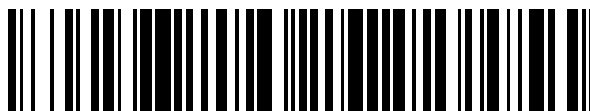


19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 662 005**

51 Int. Cl.:

H04L 27/36 (2006.01)

H03D 7/18 (2006.01)

H03C 3/40 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **30.04.2009 E 09159169 (3)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **24.01.2018 EP 2114045**

54 Título: **Cancelación de las imperfecciones de un modulador**

30 Prioridad:

30.04.2008 FR 0802418

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

05.04.2018

73 Titular/es:

**THALES (100.0%)
Tour Carpe Diem, Place des Corolles, Esplanade
Nord
92400 Courbevoie, FR**

72 Inventor/es:

**PASELAIGUE, DANIEL;
VERYERAS, ALEXANDRE y
AUTRUSSON, BERNARD**

74 Agente/Representante:

CARPINTERO LÓPEZ, Mario

ES 2 662 005 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

Cancelación de las imperfecciones de un modulador

La presente invención se refiere a un procedimiento de cancelación de las imperfecciones de una señal analógica generada por un dispositivo que permite modular una señal analógica a partir de una señal digital de modulación. Puede aplicarse, por ejemplo, en todos los ámbitos donde una señal analógica debe modularse digitalmente, independientemente de si es en amplitud o en fase, como la generación de formas de onda de radar, la instrumentación de pruebas o de medición o, incluso, las telecomunicaciones.

Realizar un generador de forma de onda arbitraria de banda ancha, muy ágil, de resolución muy fina y de calidad espectral comparable a la de una fuente de frecuencia fija no es sin plantear muchas dificultades. Convencionalmente, pueden generarse ondas de forma arbitraria trasladando directamente una señal de modulación calculada en la banda de base alrededor de una portadora de frecuencia fija por medio de un modulador vectorial. Sin embargo, este procedimiento no permite obtener señales de gran calidad espectral, debido a la no idealidad de los componentes analógicos que introducen imperfecciones en la señal analógica modulada, en particular, la fuga de la portadora. La imprecisión de la cuadratura genera también una línea de imagen parásita y las distorsiones debidas a la insuficiencia de linealidad generan también líneas de intermodulación parásitas. Se trata aquí de uno de los problemas técnicos que la presente invención se propone resolver.

Las soluciones existentes proponen dispositivos adicionales que permiten, en particular, compensar en bucle abierto la fuga de la portadora, la línea de imagen y las líneas de intermodulación. Sin embargo, estas soluciones no permiten alcanzar un nivel de calidad compatible de las aplicaciones de tipo radar a bordo, incluso en condiciones normales de uso, en particular, por su tiempo de respuesta que es prohibitivo en relación con la evolución de las perturbaciones. Se trata aquí aún de uno de los problemas técnicos que la presente invención se propone resolver.

La patente americana US 6 931 343 B2 propone una solución de bucle cerrado para compensar la fuga de la portadora y cancelar la línea de imagen. Esta solución se explicará en mayor detalle a continuación. Sin embargo, no permite, en particular, compensar las líneas de intermodulación, solo limitar la potencia de modulación aplicable. Se trata aquí aún de uno de los problemas técnicos que la presente invención se propone resolver.

La solicitud de patente US 2006/0062324A1 titulada "Distortion compensation quadrature modulator and radio transmitter" describe un modulador de compensación de la distorsión de cuadratura. Sin embargo, por un lado, el dispositivo descrito en esta solicitud solo permite modular una señal y corregir sus imperfecciones en una banda útil bastante estrecha, del orden de 200 MHz de anchura. Y, por otra parte, el dispositivo descrito en esta solicitud no permite corregir los defectos inducidos por la no linealidad de los amplificadores de vídeo y del modulador, amplificándose estos fenómenos cuando la anchura de banda útil aumenta.

La solicitud de patente US 2004/136470A1 titulada "Uncorrelated adaptive predistorter" describe, por su parte, un dispositivo que permite compensar una distorsión de intermodulación inducida por un amplificador cuando dicho amplificador no funciona en su zona de funcionamiento lineal. Dicho dispositivo introduce, al nivel de la entrada del amplificador, una "distorsión previa" adaptativa y, consta de un bucle de reacción capaz de filtrar una línea de intermodulación presente en la señal amplificada, analizar la amplitud de dicha línea y modificar la señal de distorsión previa combinada con la señal que hay que amplificar antes de su entrada en el amplificador, de forma que, teniendo en cuenta las distorsiones generadas por el amplificador, la amplitud de la línea de intermodulación considerada se minimiza. Por su estructura, el dispositivo descrito en este documento no permite tratar de manera simultánea ni todas las distorsiones de intermodulación, ni otros tipos de señales parásitas que no aparecen en el ámbito de un dispositivo amplificador simple, tales como las líneas de imagen o las fugas de portadora.

La invención tiene, en particular, como objetivo remediar los inconvenientes anteriormente citados. A tal efecto, la invención tiene por objeto un procedimiento de cancelación de las imperfecciones de una señal analógica generada por un dispositivo para modular una señal analógica a partir de una señal de modulación digital. El dispositivo consta de un generador de forma de onda y un receptor de supervisión en un bucle cerrado de servocontrol, constando el receptor de supervisión de osciladores digitales. La señal digital de modulación se servocontrola en la señal analógica para cancelar los componentes parásitos presentes en la señal analógica. El procedimiento consta de una fase de sincronización de los osciladores digitales del receptor de supervisión. Consta igualmente de una fase de sincronización de la fase del generador de forma de onda y de la fase del receptor de supervisión, para definir una matriz de paso entre una referencia de medida y sistema de coordenadas de modulación. Consta igualmente de una fase de medida de los componentes espectrales parásitos en el sistema de coordenadas de medición. Consta también de una fase de estimación de los componentes espectrales parásitos en el sistema de coordenadas de modulación.

Ventajosamente, la fase de medida de los componentes espectrales parásitos puede utilizar filtros capaces de discriminar los diferentes componentes espectrales en la señal analógica modulada, sin interferir con las líneas parásitas generadas por el dispositivo usado para realizar la medición.

En un modo de realización, los filtros implementados pueden combinar un plan de frecuencias con filtros de promedio deslizante, siendo los filtros de promedio deslizante óptimos en ruido y teniendo sus ceros de transmisión

distribuidos de manera regular en el plan de frecuencias, de manera que los componentes parásitos pueden colocarse en los ceros de potencia.

Por ejemplo, los componentes parásitos pueden incluir una fuga de la portadora y/o una línea de imagen y/o líneas de imagen de intermodulación de orden de 2 y/o líneas de intermodulación de orden 3.

5 La invención tiene también como ventajas principales que permite reducir varios órdenes de magnitud las amplitudes de la fuga de la portadora, de la línea de imagen y de las principales líneas creadas por las no linealidades de un modulador vectorial. De este modo, permite la síntesis directa en radiofrecuencias de frecuencias ágiles muy puras o de señales arbitrarias muy precisas. En particular, se adapta a las aplicaciones de tipo radar a bordo.

10 Otras características y ventajas de la invención emergerán con ayuda de la siguiente descripción realizada en relación con las figuras 1 a 24 adjuntas.

15 La figura 1 ilustra mediante un cuadro sinóptico un ejemplo de arquitectura de hardware que implementa un generador de señales arbitrarias, según una solicitud previamente presentada en Francia por el solicitante bajo el número 0801578. Las señales arbitrarias se calculan en banda de base, después, se transportan directamente sobre una portadora de hiperfrecuencia por un modulador vectorial de banda ancha. Este tipo de generador puede utilizarse ventajosamente en aplicaciones de tipo radares a bordo. Permite modular, con una gran pureza espectral, una señal analógica en una banda de frecuencia ancha a partir de una señal digital de modulación. De hecho, consta de medios para supervisar y corregir de bucle cerrado las imperfecciones de modulación, garantizando la calidad de la señal generada incluso en un entorno a bordo perturbado por variaciones de temperaturas rápidas o por vibraciones microfónicas, para las cuales, los procedimientos de compensación en bucle abierto no son satisfactorios.

20 El generador consta de un sintetizador 20 de señales de banda de base formado por una interfaz 1 de control, un generador 2 de forma de onda, un convertidor 3 polar cartesiano, un corrector 4 de distorsión, un convertidor 5 de vídeo digital a analógico (NAC) en fase, un NAC 6 de vídeo en cuadratura, un NAC 11 de frecuencia intermedia, una unidad 12 de tratamiento de la señal, un convertidor 13 polar cartesiano y un NAC 14 de frecuencia intermedia. El sintetizador 20 proporciona dos señales analógicas I y Q en cuadratura con un modulador 21 vectorial formado por un modulador 7 vectorial de radiofrecuencia (RF) y circuitos 8 de acoplamiento. El modulador 21 vectorial proporciona en la salida una señal de radiofrecuencia RF_OUT, haciendo una transposición vectorial alrededor de una frecuencia portadora F_0 proporcionada por una señal de radiofrecuencia RF_IN. La señal RF_OUT se transmite también a un receptor 22 de supervisión, formado por un mezclador 9 descendente, un filtro antiplegado 10 y un multiplicador 15 de frecuencia de tipo bucle de bloqueo de fase, conocido comúnmente mediante el acrónimo anglosajón "PLL" que significa "Phase-Locked Loop". El receptor 22 permite medir la señal RF_OUT que contiene las imperfecciones introducidas por el modulador 21 vectorial, es decir, en particular, una fuga de la portadora, una línea de imagen y líneas de intermodulación. El receptor 22 transmite la medición a la unidad 12 de tratamiento a través del NAC 11. Recibiendo también en la entrada la modulación digital teórica proporcionada por la interfaz 1, la unidad 12 de tratamiento de la señal puede corregir las imperfecciones en RF_OUT, implementando procedimientos de tratamiento de la señal apropiados. El procedimiento según la presente invención puede, por ejemplo, implementarse en la unidad 12 de tratamiento para corregir de bucle cerrado las imperfecciones introducidas en la señal RF_OUT por el modulador 21 vectorial.

35 La figura 2 ilustra mediante un diagrama de espectro y mediante un diagrama cartesiano las imperfecciones introducidas en la señal RF_OUT por el modulador 21 vectorial. El diagrama de espectro ilustra la distribución espectral del componente útil y de los componentes parásitos en la señal RF_OUT. La señal RF_OUT contiene un componente útil que se sitúa en una frecuencia $F_0 + F_m$ o F_0 es la frecuencia portadora de oscilación proporcionada por la señal RF_IN y F_m es una frecuencia de modulación. La señal RF_OUT contiene igualmente una fuga de la portadora que se sitúa en la frecuencia F_0 . La señal RF_OUT contiene igualmente una línea de imagen que se sitúa a una frecuencia $F_0 - F_m$. La señal RF_OUT contiene igualmente líneas de intermodulación de rango 2, más conocidas bajo la denominación anglosajona de "lower second-order intermodulation distortion" (IMD2L) y "upper second-order intermodulation distortion" (IMD2U), que se sitúan respectivamente en las frecuencias $F_0 - 2F_m$ y $F_0 + 2F_m$. La señal RF_OUT contiene igualmente líneas de intermodulación de rango 3, más conocidas bajo la denominación anglosajona de "lower third-order intermodulation distortion" (IMD3L) y "upper third-order intermodulation distortion" (IMD3U), que se sitúan respectivamente en las frecuencias $F_0 - 3F_m$ y $F_0 + 3F_m$.

40 Los mismos componentes parásitos se encuentran en la salida de todos los dispositivos de la técnica anterior que utiliza un modulador vectorial para modular una señal analógica a partir de una señal digital. Para compensar estas imperfecciones, la técnica anterior casi solo propone soluciones clásicas de compensación en bucle abierto, difícilmente transportables, tal como en el dispositivo de bucle cerrado de la figura 1. En estas soluciones clásicas de bucle abierto, la fuga de la portadora se compensa agregando sobre las entradas de modulación I y Q tensiones de polarización que generan una señal coherente de la fuga, ajustándose estas tensiones hasta obtener la cancelación de la suma vectorial de la fuga y de la señal controlada. En estas soluciones clásicas de bucle abierto, la línea de imagen se compensa expresando la modulación en un sistema de coordenadas ortonormal perfecto en la referencia física de base (I, Q) del modulador 21, como se ilustra mediante el diagrama cartesiano. De este modo, la contribución de la línea de imagen aparece claramente en forma de un desfase entre una trayectoria ideal definida

por I y Q y una trayectoria real que corresponde a la señal RF_OUT medida en la salida del modulador 21 vectorial. La amplitud relativa de la línea de imagen se relaciona con el error de amplitud y de fase mediante la siguiente fórmula:

$$A_{dBc} \approx 10 \log_{10} \left\{ \Delta A_{dB}^2 + \left(\frac{\Delta \phi_{gra}}{6,6} \right)^2 \right\} - 24,8_{dB}$$

donde ΔA_{dB} es el error de ganancia en decibelios (dB) y $\Delta \phi_{gra}$ es el error de fase en grados. Controlar la fase y la ganancia con el fin de compensar la variación de temperatura, los efectos microfónicos y la no idealidad del modulador 21 necesita, por lo tanto, mucha precisión y sintetizar una modulación con una calidad de cancelación de fuga de la portadora y de línea de imagen del orden de 75 dBc en una banda instantánea de 800 megahercios (MHz) es un reto muy difícil. De hecho, una amplitud relativa de la línea de imagen en relación con la señal útil de -80 dBc corresponde a un desequilibrio combinado de 0,0012 dB de ganancia y de 0,008 dB en fase. En relación con esta necesidad, las tolerancias de los mejores circuitos MMIC ("Microwave Monolithic Integrated Circuits") son típicamente de 0,1 dB y de 1 grado. Se traducen en una dinámica sin parásitos de tan solo 40 dBc. En estas soluciones clásicas de bucle abierto, las líneas de intermodulación de orden 2 y 3 no se compensan, mientras que éstas generan armónicos que se traducen en la presencia de líneas parásitas considerables. Por este motivo, en la práctica, para obtener la dinámica deseada sin introducir parásitos, es común limitar la potencia de modulación aplicable. Sin embargo, el ruido de suelo se penaliza entonces. Se trata entonces de uno de los problemas técnicos que la presente invención pretende resolver.

Por lo tanto, las soluciones convencionales de bucle abierto no permiten alcanzar un nivel de calidad compatible con aplicaciones de tipo radar a bordo, incluso en condiciones normales de uso. Esto también se debe al tiempo de respuesta de las soluciones de bucle abierto, que es prohibitivo en relación con la evolución de las perturbaciones. De hecho, los objetivos de rendimiento exigidos por estas aplicaciones son de dos órdenes de magnitud más severas que las posibilidades de los circuitos analógicos. Y cuando más estrecha es la tolerancia, más será necesario refrescar frecuentemente los parámetros de compensación antes de que las perturbaciones los hagan evolucionar demasiado. Por lo tanto, es necesario trabajar directamente en la señal útil, puesto que ya no es posible en este nivel de precisión proceder únicamente en bucle abierto. El nivel de rendimiento contemplado impone integrar el dispositivo de medición *in situ*, de bucle cerrado, sin que el modulador 21 pueda disociarse de su circuito de control ni de su carga sin modificar las características de la fuga y de la distorsión debido a las diferencias de impedancia, falsos ceros y acoplamientos no intencionados. Una propiedad destacable de la modulación vectorial es que todas las distorsiones presentes en la salida del modulador 21 pueden corregirse aguas arriba utilizando las señales de control apropiadas, en un límite que no depende de la resolución de estos controles y de la "vida útil" de la corrección.

La figura 3 ilustra, mediante un cuadro sinóptico, una solución de compensación de bucle cerrado conocida en la técnica anterior, tal como se describe en la patente americana US 6 931 343 B2. Esta patente desvela un generador de forma de onda que utiliza un mezclador 40 de banda lateral único para generar una modulación RF_OUT', que se llamará "mezclador BLU 40" en lo sucesivo, a partir de una señal portadora RF_IN'. El generador consta de un mecanismo de corrección de bucle cerrado, realizándose el retorno de bucle directamente en la salida del mezclador 40 BLU a través de un analizador 42 de espectro, de un calculador 43 y de dos NAC 44 y 45. Se trata de comparar la amplitud instantánea de la señal real RF_OUT' con lo que debería haber sido en puntos particulares de la constelación en el plano cartesiano asociado a la señal compleja, esto para estimar parámetros de compensación que se aplicarían. Esta solución se puede aplicar esencialmente a aplicaciones de síntesis de señales de telecomunicación, está mucho menos adaptada a aplicaciones de modulación de señales de radar.

De hecho, los tratamientos que propone para corregir la modulación están fuertemente relacionados con el dispositivo de medición implementado. Por una parte, un voltímetro 41 vectorial da la ganancia y la fase de la señal en la salida del modulador en relación con la señal incidente. A partir de estas mediciones es posible determinar, por análisis espectral, los componentes indeseables, simulándose la modulación por una secuencia de tensiones aplicadas punto por punto sobre el acceso I y Q del mezclador 40 BLU por un convertidor 46 polar a cartesiano. Sin embargo, este procedimiento no tiene en cuenta los errores dinámicos, lo que limita mucho su interés. Por otra parte, el analizador 42 de espectro permite medir la amplitud de los componentes indeseables en una gran dinámica. La cancelación de la fuga de la portadora y de la línea de imagen puede obtenerse modificando iterativamente las tensiones de desfase I y Q y las correcciones de cuadratura hasta la extinción satisfactoria. La patente americana US 6 931 343 B2 desvela utilizar un detector de envoltura como el analizador 40 para realizar la función de supervisión. De hecho, la detección logarítmica de la envoltura de la señal modulada es el medio de medición más económico, puesto que no se tiene que generar un oscilador. No obstante, para una banda de agilidad de más de 200 MHz, esta ventaja es menos evidente porque es difícil analizar una banda de vídeo de banda ancha con una buena dinámica. Finalmente, el generador desvelado en la patente americana US 6 931 343 B2 solamente permite corregir preferentemente los defectos más molestos del mezclador, a saber, la fuga de la portadora y la línea de imagen, esto con una dinámica débil y sobre una banda de modulación estrecha. En particular, no permite compensar las líneas de intermodulación. Se trata aquí aún de uno de los problemas técnicos que la presente

invención se propone resolver.

