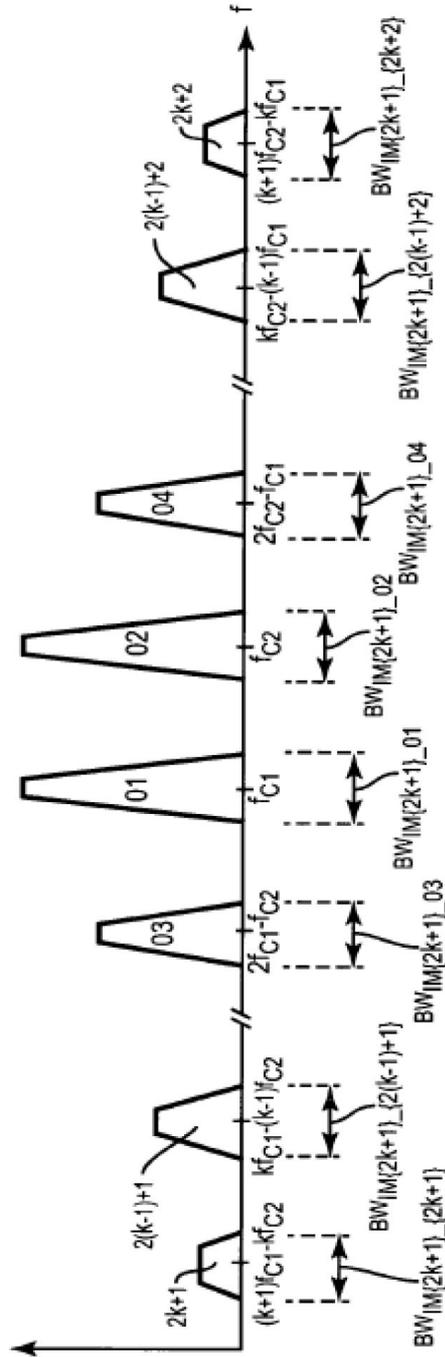


FIG. 19

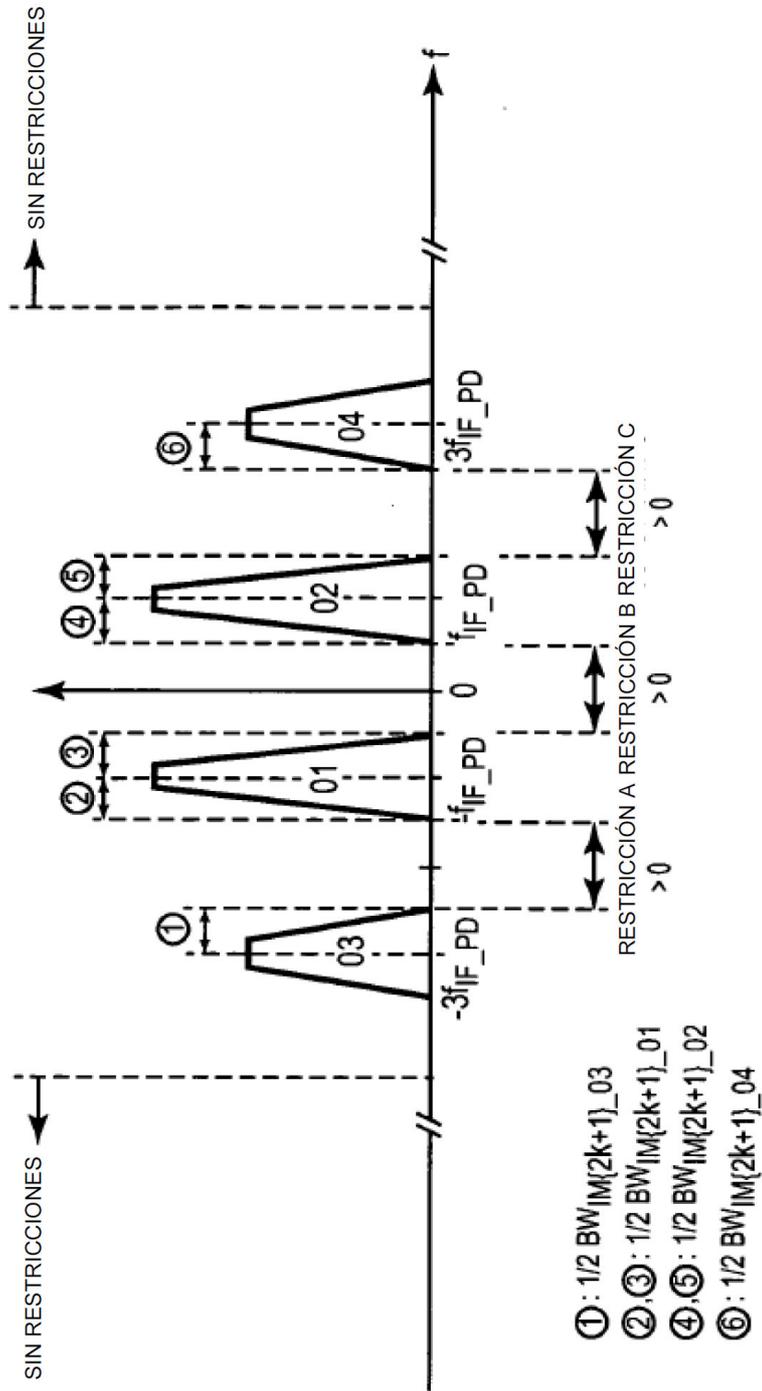