La figura 4 ilustra, mediante un cuadro sinóptico, un ejemplo de arquitectura que se puede implementar en la unidad 12 de tratamiento de la señal para compensar, según la presente invención, las imperfecciones introducidas en la señal RF_OUT por el modulador 21 vectorial. Este ejemplo ilustra el principio de la demodulación vectorial para un sintetizador ágil en una banda instantánea útil de 600 MHz centrada sobre una portadora de hiperfrecuencia de 8192 MHz. Un módulo 30 de generación de frecuencias consta de un piloto 31 de cuarzo que genera una frecuencia piloto de referencia F_P a partir de la cual se generan las frecuencias fijas necesarias para los diferentes bloques analógicos y digitales. La portadora de hiperfrecuencia F_0 en la entrada del modulador 21 vectorial se selecciona tal como $F_0 = k_0 F_P$ donde k_0 es un número entero tal como F_0 es una potencia de 2 en megahercios, esto con el fin de simplificar los valores numéricos expresados en notación decimal. En el presente ejemplo, $F_0 = 8192^{\circ} \text{MHz}$. Una señal de reloj $H_1 = k_1 F_P$, donde k_1 es un número entero, se proporciona en la entrada de un módulo de síntesis digital directa DDS_1 ("Direct Digital Synthesis") que permite generar la señal útil de componentes cartesianos I_S et Q_S a una frecuencia F_1 , proporcionada en la entrada de un sintetizador 16 de calibración. Una señal de reloj $H_2 = k_2 F_P$, donde k_2 es un número entero, se proporciona en la entrada de un módulo de síntesis digital directa DDS_2 que permite generar el oscilador local (OL) de transposición en frecuencia intermedia del bucle de retorno. Una señal de reloj $H_3 = k_3 F_P$, donde k_3 es un número entero, se proporciona en la entrada de un módulo de síntesis digital directa DDS_3 que permite generar el oscilador de demodulación digital en banda de base y el muestreo del NAC 11 de medición. Todas las frecuencias pueden elaborarse de diversas maneras, preferentemente por división de frecuencia o multiplicación indirecta de frecuencia, para optimizar el ruido de fase. Lo importante es que estén conectadas entre ellas por enlaces nexos en forma de p/q con p y q siendo números enteros, para permitir una demodulación coherente sin deslizamiento de fase. El receptor 22 de supervisión consta de la PLL 15, el mezclador 9 que está equilibrado y el filtro 10 antiplegado. El receptor 22 permite generar una frecuencia local de oscilación F_{OL} , multiplicando en la PLL 15 una señal con la frecuencia F_2 proporcionada en la salida del módulo DDS_2 por un número entero k_4 . El convertidor 11 analógico-digital tiene una resolución típica del orden de 14 a 16 bits. Un demodulador 32 digital en cuadratura se controla por una señal con la frecuencia F_3 generada en la salida del módulo DDS_3. Debe entenderse que el ejemplo de arquitectura de base ilustrado en la figura 4 puede presentarse de acuerdo con diversas variantes sin contravenir los principios de la presente invención.

No obstante, las variantes de implementación de la presente invención tienen características en común. Primera característica en común, la de permitir una medición vectorial precisa del componente espectral útil y de los componentes espectrales parásitos, esto en vista de permitir la compensación de los componentes espectrales parásitos. Esto implica mantener durante toda la duración de uso la coherencia de fase entre el receptor 22 de supervisión y el generador 2 de forma de onda, con el fin de determinar de una vez por todas la matriz de paso entre el sistema de coordenadas de medición y la referencia de modulación, es decir, los valores I y Q estimados de la fuga de la portadora. La matriz de paso se calibra inicialmente por aplicación de un desfase arbitrario sobre el componente I y después sobre el componente Q . Los osciladores digitales que componen el dispositivo de supervisión, a saber, el módulo DDS_2 que genera la frecuencia auxiliar de calibración y el módulo DDS_3 que genera el oscilador digital de demodulación del receptor, se coordinan para conservar el sistema de coordenadas de referencia definido de este modo. Para modificar su frecuencia sin perder la memoria de fase, se usan varios integradores de fase combinados entre ellos. Un ejemplo más detallado se explica a continuación. La compensación puede tener lugar durante una secuencia de calibración o durante el uso para mantener los rendimientos. Por ejemplo, el ancho de banda del sintetizador 20 puede extenderse más allá de las capacidades de la generación de banda de base, conmutando F_0 sobre un peine de frecuencias fijas. Un conjunto de codificadores entrelazados puede también sustituir al modulador 21 vectorial. También se pueden combinar varios sintetizadores cuyas bandas se desfasan en frecuencia.

Por otra parte, las variantes de implementación de la presente invención también tienen en común implementar filtros particulares, capaces de discriminar los diferentes componentes espectrales entre ellos sin interferir con las líneas parásitas generadas por el propio sistema de medición, que tiene sus propios defectos. Esto se realiza combinando un plan de frecuencias particular con filtros de promedio deslizante. Estos filtros tienen la propiedad de ser óptimos en ruido y, al mismo tiempo, de disponer de ceros de transmisiones regularmente distribuidos, sobre los cuales, los componentes indeseables pueden colocarse sabiamente. Un ejemplo de realización se explica en detalle a continuación.

Cancelación de la fuga de la portadora

Selección de frecuencias

Las frecuencias H_2 y F_2 se determinan por los rangos de multiplicación k_2 y k_3 . La frecuencia F_2 se escoge cercana a $9/40 \times H_2$ para desplazarse en un ámbito libre de parásitos de síntesis más fuertes, es decir, entre $H_2/4$ y $H_2/5$. La frecuencia F_3 asociada a la fuga de la portadora se escoge cerca de un múltiplo impar de $F_P/4$.

Como se ilustra en la figura 5, la banda útil del receptor digital es posible en diferentes ventanas ambiguas llamadas "alias". El coeficiente p define el "alias" en el que se selecciona la frecuencia intermedia. Esto se traduce por las relaciones:

$$\begin{cases} F_0 = k_0 F_P \\ F_{OL} \cong \frac{9 k_2 k_4}{40} F_P \end{cases} \quad F_3 = F_0 - F_{OL} \cong (2p+1) \frac{F_P}{4} \Leftrightarrow k_2 k_4 \cong \frac{40 k_0 - 10 \times (2p+1)}{9}$$

En el ejemplo seleccionado, $k_0 = 80$, esta condición se escribe, por lo tanto:

$$k_2 k_4 \cong \frac{3200 - 10 \times (2p+1)}{9}$$

Entre las combinaciones (k_2, k_4) posibles, los rangos pares son más interesantes porque el factor de forma de un divisor de frecuencia de rango par es simétrico y porque son más fáciles de realizar a altas frecuencias. Por lo tanto, solo probamos los valores pares de k_2 . Restringimos la búsqueda de soluciones a $p = -2$ o $+1$. En el alias $p = 0$ y $p = -1$, los armónicos de la señal en frecuencia intermedia pueden estar en la banda útil y, para el alias de rango elevado $p > 2$ o $p < -3$, el ruido de suelo provocado por el jitter del reloj de muestreo en presencia de una señal de interferencia potente, se degrada proporcionalmente a la frecuencia. Limitamos el valor de k_2 a 10 para consideraciones tecnológicas de velocidad. Esto conduce a la tabla de combinaciones interesantes a continuación:

Alias p	k_2	k_4	$k_2 \times k_4$	$k_2 \times k_4$ th	Diferencia	Rango
-2	2	179	358	358,89	0,89	4
-2	4	90	360	358,89	1,11	5
-2	6	60	360	358,89	1,11	5
-2	8	45	360	358,89	1,11	5
-2	10	36	360	358,89	1,11	5
1	2	176	352	352,22	0,22	1
1	4	88	352	352,22	0,22	1
1	6	59	354	352,22	1,78	9
1	8	44	352	352,22	0,22	1
1	10	35	350	352,22	2,22	10

Finalmente, conservamos el par de dos valores pares $k_2 = 8$, $k_4 = 44$ para este sintetizador. Una vez fijados los rangos k_2 , k_4 y p , hay que determinar *a posteriori* el control preciso del DDS_2 para ajustar la frecuencia F_3 asociada a la fuga de la portadora aproximadamente en el centro del filtro 10 antiplegado. Si M_2 es el número de bits usados por el sintetizador 16 de calibración y N_2 el código binario de la frecuencia F_2 , tenemos:

$$F_0 = k_0 F_P; \quad F_2 = \frac{N_2}{2^{M_2}} \times k_2 F_P; \quad F_{OL} = F_2 \times k_4 F_P; \quad F_3 = F_0 - F_{OL}; \quad F_4 = \frac{2p+1}{4} F_P;$$

$$F_3 \approx F_4 \Rightarrow N_2 = \text{Red} \left\{ \left(k_0 + \frac{2p+1}{4} \right) \times \frac{2^{M_2}}{k_2 k_4} \right\}$$

Para $k_0 = 80$, $k_2 = 8$, $k_4 = 44$, $p = 1$, se encuentra el valor:

$$N_2 = \text{Redondo} \left[\left(80 - \frac{3}{4} \right) \times \frac{8192}{8 \times 44} \right] = 1844$$

El conjunto de las frecuencias obtenidas es finalmente así:

$$H_2 = 8 \times 102,4 = 819,2 \text{ MHz} \quad F_{OL} = 44 \times 184,4 = 8113,6 \text{ MHz}$$

$$F_2 = \frac{1844}{8192} \times 819,2 = 184,4 \text{ MHz} \quad F_3 = 8192 - 8113,6 = 76,4 \text{ MHz}$$

Síntesis de F_3

La frecuencia del sintetizador DDS_3 debe ser rigurosamente idéntica a la de la fuga de la portadora, módulo de frecuencia de muestreo, para que no haya ningún cambio de fase de una medida con otra. Para ello, hay que

respetar la relación:

$$F_3 = \frac{N_3}{2^{M_3}} \times F_P = \left(k_0 - \frac{k_2 k_4 N_2}{2^{M_2}} \right) \times F_P$$

Esto no plantea un problema particular cuando k_2 y k_4 son números enteros, es suficiente con dedicar tantos bits a la síntesis de F_3 como a la de F_2 para obtener una solución simple. Para este ejemplo encontramos:

$$F_3 = \left(\frac{80 \times 8192 - 8 \times 44 \times 1844}{8192} \right) F_P = \frac{49}{64} \times F_P$$

A veces es interesante seleccionar las relaciones racionales (p/q) en lugar de números enteros. En este caso, las cosas se complican porque no existe una solución completa sobre una base binaria. Afortunadamente, se puede sintetizar un control de frecuencia fraccional añadiendo o extrayendo periódicamente el residuo de fase apropiado

para compensar el avance o el retraso debido a la parte fraccional. Por ejemplo, para sintetizar la frecuencia $\frac{23}{30} F_P$

cercana a $\frac{49}{64} F_P$, pero fraccional en la base 2, se describe la fracción racional bajo la siguiente forma:

$$\frac{23}{30} = \frac{23 \times 64}{30 \times 64} = \frac{\left(\frac{23 \times 32}{15} \right)}{64} = \frac{\left(49 + \frac{1}{15} \right)}{64}$$

$\frac{49}{64}$

Programando el valor $\frac{49}{64}$ y añadiendo un incremento de fase adicional uno de cada 15 se obtiene exactamente la frecuencia deseada, es un principio similar al de los divisores previos con dos módulos (p / p+1).

Relación entre velocidad de medición y dinámica

El factor principal que limita el ancho de banda posible del servocontrol para compensar la fuga de la portadora y las otras líneas parásitas en una dinámica dada es la relación de señal a ruido. Cuando más importante es la dinámica que corregir, más necesario es integrar durante mucho tiempo y, como esto impacta directamente en el retraso puro del bucle de regeneración, debe disminuirse el ancho de banda. El balance típico de la cadena de supervisión se ilustra en la siguiente tabla:

Hipótesis	
P _{máx} BLU	-12,0 dBm
NF receptor	12,0 dB
P _{sat} del codificador	+7,5 dBm
Fech codificador	102,4 MHz
S/B min	15,0 dB
SNR del codificador	75,0 dB
Margen antes de la saturación	1,0 dB
Duración de integración	5,6 µs

Consecuencias	
Ganancia óptima	18,5 dB
kT	-174,0 dBm
ruido RF	-143,5 dBm/Hz
ruido codificador	-144,6 dBm/Hz
ruido global	-141,0 dBm/Hz
Tasa de disminución	573 pts
Banda de análisis	178,71 kHz
P _{min}	-73,5 dBm
P _{máx}	+6,5 dBm
Dinámica	80,0 dB

La figura 6 ilustra la evolución de la dinámica en decibelios en función del tiempo de integración. Este balance típico

muestra que es necesario disponer de un tiempo de medición de al menos 5,6 microsegundos (μs) para poder compensar la fuga en una dinámica de 80 dB, con la hipótesis de trabajar con un margen de 15 dB para corregir el modulador sin degradar el ruido. Se observa también que para reducir el tiempo de integración de un factor 10 es necesario sacrificar 10 dB sobre la dinámica de corrección. Por lo tanto, existe una especie de principio de incertidumbre que fija un límite práctico entre el ancho de banda de las perturbaciones y la dinámica sin parásitos que se desea obtener. Es interesante evaluar también la contribución del codificador analógico-digital sobre la dinámica que se puede corregir, todo lo demás es igual.

La figura 7 ilustra la evolución de la dinámica en decibelios en función de los rendimientos del codificador en términos de relación señal a ruido en decibelios, relación más conocida con el acrónimo anglosajón "SNR", que significa "Signal-to-Noise Ratio". Esta curva, establecida aquí para un tiempo de integración de 5,6 μs , muestra que la dinámica limita a aproximadamente 85 dB para codificadores cuyos rendimientos de SNR serían mejores que 75 dB, rendimiento asociado típicamente a codificadores de 15 o 16 bits. No hace falta decir que la dinámica sin parásitos debe estar en relación con la duración de la señal generada, porque la sensibilidad de un análisis espectral es proporcional a la duración de análisis.

En el caso de una modulación de baja frecuencia, como se ilustra mediante el ejemplo de la figura 8, cuando la modulación aplicada es puramente sinusoidal, el espectro típico de RF bruto en la salida del modulador 21 comprende:

- la línea que representa la señal útil en $F_0 + F_1$,
- la fuga de la portadora en F_0 ,
- la línea de imagen en $F_0 - F_1$,
- dos líneas laterales de intermodulación de orden 2 en $F_0 + 2 F_1$ y $F_0 - 2F_1$,
- dos líneas laterales de intermodulación de orden 3 en $F_0 + 3 F_1$ y $F_0 - 3F_1$.

Este espectro también se puede ajustar mucho, el tiempo de medición debe ser al menos un período de la modulación para permitir separar los diferentes componentes que lo constituyen.

La figura 9 ilustra otro ejemplo de espectro de RF. Cuando la frecuencia de modulación es inferior a algunos 5 MHz, el espectro de RF del modulador se transpone íntegramente en la banda útil del filtro antiplegado, el filtro digital debe soportar todas las dinámicas.

Una señal pura real se descompone en dos componentes de frecuencias opuestas, dadas para las dos relaciones siguientes:

$$\cos(\omega t) = \frac{\exp(j\omega t) + \exp(-j\omega t)}{2}$$

$$\sin(\omega t) = \frac{\exp(j\omega t) - \exp(-j\omega t)}{2j}$$

La señal digital en banda de base comprende, por lo tanto, 14 componentes espectrales simétricos dos a dos dados en la siguiente tabla:

Componente	Frecuencia +	MHz	Frecuencia -	MHz	dBc
Portadora	F_3	78,4	$F_P - F_3$	24	-45
Señal	$F_3 + F_1$	82,4	$F_P - F_3 - F_1$	20	0
Imagen	$F_3 - F_1$	74,4	$F_P - F_3 + F_1$	28	-38
Imd2U	$F_3 + 2 F_1$	86,4	$F_P - F_3 - 2 F_1$	16	-58
imd2L	$F_3 - 2 F_1$	70,4	$F_P - F_3 + 2 F_1$	32	-59
Imd3U	$F_3 + 3 F_1$	90,4	$F_P - F_3 - 3 F_1$	12	-55
imd3L	$F_3 - 3 F_1$	66,4	$F_P - F_3 + 3 F_1$	36	-58

La figura 10 ilustra el espectro de la señal digitalizada en banda de base, en el caso en el que $F_1=4^\circ\text{MHz}$, $F_{OL}=8113,6^\circ\text{MHz}$, $F_{ech}=102,4^\circ\text{MHz}$, $N_{pro}=1$ y $F_3=0$. Como se ilustra por la figura 11, una transposición del espectro bruto aplica un desfase circular de frecuencia ($-F_3$) que reduce la fuga de la portadora a cero. Esto da el conjunto de frecuencias de la siguiente tabla:

Componente	Frecuencia +	MHz	Frecuencia -	MHz	dBc
Portadora	0	0	$2 F_P - 2 F_3$	48	-45
Señal	F_1	4	$2 F_P - 2 F_3 - F_1$	44	0
Imagen	$- F_1$	-4	$2 F_P - 2 F_3 + F_1$	-50,4	-38
Imd2U	$2 F_1$	8	$2 F_P - 2 F_3 - 2 F_1$	40	-58
imd2L	$2 F_1$	-8	$2 F_P - 2 F_3 + 2 F_1$	-46,4	-59
Imd3U	$3 F_1$	12	$2 F_P - 2 F_3 - 3 F_1$	36	-55

(continuación)

Componente	Frecuencia + MHz	Frecuencia - MHz	dBc
imd3L	- 3 F ₁	2 F _P - 2 F ₃ + 3 F ₁	-42,4 -58

Filtrado digital óptimo

El filtro digital más eficaz en términos de relación de señal a ruido para medir el componente continuo de una señal es el promedio. Otros filtros son posibles, pero el promedio tiene propiedades muy interesantes aquí. La función de transferencia de un filtro de promedio N puntos se da por la expresión:

$$H(x) = e^{-i(N-1)x} \frac{\text{sen}(Nx)}{N\text{sen}(x)} \quad \text{con} \quad x = \pi \frac{f}{f_{\text{ech}}}$$

La figura 12 ilustra las funciones de transferencia del promedio deslizante en decibelios, para N par.

La duración de integración debe seleccionarse igual a un número entero de períodos de componentes espectrales molestos. En el ejemplo citado, debemos eliminar 13 frecuencias: -4, 4, -8, 8, -12, 12, 36, 44, 48, 42,4 (≅ 60), -46,4 (≅ 56), -50,4 (≅ 52) MHz módulo 102,4 MHz. El Máximo Común Divisor (MCD) de la frecuencia de modulación F₁ = 4 MHz y de la frecuencia de muestreo F_P = 102,4 MHz es Δf = 102,4/128 = 4/5 = 0,8 MHz. Las frecuencias no deseadas son todas múltiplos (módulo F_P) de la frecuencia de modulación F₃ = 4 MHz, *a fortiori* múltiplo del MCD Δf. Por lo tanto, se eliminan por un filtro de promedio deslizante múltiplo de N_{AVG} = F_P / MCD(F₁, F_P), lo que da N_{AVG} = 128 puntos en el presente ejemplo. Esta prioridad destacable solo se verifica para que la frecuencia F₃ se calibre sabiamente en un múltiplo de Δf / 2, es decir, F₃ = 76,4 MHz = 382 × 0,4/2 MHz = 382 Δf/2. Para calibrar todas las frecuencias en el paso de 1 MHz, hay que integrar 4 veces más, es decir, 512 = puntos.

En el caso de una modulación de alta frecuencia, como se ilustra en el ejemplo de la figura 13 con F₁=-128°MHz y F_{OL}=8192°MHz, el espectro bruto de hiperfrecuencia en la salida del modulador 21 tiene sustancialmente la misma apariencia que para la modulación de baja frecuencia, pero es mucho más amplio.

Como se ilustra en la figura 14, que ilustra un ejemplo de espectro bruto en frecuencia intermedia con F₁=-128°MHz, cuando el ancho espectral excede el doble de la frecuencia intermedia, el espectro se repliega sobre la banda útil. En ciertos casos particulares, una línea indeseable se superpone exactamente sobre la señal que se está probando.

$$F_3 = \pm k \frac{F_1}{2}, \quad \text{o } k \geq 1.$$

Una coincidencia perfecta se produce cuando $F_3 = \pm k \frac{F_1}{2}$, o $k \geq 1$. En la mayoría de los casos, el filtro antiplegado atenúa suficientemente el nivel del parásito fuera de banda y la medición no se perturba. Cuando la señal útil se repliega exactamente sobre el parásito que se está probando, la protección del filtro analógico no es suficiente y hay que desplazar ligeramente la frecuencia F_{OL} para desplazar las frecuencias y permitir al filtro digital eliminar la interferencia. Las figuras 15 y 16 ilustran ejemplos de plegamiento sobre la frecuencia intermedia útil, en el caso a y b respectivamente.

La figura 17 ilustra la ubicación de los componentes espectrales en función de la frecuencia de modulación. La selección de frecuencias propuesta para este ejemplo permite un promedio de 512 muestras consecutivas, es decir, 5°μs, corregir la fuga de la portadora para todas las frecuencias de la banda de agilidad en el paso de 1 MHz.

Cancelación del componente de imagen

Modelo de comportamiento equivalente del modulador vectorial, en relación con la imagen

La figura 18 ilustra, mediante un cuadro sinóptico, un modelo comportamental equivalente al modulador 21, siendo este modelo relativo a la imagen. El modulador 21 vectorial, en lo referente a la señal de modulación, se utiliza en régimen lineal. Por lo tanto, para frecuencias OL e IF particulares, es posible reagrupar arbitrariamente el conjunto de errores de ganancia y de fase al nivel de una de las ramas OL del modelo indicado en la figura 18, seleccionando el plano de referencia de fase apropiado. Si se aplica a este modulador imperfecto una señal de RF ideal, se obtienen las siguientes relaciones:

$$s(t) = A \text{sen}(\Omega t + \Phi) \cos(\omega t) + A \lambda \text{sen}(\omega t + \phi) \cos(\Omega t + \Phi)$$

$$s(t) = A \text{sen}(\Omega t + \Phi) \cos(\omega t) + A \lambda [\text{sen}(\omega t) \cos(\phi) + \cos(\omega t) \text{sen}(\phi)] \cos(\Omega t + \Phi)$$

$$s(t) = A \left\{ \frac{\sin[(\Omega - \omega)t + \Phi] + \sin[(\Omega + \omega)t + \Phi]}{2} + \lambda \cos(\phi) \frac{\sin[(\omega - \Omega)t - \Phi] + \sin[(\omega + \Omega)t + \Phi]}{2} \right. \\ \left. + \lambda \sin(\phi) \frac{\cos[(\omega - \Omega)t - \Phi] + \cos[(\omega + \Omega)t + \Phi]}{2} \right\}$$

Los desequilibrios de ganancia y de fase se traducen, por lo tanto, por la existencia de un componente de imagen de pulsación $(\omega - \Omega)$ simétrica de la pulsación útil $(\omega + \Omega)$, tal como:

$$s(t) = \frac{A}{2} \left\{ (\lambda \cos(\phi) - 1) \sin[(\omega - \Omega)t - \Phi] + \lambda \sin(\phi) \cos[(\omega - \Omega)t - \Phi] \right\} \\ + (\lambda \cos(\phi) + 1) \sin[(\Omega + \omega)t + \Phi] + \lambda \sin(\phi) \cos[(\omega + \Omega)t + \Phi]$$

5 **Amplitud relativa de la imagen a la señal útil**

Los módulos de estos dos componentes simétricos se escriben, por lo tanto, respectivamente:

$$A_-^2 = \left(\frac{A}{2} \right)^2 \left\{ [(\lambda \cos(\phi) - 1)]^2 + [\lambda \sin(\phi)]^2 \right\} \\ = \left(\frac{A}{2} \right)^2 [\lambda^2 - 2\lambda \cos(\phi) + 1]$$

$$A_+^2 = \left(\frac{A}{2} \right)^2 \left\{ [(\lambda \cos(\phi) + 1)]^2 + [\lambda \sin(\phi)]^2 \right\} \\ = \left(\frac{A}{2} \right)^2 [\lambda^2 + 2\lambda \cos(\phi) + 1]$$

Se deduce de ello la fórmula clásica de la relación de amplitud entre la imagen y la señal útil:

$$r = \frac{|\text{imagen}|}{|\text{señal}|} = \sqrt{\frac{1 - 2\lambda \cos(\phi) + \lambda^2}{1 + 2\lambda \cos(\phi) + \lambda^2}}$$

10 **Expresión vectorial del error de cuadratura**

En el plano complejo (Oxy) asociado con la modulación, es interesante asociar a los defectos de cuadratura un vector OM de módulo λ , fase ϕ cerca del vector unitario Ol(1,0), y seleccionar como error el vector IM de módulo ρ y de fase θ tales como:

$$\overrightarrow{OM} \begin{Bmatrix} \lambda \cos(\phi) \\ \lambda \sin(\phi) \end{Bmatrix} = \overrightarrow{OI} \begin{Bmatrix} 1 \\ 0 \end{Bmatrix} + \overrightarrow{IM} \begin{Bmatrix} e_x = \rho \cos(\theta) \\ e_y = \rho \sin(\theta) \end{Bmatrix}$$

15 Esta puntuación simplifica la expresión de la relación de amplitud entre la imagen y la señal útil, que puede, de este modo, expresarse de la siguiente forma:

$$r = \frac{\rho}{\sqrt{4 + 4\rho \cos(\theta) + \rho^2}} \cong \frac{\rho}{2} \quad (\text{si } \rho \ll 1)$$

Asimismo, la señal modulada puede expresarse de la siguiente forma:

$$s(t) = \frac{A}{2} \left\{ \rho \cos(\theta) \sin[(\omega - \Omega)t - \Phi] + \rho \sin(\theta) \cos[(\omega - \Omega)t - \Phi] \right\} \\ + [2 + \rho \cos(\theta)] \sin[(\Omega + \omega)t + \Phi] + \rho \sin(\theta) \cos[(\omega + \Omega)t + \Phi]$$

20 Asimismo, el componente imagen puede expresarse de la siguiente forma:

$$S_I(t) = \frac{A}{2} \begin{bmatrix} e_x \\ e_y \end{bmatrix} \exp\{j[(\omega - \Omega)t - \Phi]\}$$

Asimismo, el componente útil puede expresarse de la siguiente forma:

$$S_U(t) = \frac{A}{2} \begin{bmatrix} 2 + e_x \\ e_y \end{bmatrix} \exp\{j[(\omega + \Omega)t + \Phi]\}$$

Matriz de distorsión

$$\overrightarrow{OI} = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix}$$

5 Los defectos de cuadratura de la modulación se representan por la matriz de paso del vector

$$\overrightarrow{OM} = \begin{bmatrix} 1 + e_x \\ e_y \end{bmatrix}$$

que llamamos "matriz de distorsión", en la siguiente relación:

$$\begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 + e_x & 0 \\ e_y & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} X \\ Y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} d_{11} & 0 \\ d_{21} & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} X \\ Y \end{bmatrix}$$

Para compensar la distorsión del modulador imperfecto, es suficiente con aplicar a la señal de modulación teórica (X, Y) el operador de distorsión inversa para obtener la modulación compensada (x_c, y_c), como se indica en la siguiente relación:

$$\begin{bmatrix} x_c \\ y_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} d_{11} & 0 \\ d_{21} & 1 \end{bmatrix} \cdot \left(\begin{bmatrix} D_{11} = \frac{1}{d_{11}} & 0 \\ D_{21} = -\frac{d_{21}}{d_{11}} & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} X \\ Y \end{bmatrix} \right) = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} X \\ Y \end{bmatrix}$$

distorsión
inicial

operador de
distorsión inversa

distorsión
corregida

Las matrices de distorsión tienen propiedades interesantes:

- el producto de dos matrices de distorsión es una matriz de distorsión;
- la inversa de una matriz de distorsión es una matriz de distorsión;
- una matriz cualquiera se descompone de manera única en un producto no conmutativo de una matriz de rotación por una matriz de distorsión:

$$\begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{22} & a_{12} \\ -a_{12} & a_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \frac{a_{11}a_{22} - a_{12}a_{21}}{a_{12}^2 + a_{22}^2} & 0 \\ \frac{a_{12}a_{11} + a_{21}a_{22}}{a_{12}^2 + a_{22}^2} & 1 \end{bmatrix} = [R] \cdot [D]$$

- la selección de rama de referencia del modulador que lleva los errores de ganancia y de fase es arbitraria, existe una variante dual de matriz de distorsión cuyos coeficientes están en la segunda columna. También se puede imaginar distribuir los errores de manera simétrica, pero esto no aporta simplificación;
- aplicando una nueva matriz de corrección a un sistema parcialmente corregido se mejora la precisión de la corrección:

$$\begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} d_{11} & 0 \\ d_{21} & 1 \end{bmatrix}}_{\text{modulador ajustado previamente}} \cdot \underbrace{\begin{bmatrix} D_{11}^{(1)} & 0 \\ D_{21}^{(1)} & 1 \end{bmatrix}}_{\text{nueva corrección}} \cdot \begin{bmatrix} D_{11}^{(2)} & 0 \\ D_{21}^{(2)} & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} X \\ Y \end{bmatrix}$$

Debido a la forma de la matriz, las reglas del producto son las siguientes:

$$\begin{cases} D_{11}^{(1)+(2)} = D_{11}^{(1)} D_{11}^{(2)} \\ D_{21}^{(1)+(2)} = D_{21}^{(1)} D_{11}^{(2)} + D_{21}^{(2)} \end{cases}$$

- la implementación material del corrector tiene en cuenta la forma particular de los coeficientes:

- 5
- $D_{11} = 1 + \varepsilon_1$ $D_{21} = \varepsilon_2$, los coeficientes ε_1 y ε_2 son tan pequeños como buena es la cuadratura;
 - la relación entre la atenuación relativa de la imagen a la señal se da por:

$$RdB = 20 \log_{10} \left[\frac{\sqrt{\varepsilon_1^2 + \varepsilon_2^2}}{2} \right]$$

donde $\varepsilon_{1,2}$ son los coeficientes de corrección de imagen;

- 10
- la mayoría de los moduladores en cuadratura presentan una supresión natural de imagen mejor que 24,1 dBc. El error se incrementa asumiendo que es solo uno de los dos términos:

$$-24,1 \text{ dB} = 20 \log_{10} \left[\frac{\sqrt{\varepsilon^2}}{2} \right] = 20 \log_{10} [\varepsilon_{\text{máx}}] - 6,02 \text{ dB} \Rightarrow |\varepsilon_{\text{máx}}| = 10^{\frac{18,1}{20}} = 0,125$$

- el valor decimal de los coeficientes de error ε_1 y ε_2 , por lo tanto, está limitado en la práctica por:

$$-\frac{1}{8} < \varepsilon_{1,2} < \frac{1}{8}$$

Medición vectorial de la imagen

- 15
- La medición de los componentes (I_x , I_y) de la línea de imagen da los términos (e_x , e_y) del error de modulación en el sistema de coordenadas de medición. Como para la fuga de la portadora, se establece la matriz de paso del sistema de coordenadas de medición al sistema de coordenadas de control aplicando una perturbación conocida sobre los controles de corrección. Las correcciones (ε_x , ε_y) se deducen por inversión de la matriz de distorsión:

$$\varepsilon_x = D_{11} - 1 = \frac{1}{d_{11}} - 1 = \frac{1}{1 + e_1} - 1 \cong -e_1$$

$$\varepsilon_y = D_{21} = -\frac{d_{21}}{d_{11}} = -e_2(1 + e_1) \cong -e_2$$

- 20
- Cuando las correcciones son pequeñas, que siempre es el caso, en la práctica, es suficiente con tomar el opuesto de los componentes del error vectorial para obtener los coeficientes de la matriz de distorsión inversa. Esta prioridad permite ajustar la cuadratura adoptando el mismo procedimiento que para la fuga de la portadora, reemplazando la aplicación de tensiones de desfase mediante la aplicación de los coeficientes de la matriz inversa de distorsión. La figura 20 ilustra un ejemplo de implementación de un corrector de cuadratura.

25 Condiciones de frecuencia

El principio es el mismo que para la medición de la fuga de la portadora, pero el desfase del oscilador local se ajusta para centrar la línea de imagen en el filtro antiplegado. El rango no binario de la multiplicación, que es de 44 en el presente ejemplo, para generar la frecuencia OL necesita implementar una síntesis fraccional para que la frecuencia F_3 sea constante y que no se introduzca ningún error por el filtro antiplegado. Por ejemplo, con una frecuencia de modulación de 100 MHz, se encuentra en el ejemplo de referencia las siguientes frecuencias:

30

$$F_{\text{IMAGEN}} = 8192 - 100 = 8092 \text{ MHz}$$

$$F_{OL} = \left(\frac{1821 + \frac{12}{44}}{8192} \times 819,2 \right) \times 44 = 8013,6 \text{ MHz}$$

$$F_3 = 8092 - 8013,6 = 78,4 \text{ MHz}$$

- 5 Se observa que la frecuencia OL es fraccional porque el rango de multiplicación $k_4 = 44$ en nuestro ejemplo no es una potencia de 2. Como se ilustra mediante la tabla que sigue para el presente ejemplo, un filtro que calcula el promedio de 512 puntos, es decir, un tiempo de integración de $5^\circ\mu\text{s}$, conserva la línea de imagen y atenúa completamente todas las otras líneas que se distribuyen siguiendo varios múltiplos enteros de $102,4/512 = 0,2 \text{ MHz}$ para todas las frecuencias de modulación al paso de 1 MHz :

Componente	MHz	MHz
Portadora	-2,4	50,4
Señal	-4,8	-49,6
Imagen	0	48
Imd2U	-7,2	-47,2
imd2L	45,6	2,4
Imd3U	-9,6	-44,8
imd3L	43,2	4,8

- 10 Cuando la diferencia entre la frecuencia que se está probando y una línea perturbadora del espectro es exactamente un múltiplo de la frecuencia de muestreo, la frecuencia que se está probando y la línea perturbadora se superponen y, la única manera de evitar la ambigüedad. Este es el caso para una modulación de 256 MHz , siendo las frecuencias las siguientes:

$$F_{\text{IMAGEN}} = 8192 - 256 = 7936 \text{ MHz}$$

$$F_{OL} = \left(\frac{1785 + \frac{36}{44}}{8192} \times 819,2 \right) \times 44 = 7857,6 \text{ MHz}$$

$$F_3 = 7936 - 7857,6 = 78,4 \text{ MHz}$$

Como la diferencia entre la frecuencia útil y la imagen es $2 \times 256 \text{ MHz} = 512 \text{ MHz} = 5 \times 102,4 \text{ MHz}$, la frecuencia útil se pliega después del muestreo exactamente sobre la línea de imagen que se está probando, como se ilustra en la siguiente tabla:

Componente	MHz	MHz
Portadora		
Señal	0	48
Imagen	0	48
imd2U	-51,2	-3,2
imd2L	-3,2	-51,2
Imd3U	0	48
imd3L	48	0

Como es difícil cambiar la frecuencia de muestreo que condiciona los tratamientos, la única protección es el filtro antialiasing. Por lo tanto, puede ser interesante si es necesario añadir un filtro de paso bajo o "parada de banda" de refuerzo para atenuar la frecuencia molesta que aquí es de $78,4 + 512 = 590,4$ MHz. La figura 21 ilustra mediante un espectro de frecuencia intermedia, con $F_1=256^\circ\text{MHz}$, $F_{OL}=7857,6^\circ\text{MHz}$ y $F_3=78,4^\circ\text{MHz}$, las frecuencias asociadas a la medición de la línea de imagen para $F_1=100^\circ\text{MHz}$.

Cancelación de los componentes producidos por las no linealidades de orden 2 y 3

Las líneas parásitas en cuestión resultan de no linealidades de orden 2 y 3. El principio de la compensación es añadir a la señal de modulación de los armónicos 2 y 3 servocontrolados en oposición a la fase de los parásitos, como para el componente de imagen.