FIG. 20

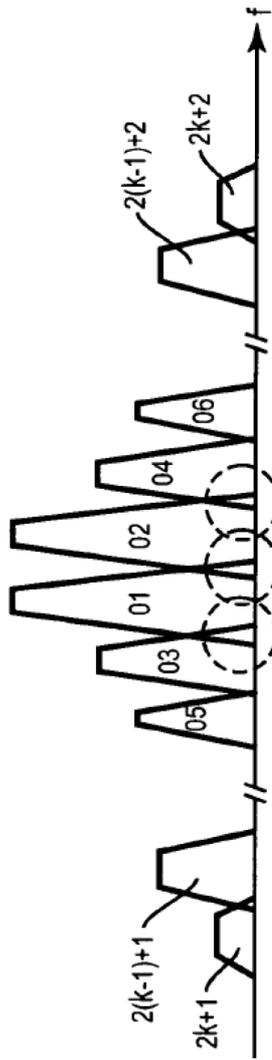


FIG. 21

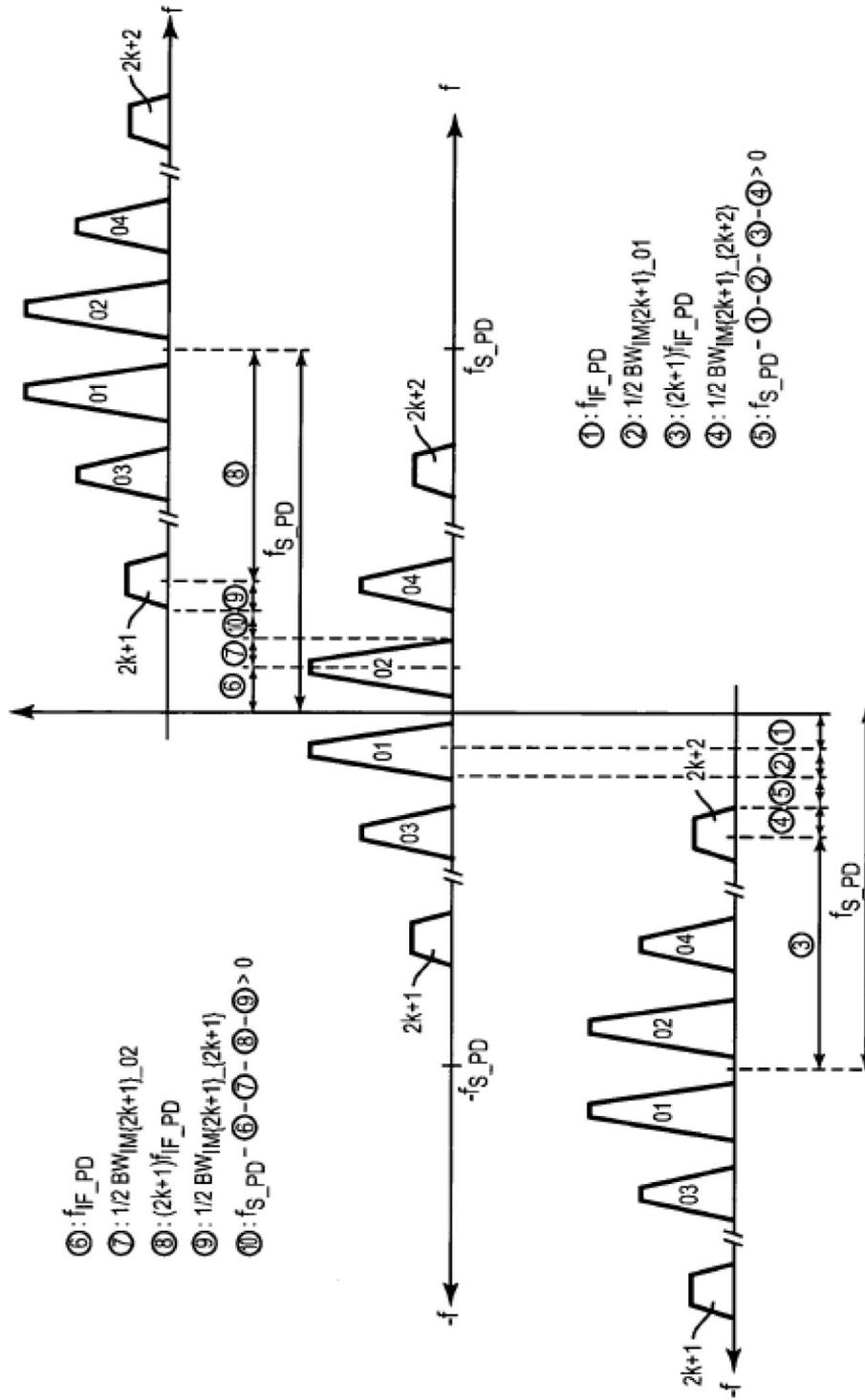


FIG. 22

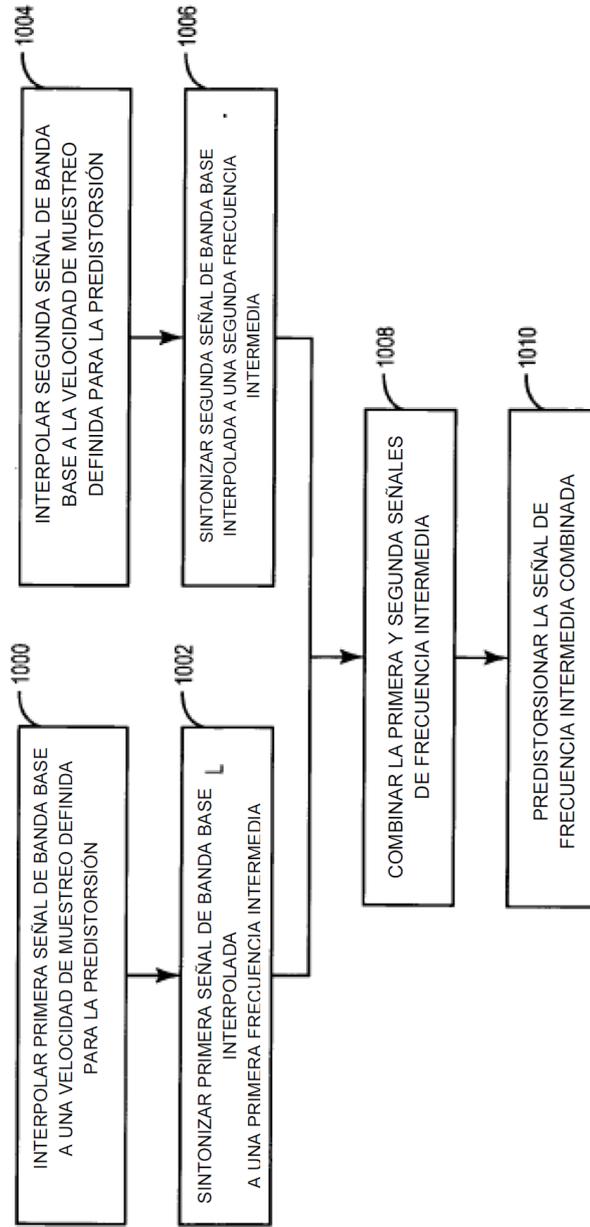


FIG. 24