Matriz de compensación y componentes cartesianos

La figura 22 ilustra mediante un cuadro sinóptico un modulador virtual ideal modulado por una señal monocromática pura, cuyos componentes cartesianos han experimentado una transformación por mediante una matriz [A] arbitraria según la siguiente relación:

$$\begin{bmatrix} X \\ Y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos(\Omega t) \\ \sin(\Omega t) \end{bmatrix}$$

La señal modulada se escribe:

$$\begin{aligned} S(t) &= X \sin(\omega t) + Y \cos(\omega t) \\ &= [a_{11} \cos(\Omega t) + a_{12} \sin(\Omega t)] \sin(\omega t) + [a_{21} \cos(\Omega t) + a_{22} \sin(\Omega t)] \cos(\omega t) \\ &= a_{11} \cos(\Omega t) \sin(\omega t) + a_{12} \sin(\Omega t) \sin(\omega t) + a_{21} \cos(\Omega t) \cos(\omega t) + a_{22} \sin(\Omega t) \cos(\omega t) \end{aligned}$$

Reemplazando los productos trigonométricos por sumas, da:

$$\begin{aligned} S(t) &= \frac{a_{11}}{2} \sin(\omega t + \Omega t) + \frac{a_{11}}{2} \sin(\omega t - \Omega t) - \frac{a_{12}}{2} \cos(\omega t + \Omega t) + \frac{a_{12}}{2} \cos(\omega t - \Omega t) \\ &\quad + \frac{a_{21}}{2} \cos(\omega t + \Omega t) + \frac{a_{21}}{2} \cos(\omega t - \Omega t) + \frac{a_{22}}{2} \sin(\omega t + \Omega t) - \frac{a_{22}}{2} \sin(\omega t - \Omega t) \end{aligned}$$

Es decir, reagrupando los términos asociados a las frecuencias de suma y de diferencia:

$$\begin{aligned} S(t) &= \left(\frac{a_{12} + a_{21}}{2} \right) \cos(\omega t - \Omega t) + \left(\frac{a_{11} - a_{22}}{2} \right) \sin(\omega t - \Omega t) \\ &\quad + \left(\frac{a_{21} - a_{12}}{2} \right) \cos(\omega t + \Omega t) + \left(\frac{a_{11} + a_{22}}{2} \right) \sin(\omega t + \Omega t) \end{aligned}$$

La transformación de coordenadas permite, entonces, controlar simultáneamente dos componentes espectrales simétricos, de amplitud y de fase arbitrarias, lo que da el medio para compensar un par de líneas producidas por no linealidad por medio de coeficientes de la matriz [A].

Principio del corrector de distorsión

La figura 23 ilustra los principios de un corrector de distorsión. El corrector calcula la fase de la señal de corrección multiplicando la fase de la señal útil por el rango (2 o 3) que corresponde al armónico que se desea eliminar y, aplica una transformación matricial con el fin de generar dos componentes de frecuencias simétricas que se añaden vectorialmente a las líneas parásitas creadas involuntariamente por distorsión armónica. En la práctica, el nivel de modulación se ajusta para que la amplitud de las líneas de imagen parásitas creadas por intermodulación de orden 2 y 3 sea inferior a -48 dBc. Esto permite ahorrar 8 bits en el formato de los datos del CORDIC ("Coordinate Rotation Digital Computer") y matrices de corrección de orden 2 y 3.

El procedimiento de corrección por demodulación sincrónica y por servocontrol cartesiano de los componentes parásitos descritos anteriormente permite beneficiarse de la precisión de la demodulación digital, lo que mejora los rendimientos de calidad espectral en una banda ancha de modulación y, permite beneficiarse de una mejor

- 5 tolerancia a las perturbaciones del entorno. La invención permite sintetizar señales sinusoidales de frecuencia ágil muy puras en una banda ancha instantánea, pudiéndose realizar la calibración durante el uso. Los coeficientes de corrección se mantienen en la memoria para estar disponibles inmediatamente después de un salto de frecuencia o para la generación de una forma de onda diferente, por ejemplo, una rampa de frecuencia. Las funciones de supervisión y de calibración automática pueden, por lo tanto, extenderse en una aplicación de tipo radar, como el ejemplo ilustrado en la figura 24. La función de supervisión puede organizarse ahí para supervisar la potencia y la calidad de la señal tomada después de un transmisor, con el fin de corregir los defectos de un amplificador actuando sobre una señal compleja de modulación.

REIVINDICACIONES

1. Procedimiento de cancelación de componentes espectrales parásitos que comprende la fuga de la portadora, la línea de imagen y, al menos, otra línea de intermodulación de una señal analógica generada por un dispositivo que permite modular una señal analógica a partir de una señal digital de modulación, comprendiendo el dispositivo un generador (2) de forma de onda y de un receptor (22) de supervisión en un bucle cerrado de servocontrol, comprendiendo el receptor de supervisión osciladores digitales (DDS_2, DDS_3) y una PLL (15) que multiplica la frecuencia asociada a un oscilador digital (DDS_2) por un coeficiente multiplicador entero para permitir una demodulación coherente sin deslizamiento de fase de la señal analógica modulada (RF_OUT) producida por el dispositivo, siendo servocontrolada la señal digital de modulación sobre la señal analógica para cancelar componentes parásitos presentes en la señal analógica, comprendiendo el procedimiento:
 - una fase de sincronización de los osciladores digitales (DDS_2, DDS_3) del receptor de supervisión;
 comprendiendo el procedimiento para cada componente espectral parásito:
 - una fase de sincronización de la fase del generador (2) de forma de onda y de la fase del receptor (22) de supervisión, para definir una matriz de compensación (D_{ij} , a_{ij} , b_{ij}) entre un plano cartesiano asociado a la medición y un plano cartesiano asociado a la modulación;
 - una fase de medición vectorial de los componentes espectrales parásitos en el plano cartesiano asociado a la medición con ayuda del multiplicador de frecuencia asociado al oscilador digital (DDS_2);
 - Una fase de establecimiento de los coeficientes de la matriz de compensación destinada a cancelar el componente espectral parásito, derivándose dichos coeficientes de los componentes espectrales parásitos medidos en el plano cartesiano asociado a la medición;
 - Una fase de compensación que consiste en multiplicar la frecuencia Ω de la señal de modulación o un armónico de la frecuencia Ω por la matriz de compensación determinada para cada componente parásito (D_{ij} , a_{ij} , b_{ij}).
2. Procedimiento según la reivindicación 1, **caracterizado porque** la fase de medición de los componentes espectrales parásitos usa filtros capaces de discriminar los diferentes componentes espectrales en la señal analógica modulada, sin interferir con las líneas parásitas generadas por el dispositivo usado para realizar la medición.
3. Procedimiento según la reivindicación 2, **caracterizado porque** los filtros implementados combinan un plan de frecuencias con filtros de promedio deslizante, siendo los filtros de promedio deslizante óptimos en ruido y teniendo sus ceros de transmisión distribuidos de manera regular en el plano de frecuencias, para que los componentes parásitos se coloquen en ceros de potencia.
4. Procedimiento según la reivindicación 1, **caracterizado porque** los componentes parásitos incluyen:
 - una fuga de la portadora y/o;
 - una línea de imagen, y/o;
 - líneas de intermodulación de orden 2 y/o;
 - líneas de intermodulación de orden 3.

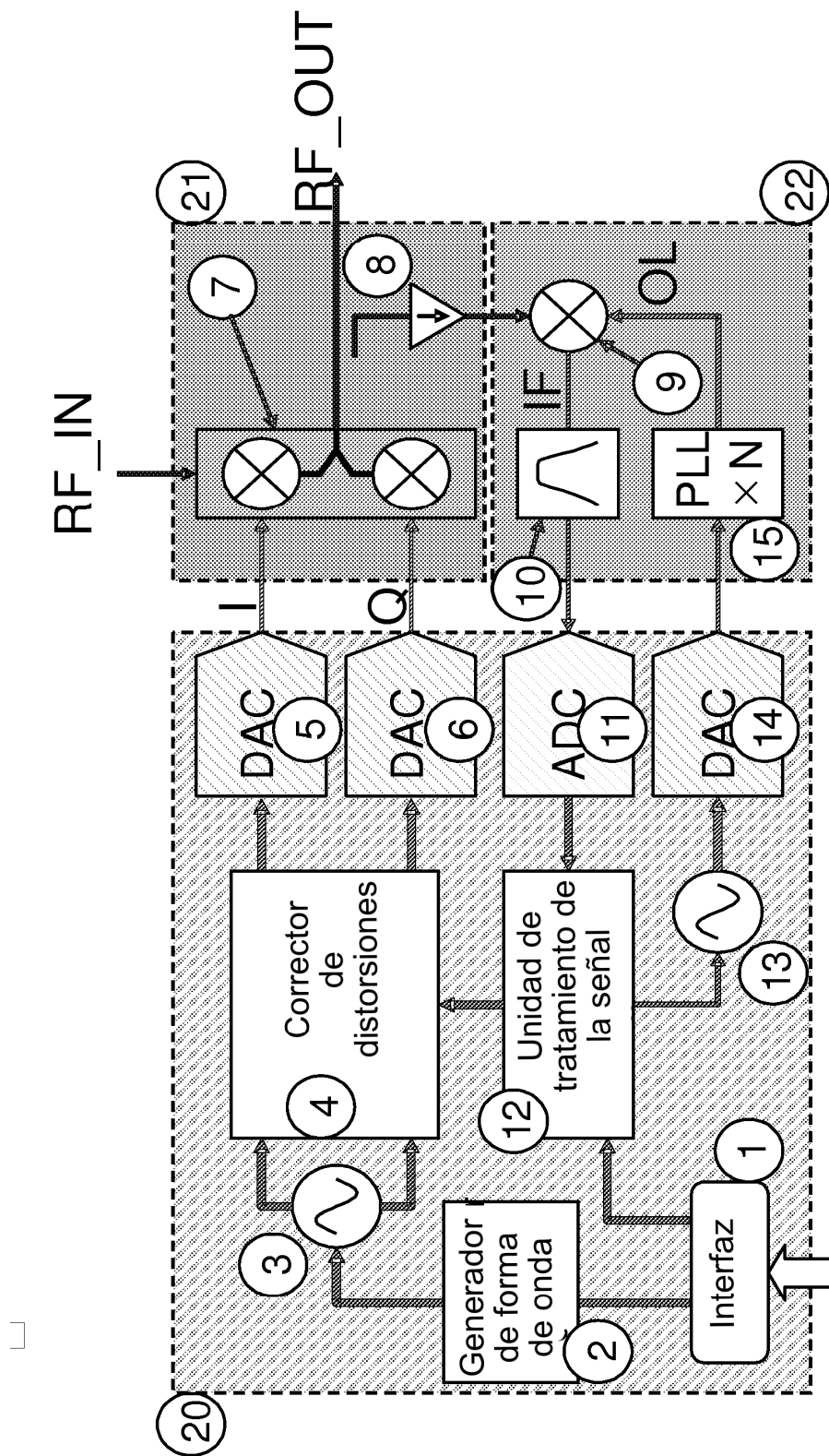


FIG 1

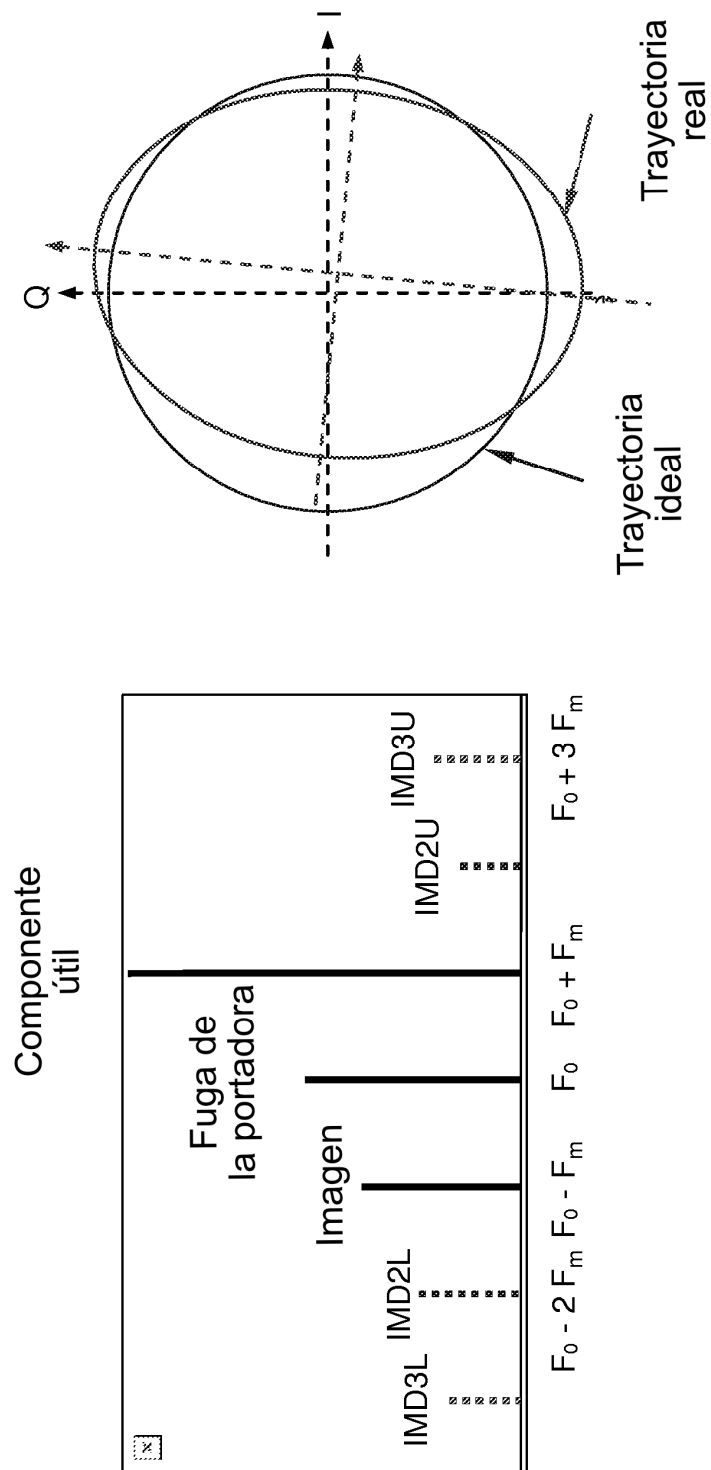


FIG 2

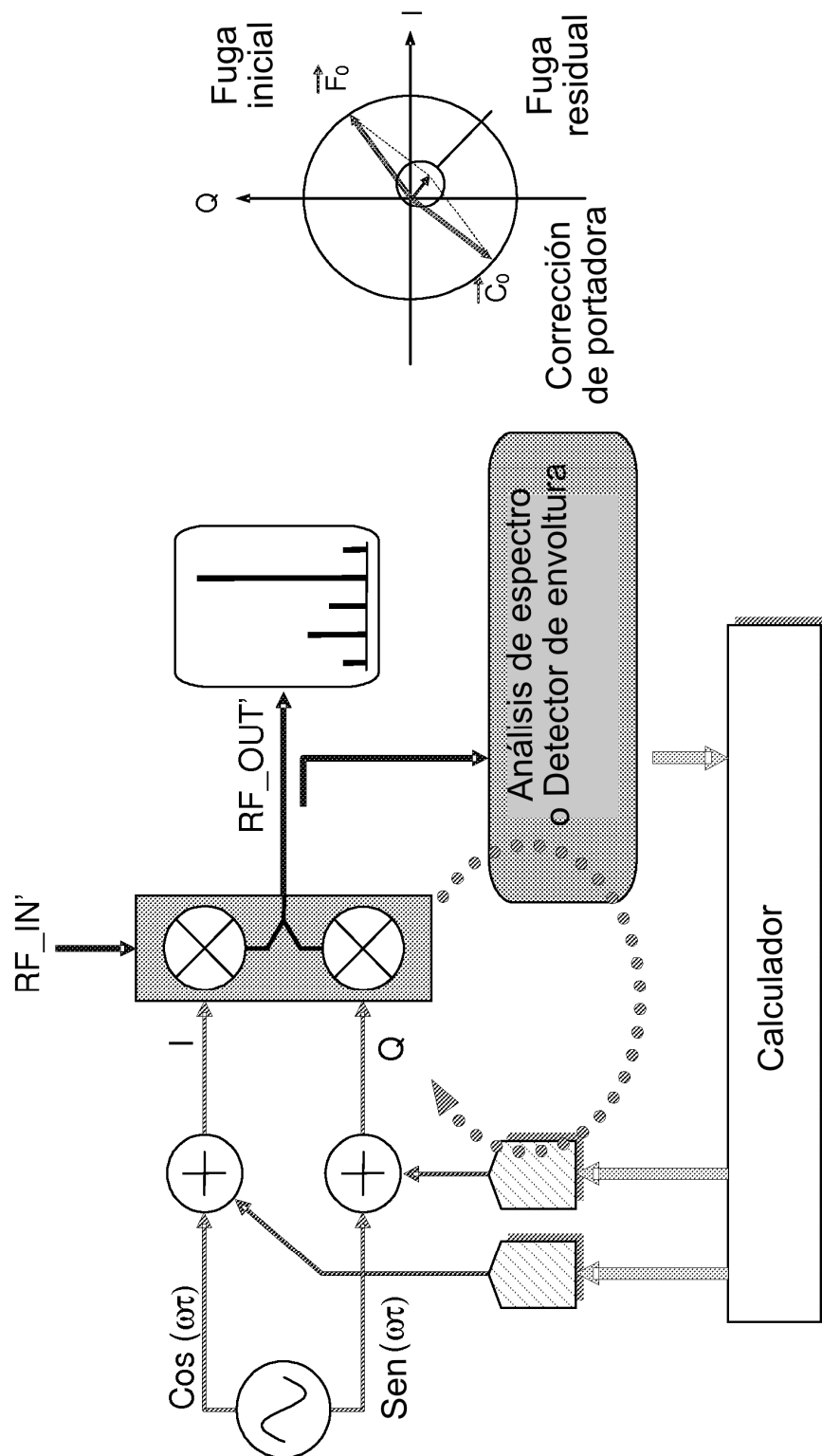


FIG 3

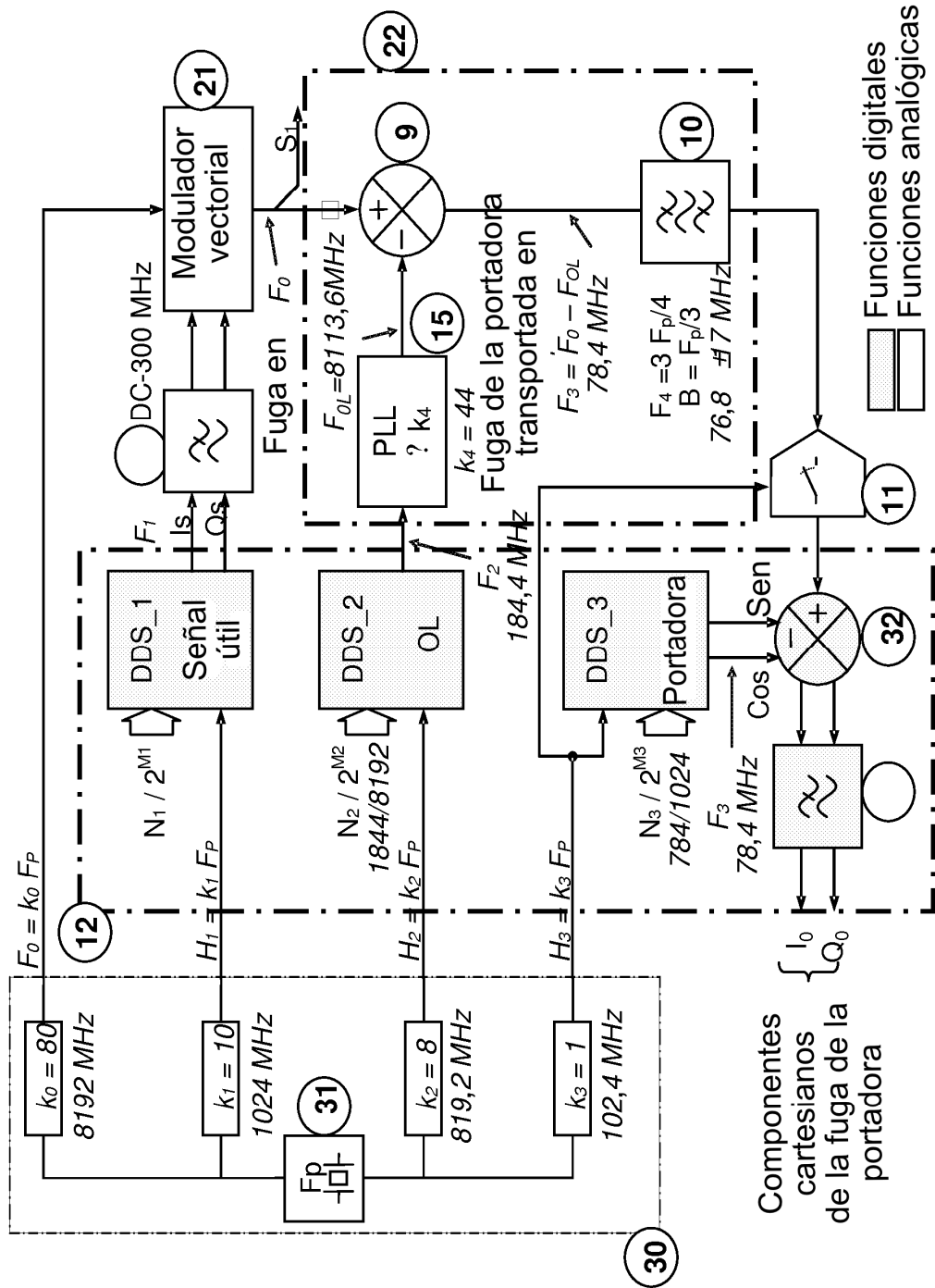


FIG 4

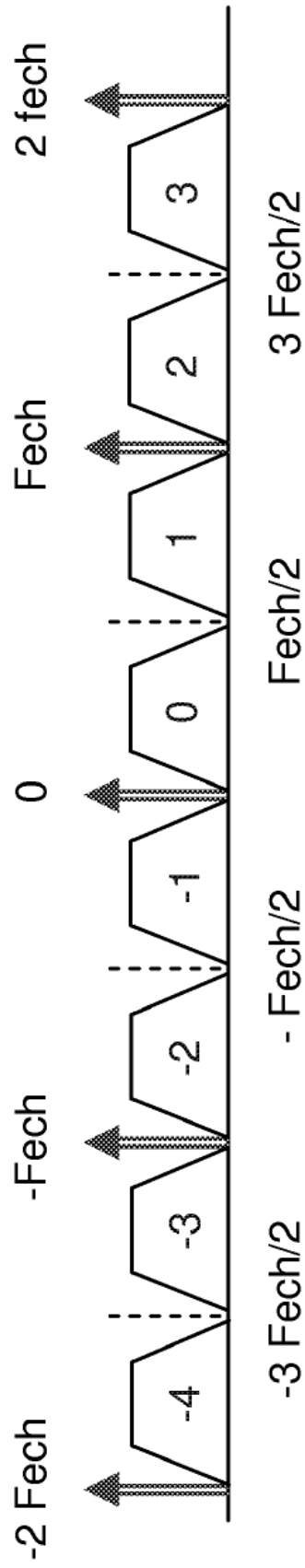


FIG 5

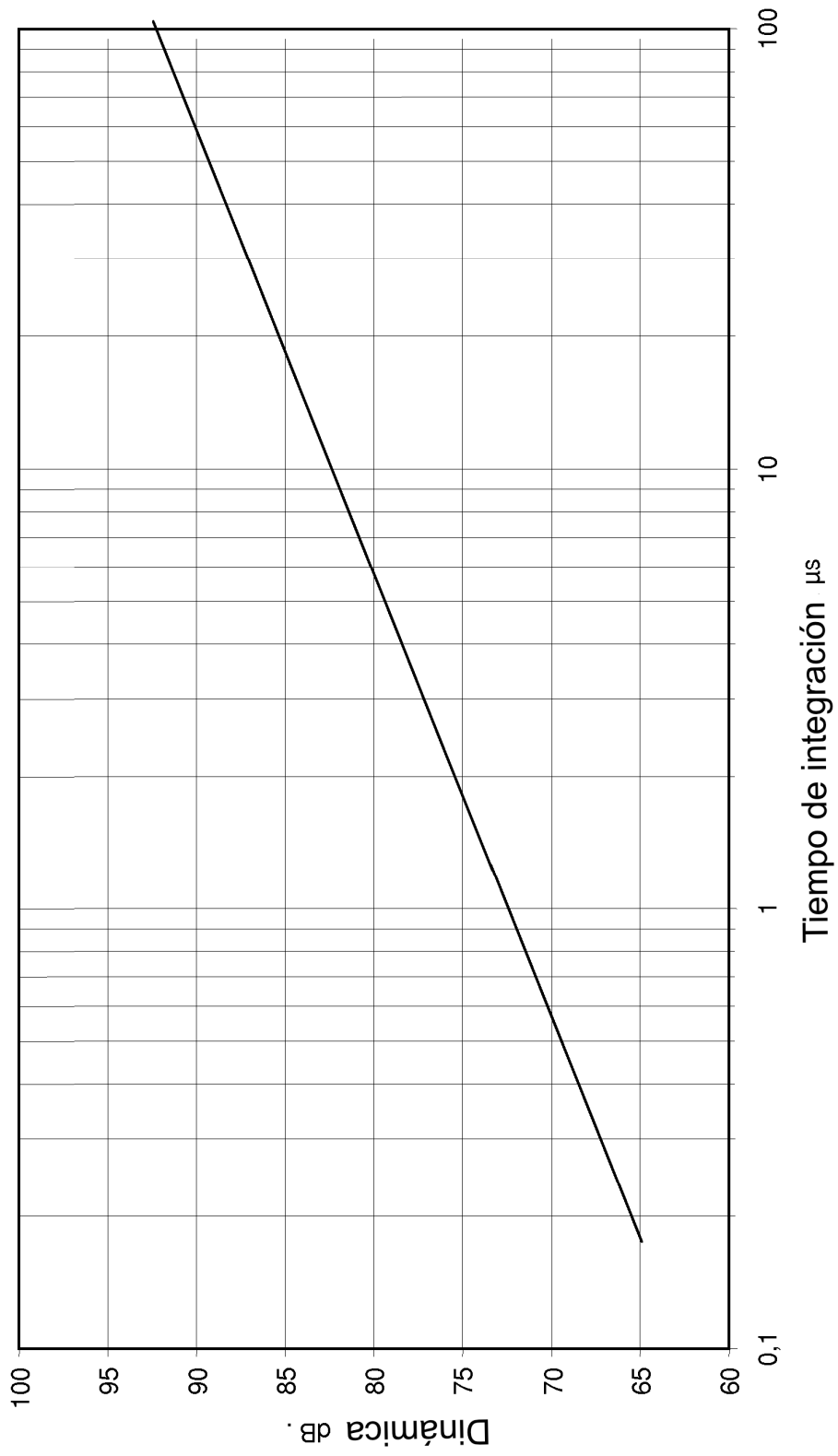


FIG 6

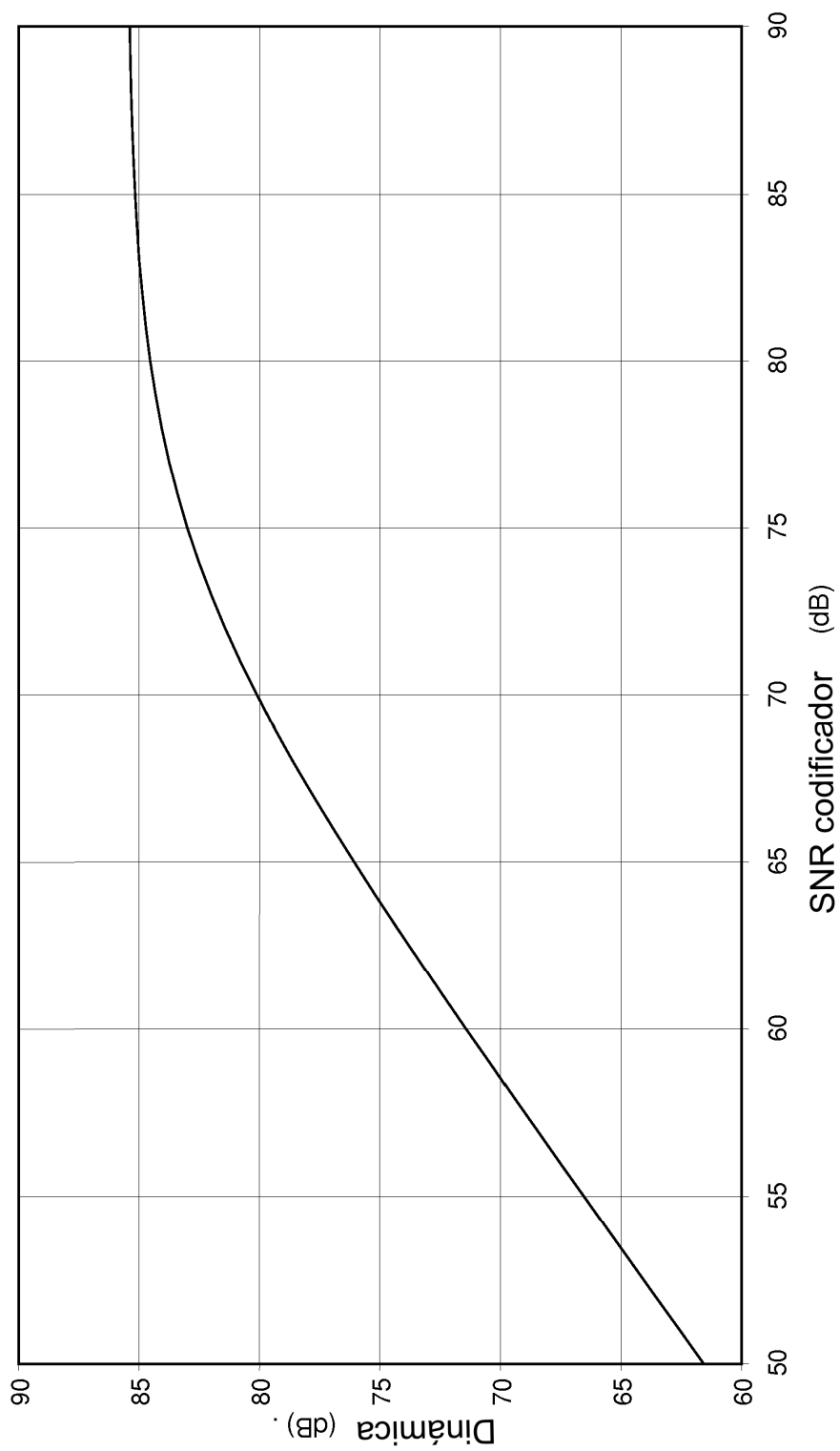


FIG 7

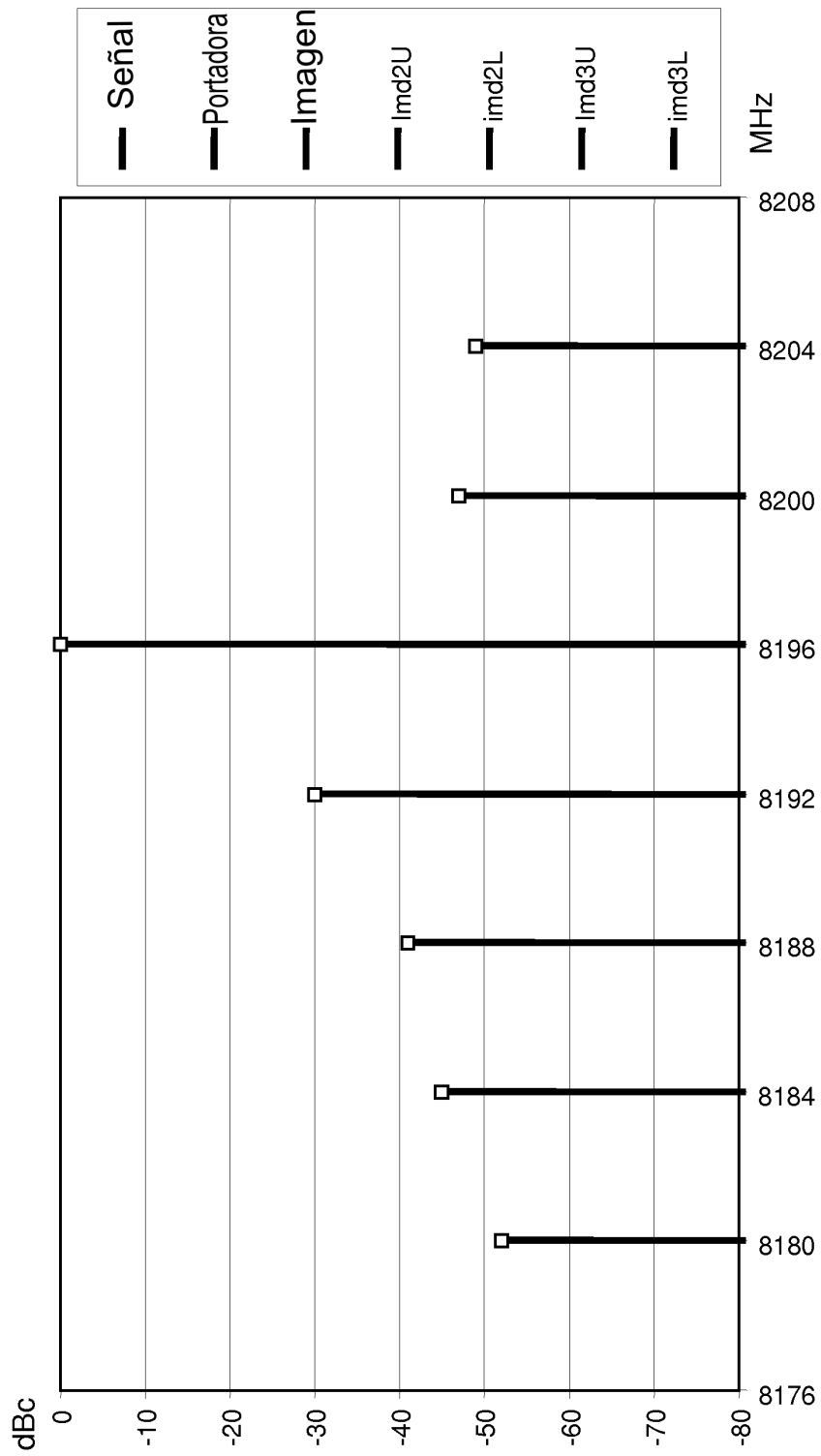


FIG 8

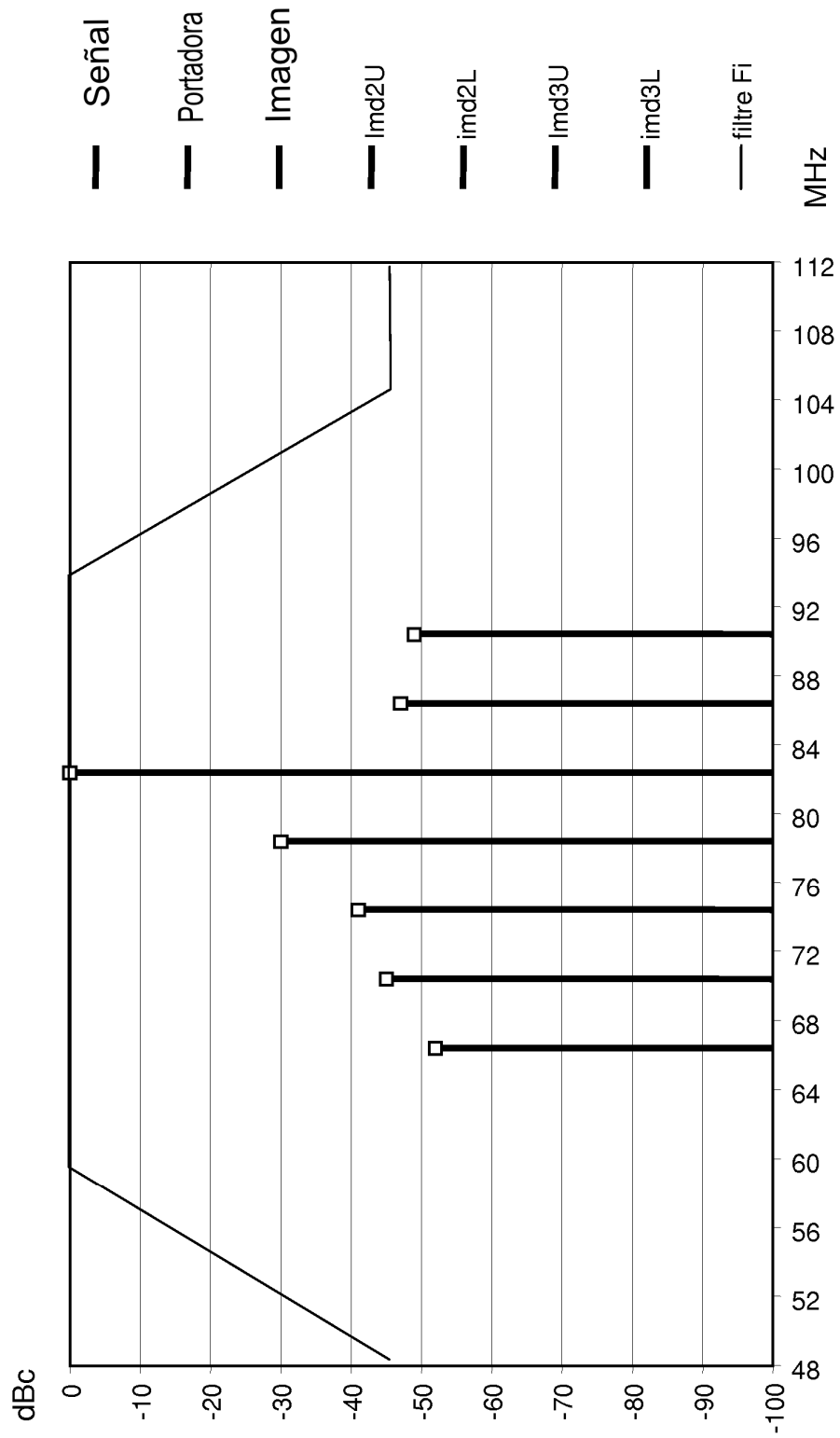


FIG 9

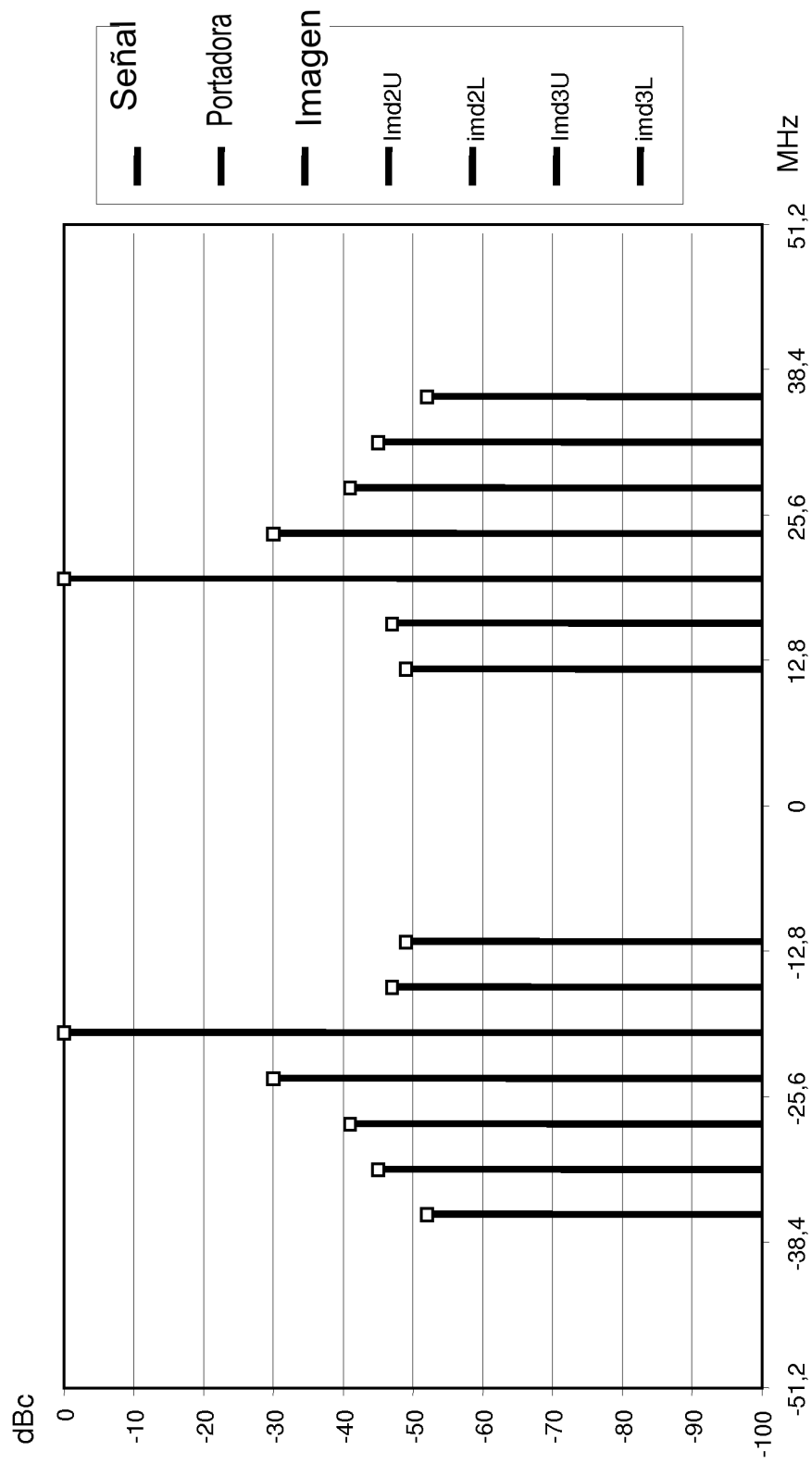


FIG 10

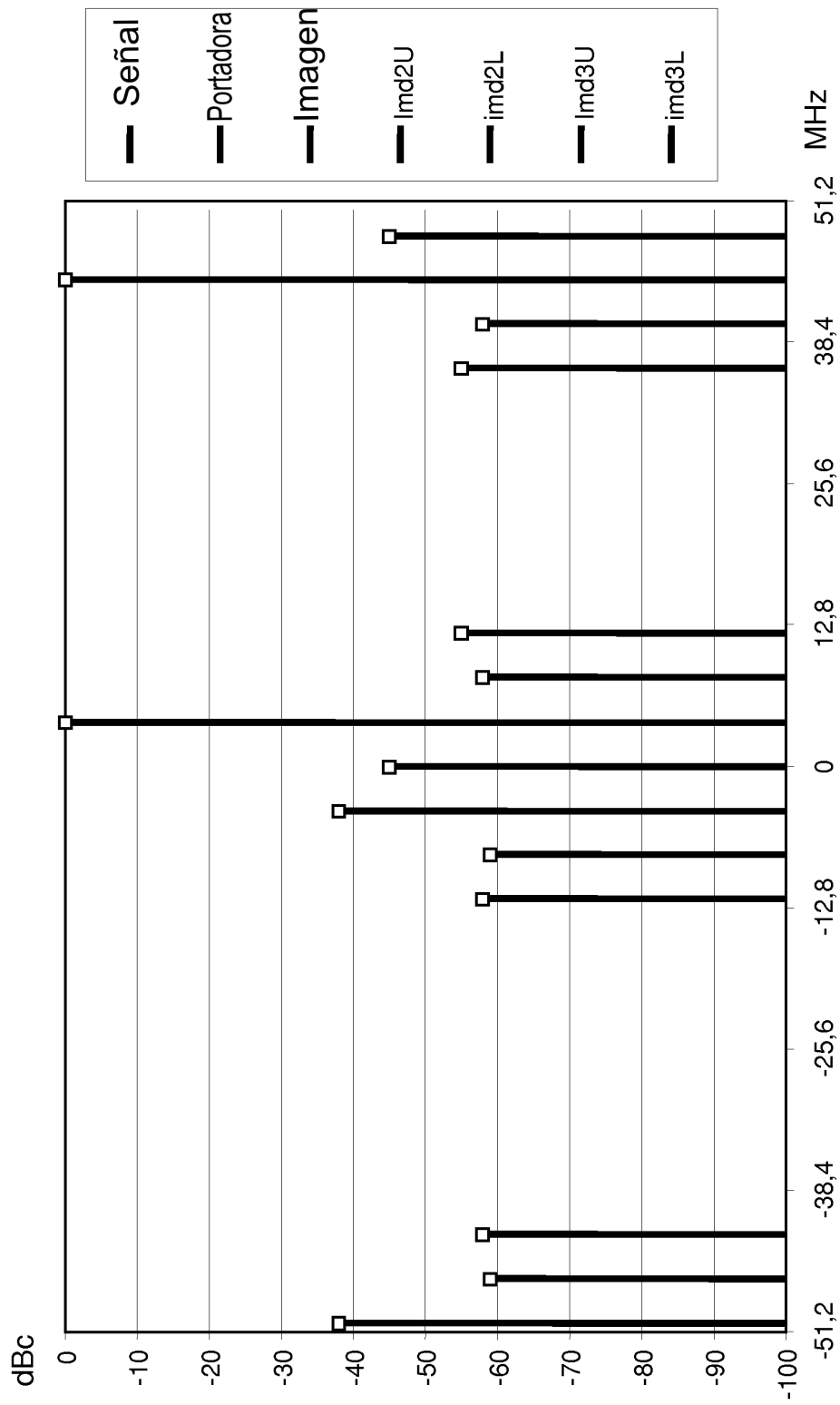


FIG 11

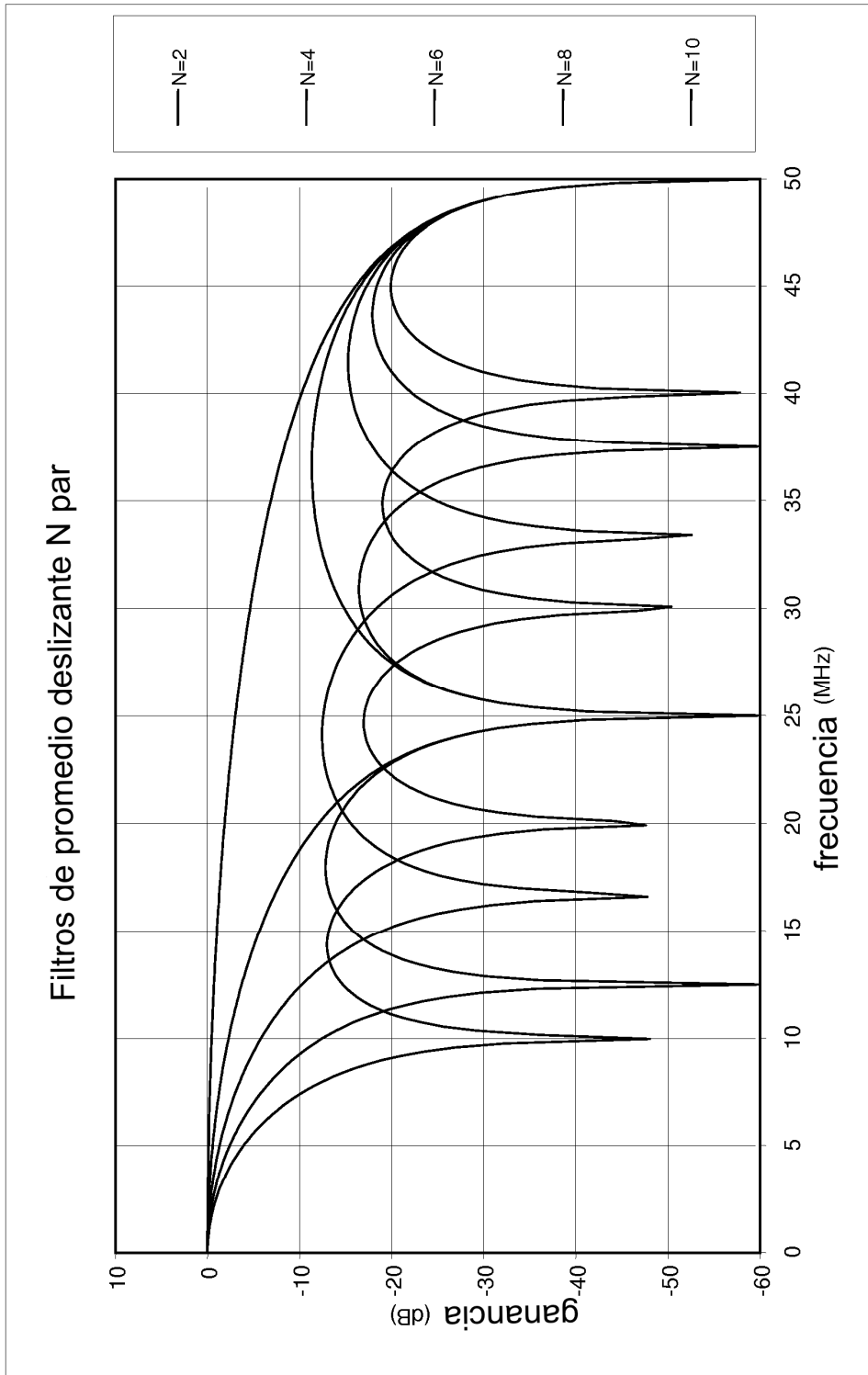


FIG 12

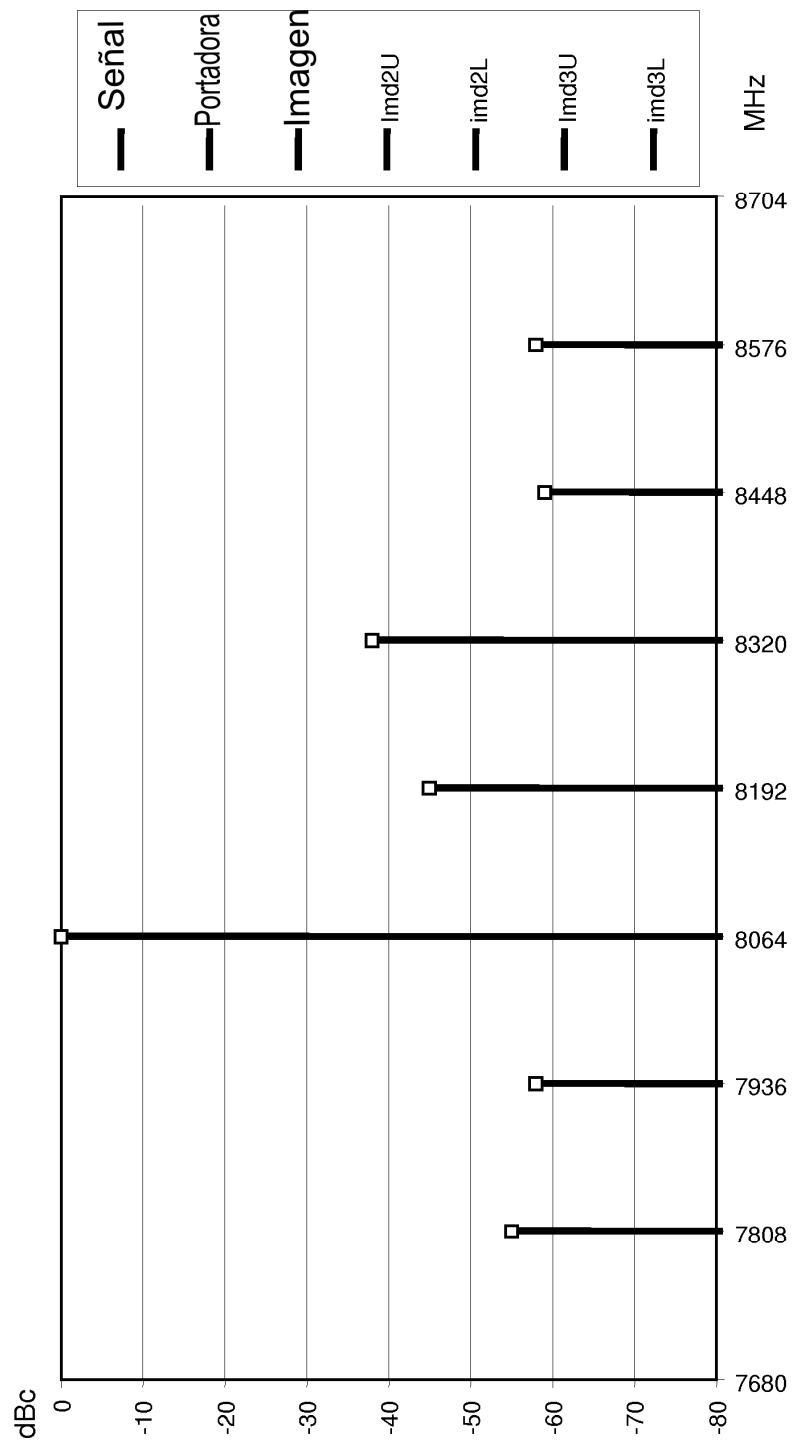


FIG 13

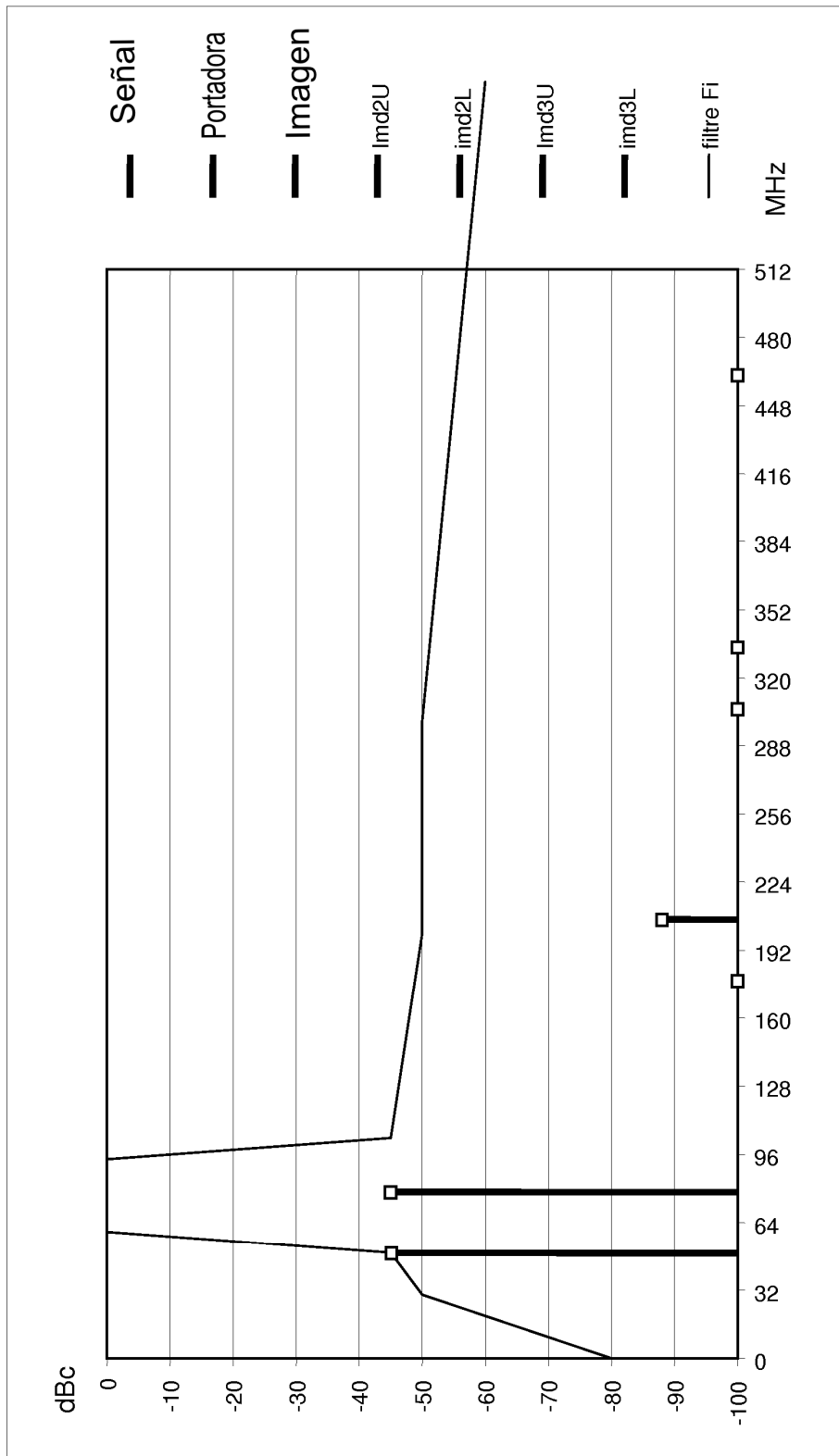


FIG 14

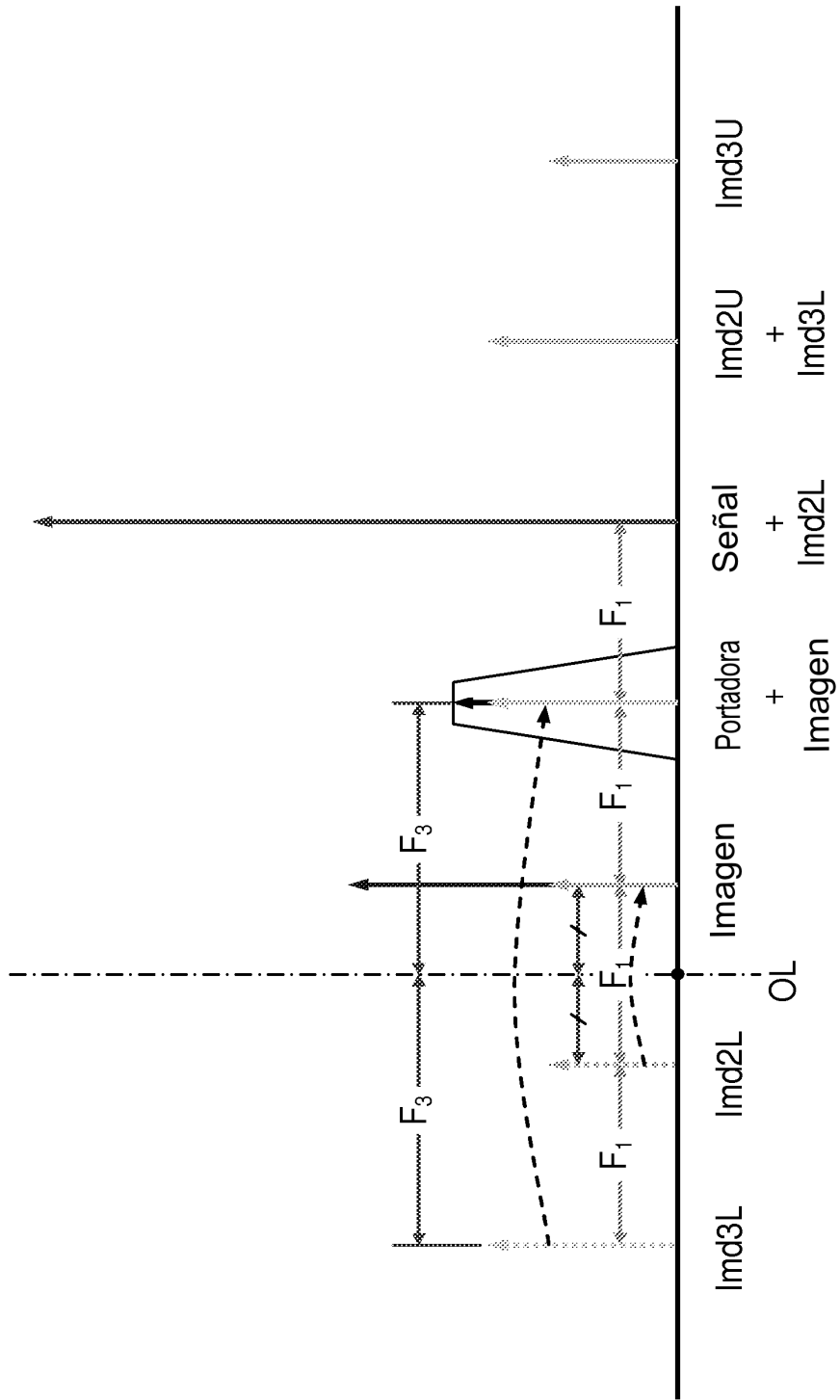


FIG 15

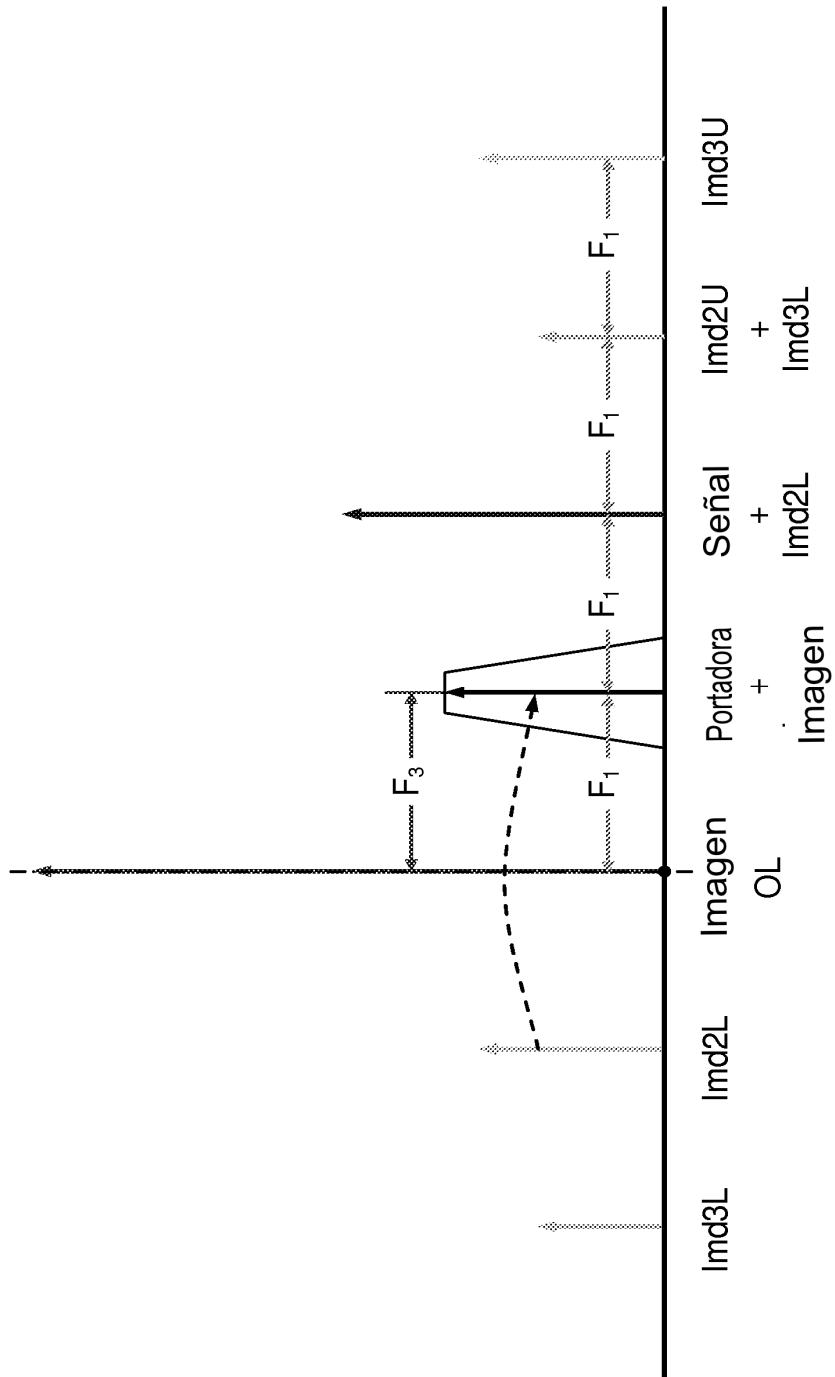


FIG 16

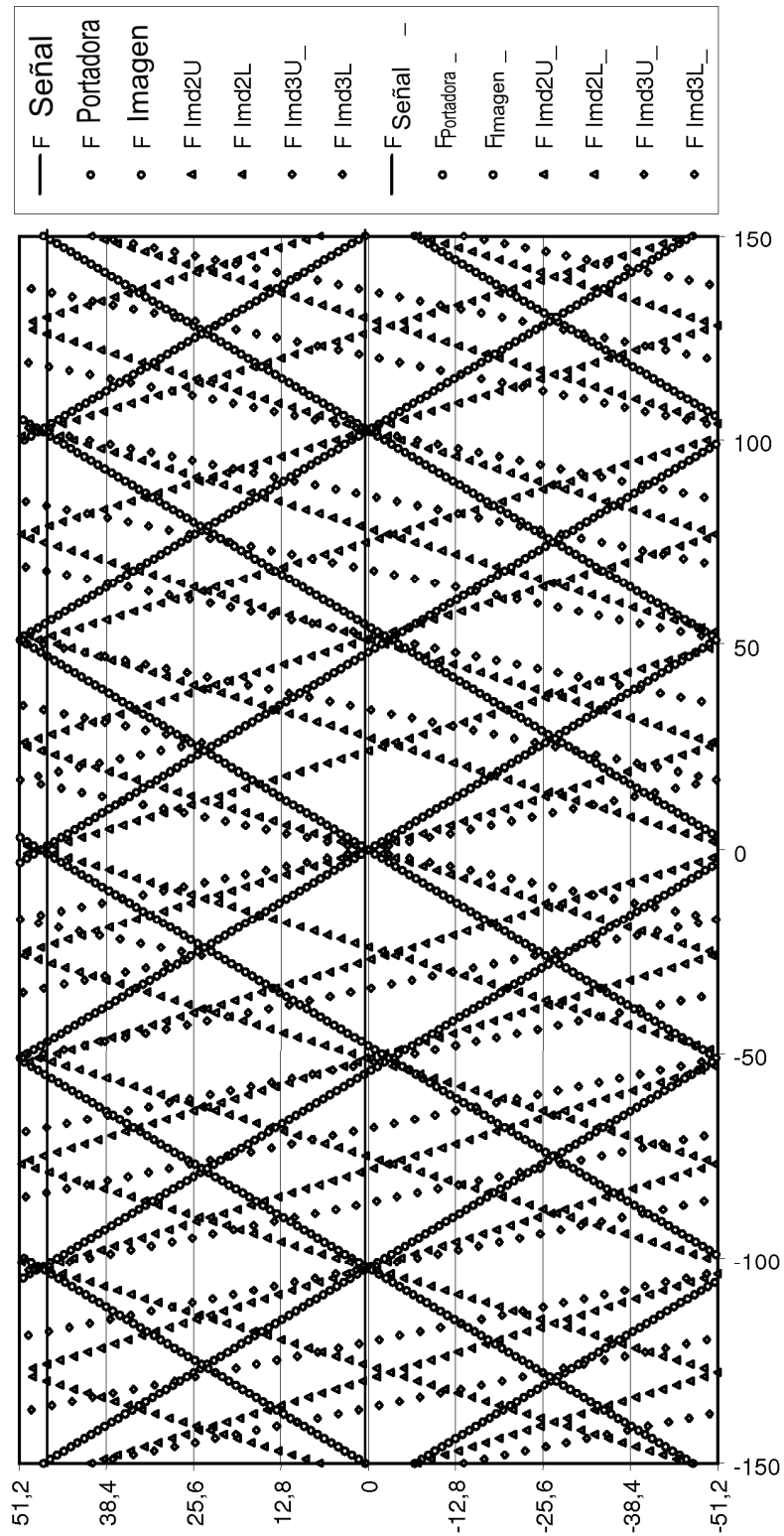


FIG 17

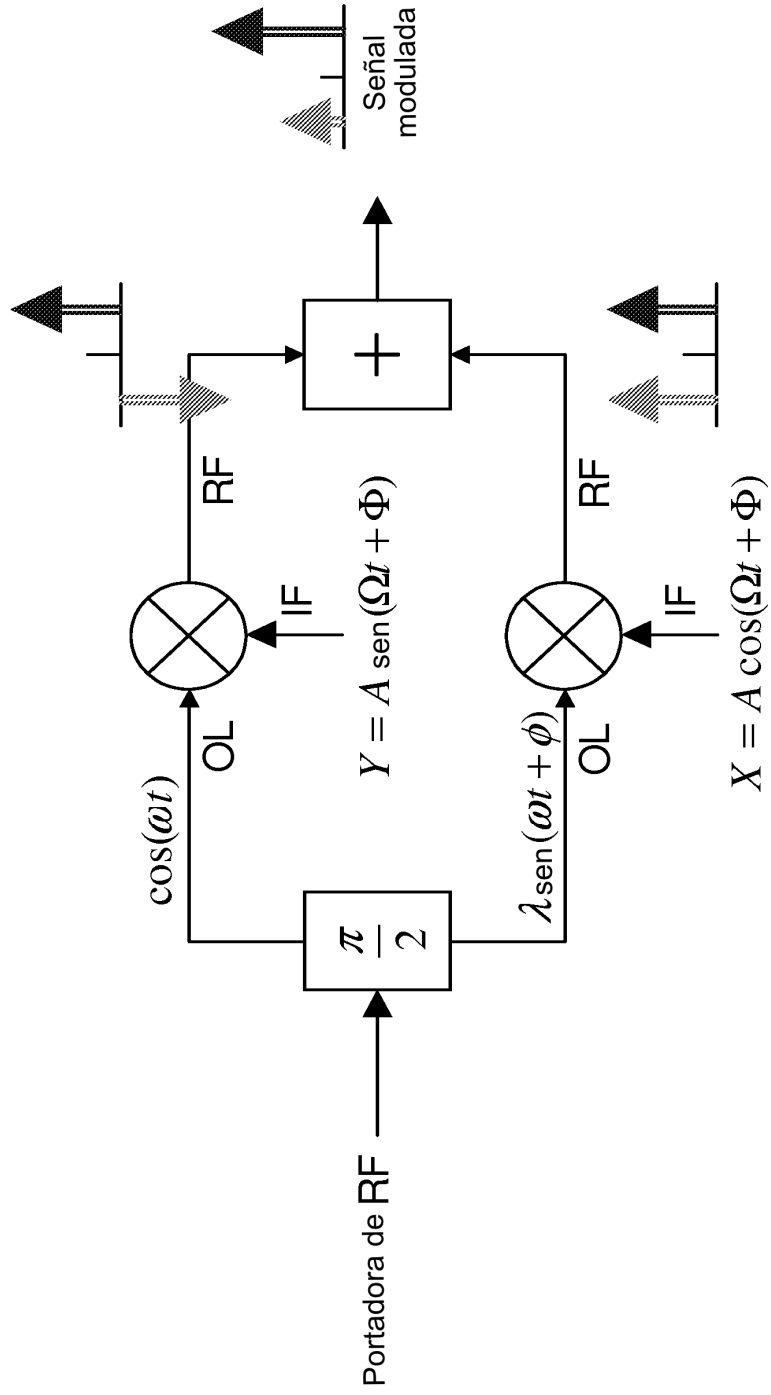


FIG 18

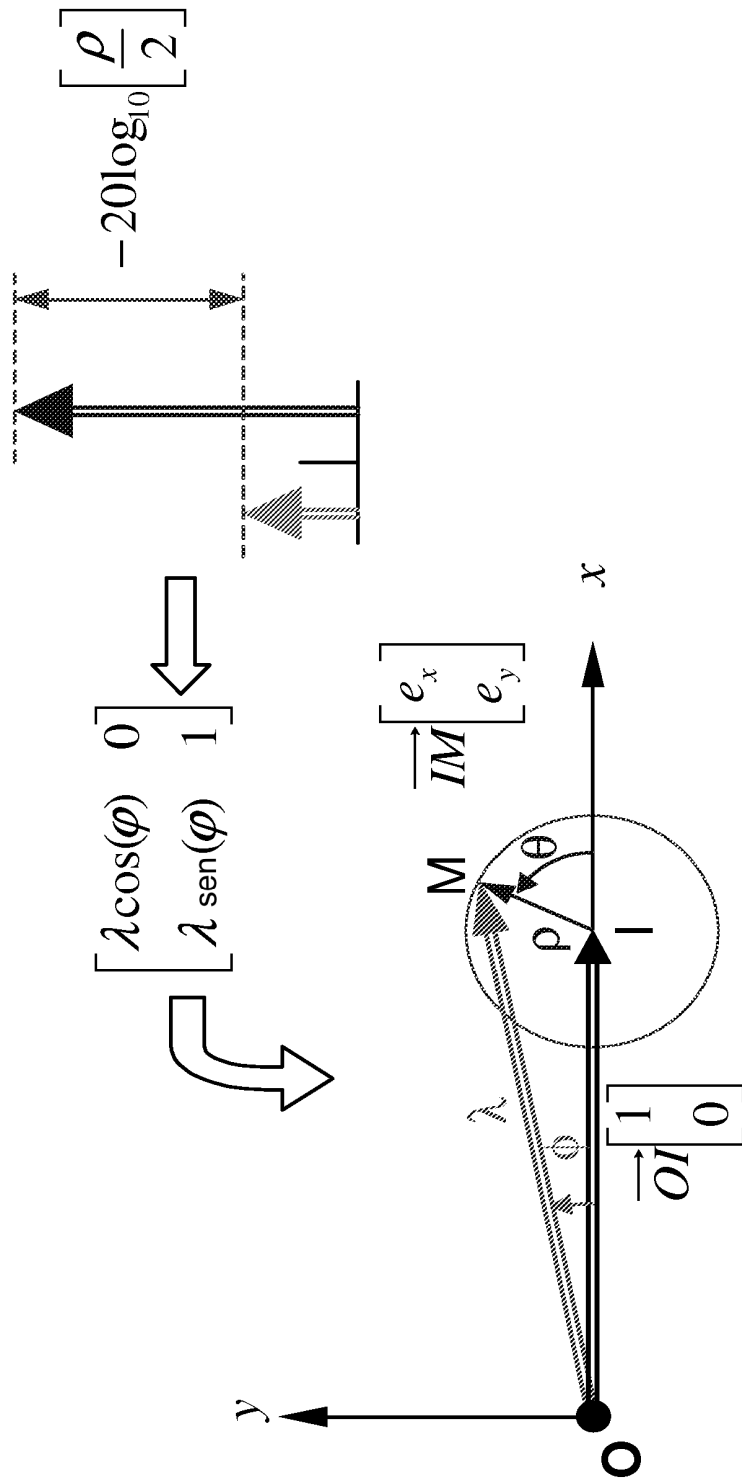


FIG 19

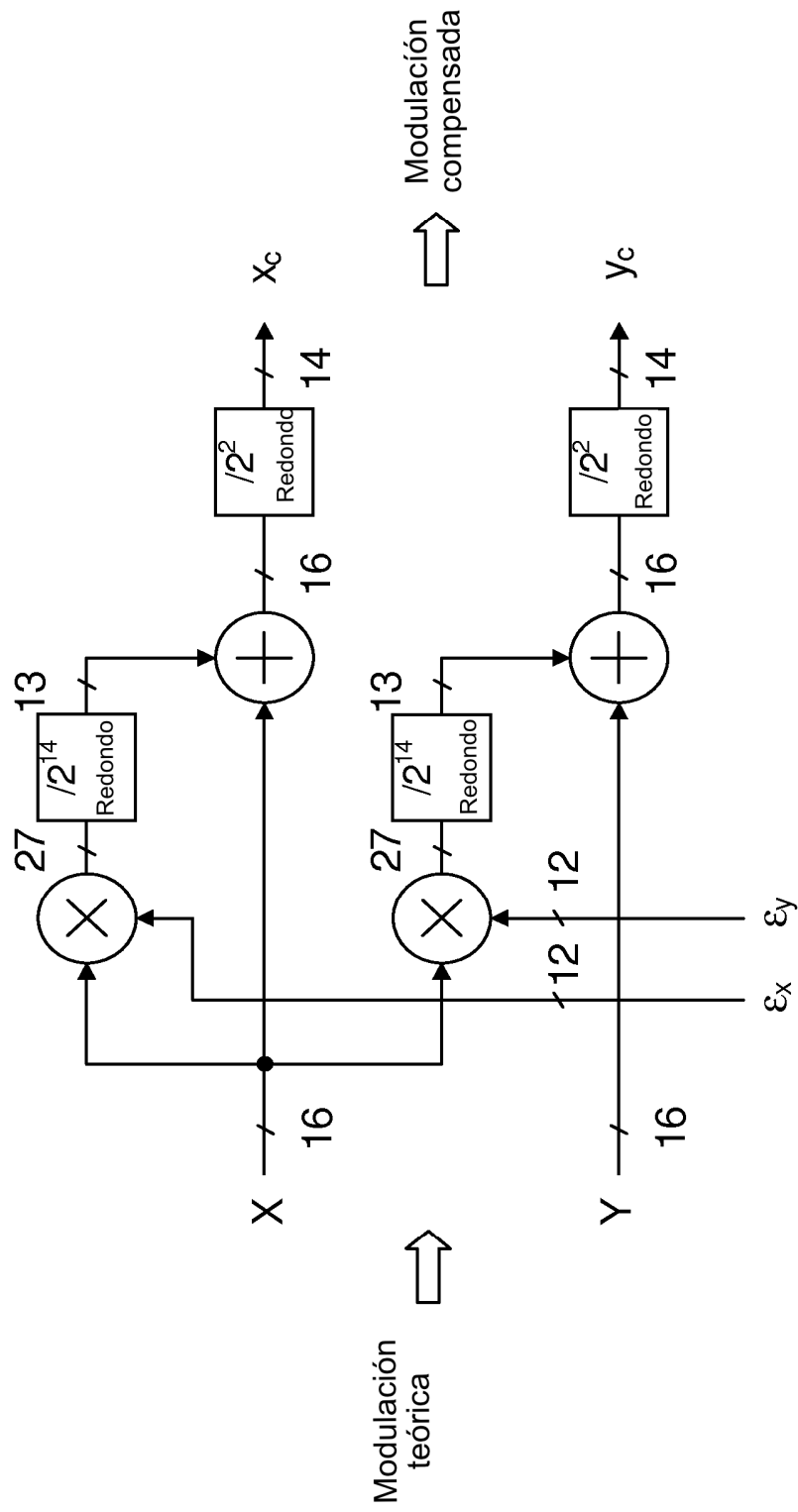


FIG 20

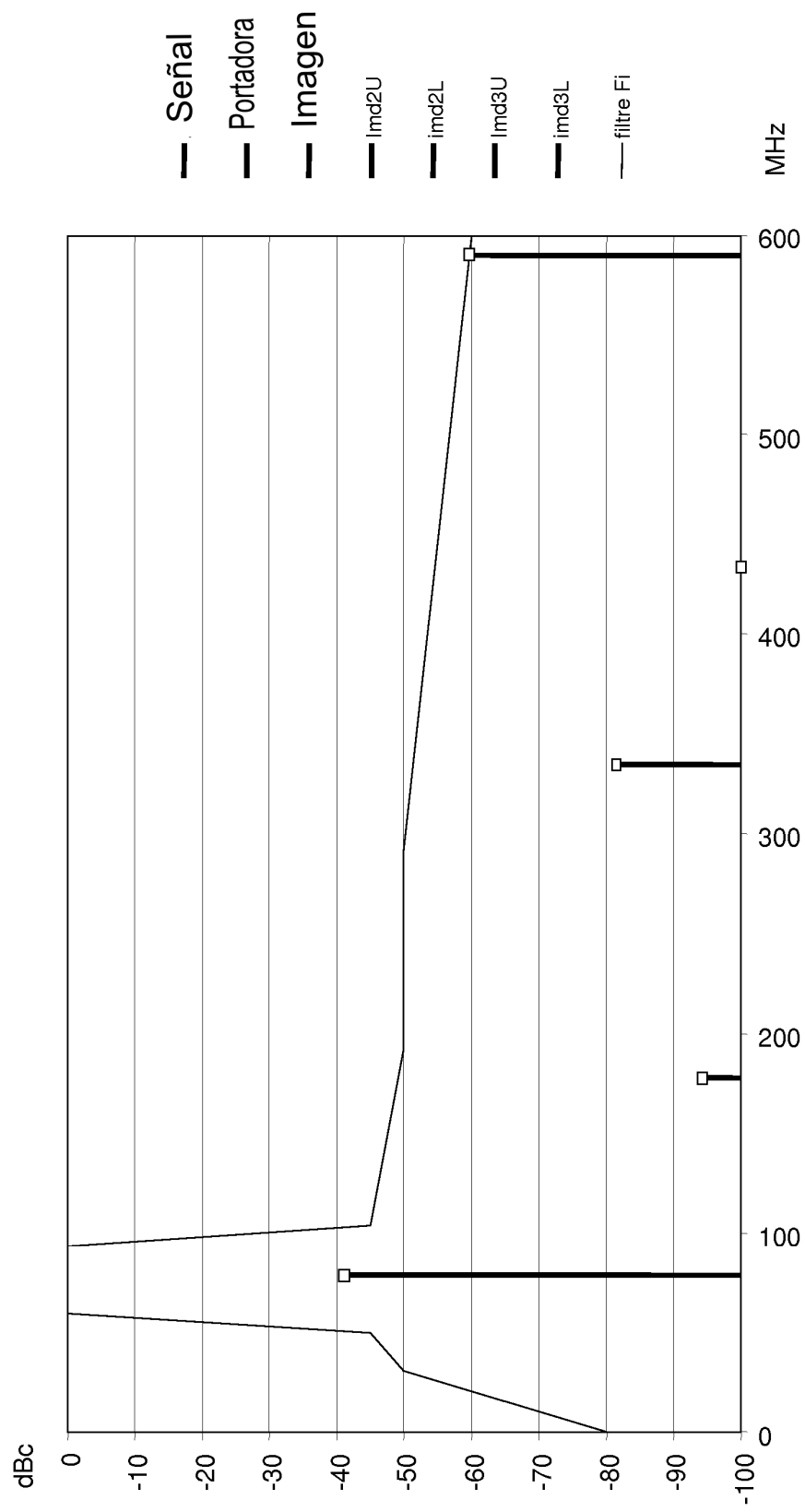


FIG 21

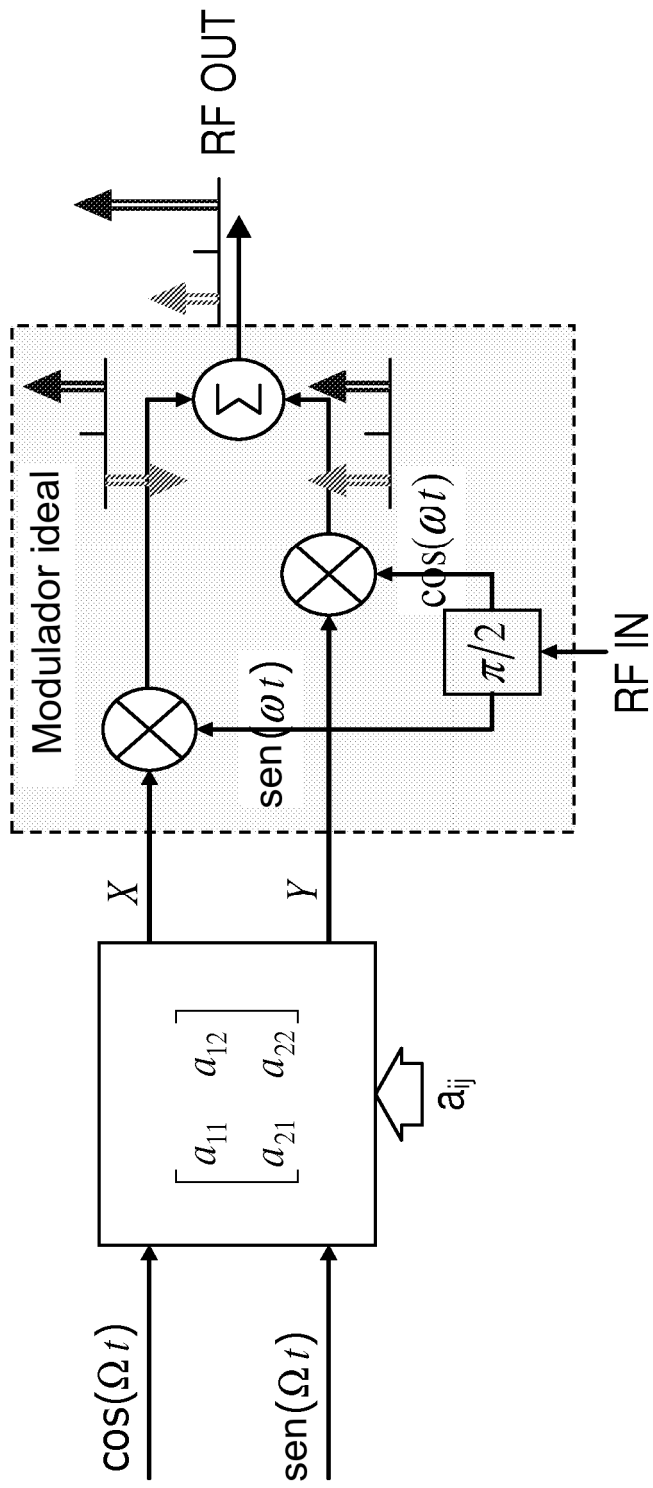


FIG 22

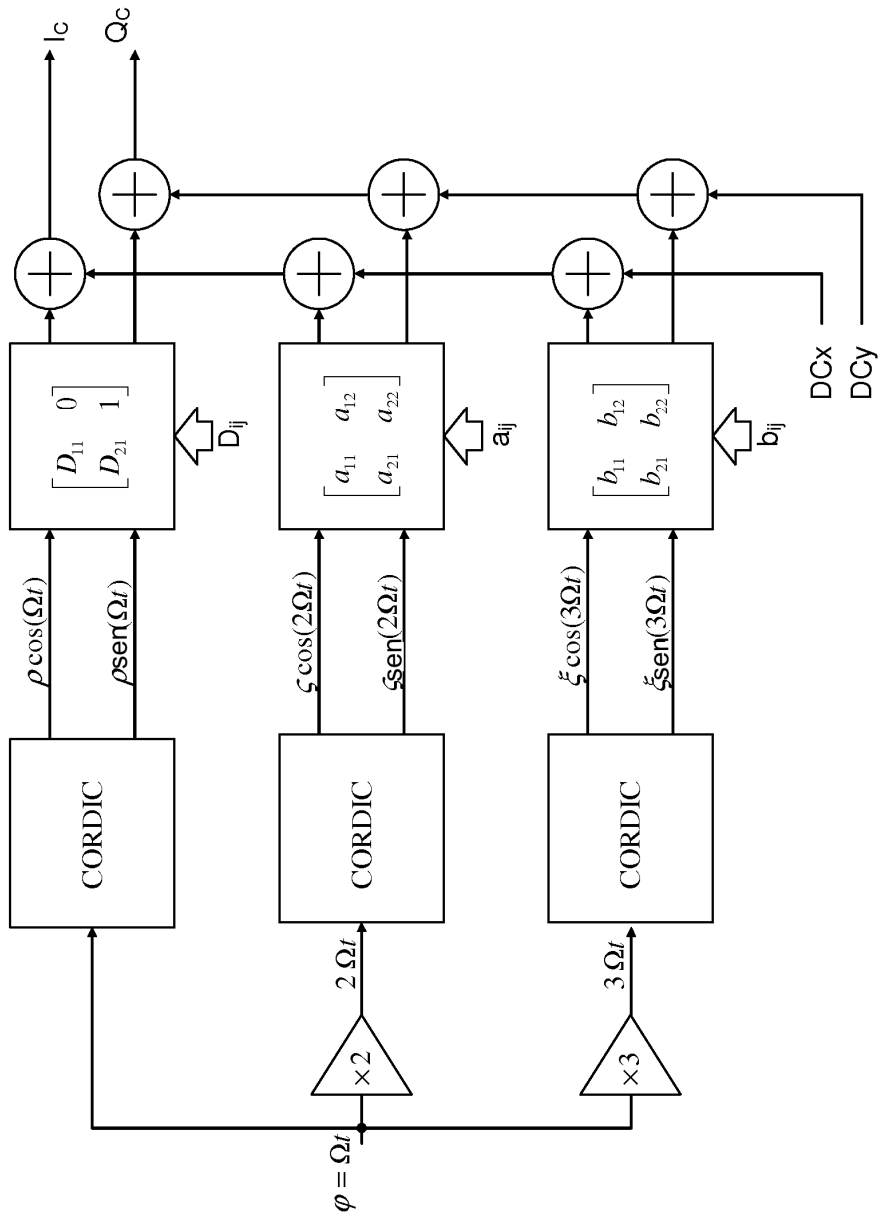


FIG 23

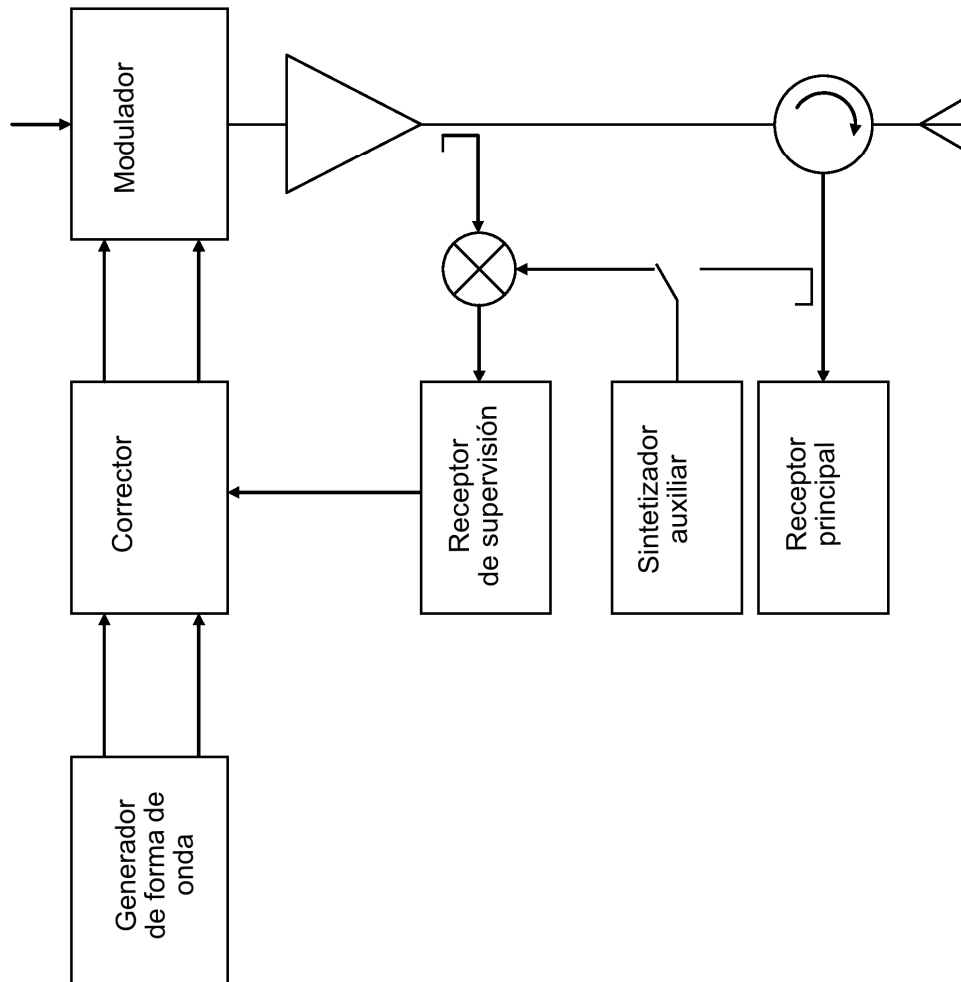


FIG 24