



(19)



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA

(11) Número de publicación: **2 269 334**

(51) Int. Cl.:
H03D 3/00 (2006.01)
H04B 1/30 (2006.01)

(12)

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

(86) Número de solicitud europea: **01660241 .9**
(86) Fecha de presentación : **20.12.2001**
(87) Número de publicación de la solicitud: **1220441**
(87) Fecha de publicación de la solicitud: **03.07.2002**

(54) Título: **Sistema y procedimiento de recepción de conversión directa, especialmente un sistema de recepción GPS con filtrado de paso alto.**

(30) Prioridad: **22.12.2000 FI 20002832**

(45) Fecha de publicación de la mención BOPI:
01.04.2007

(45) Fecha de la publicación del folleto de la patente:
01.04.2007

(73) Titular/es: **Nokia Corporation**
Keilalahdentie 4
02150 Espoo, FI

(72) Inventor/es: **Asikainen, Kalle y**
Takalo, Tomi-Pekka

(74) Agente: **Curell Suñol, Marcelino**

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

Sistema y procedimiento de recepción de conversión directa, especialmente un sistema de recepción GPS con filtrado de paso alto.

Antecedentes de la invención

La presente invención se refiere generalmente a receptores de radio de conversión directa y a procedimientos de conversión directa, especialmente para señales de la portadora moduladas en fase que transmiten información digital. La invención también se refiere a la supresión de desplazamientos de corriente continua (CC) generados en los receptores.

En la modulación digital, la señal de modulación es digital, contiene un flujo de bits de “unos” y “ceros” y se mezcla en un modulador con una señal de la portadora para la transmisión. Los esquemas de modulación básicos son modulación por desplazamiento de amplitud (ASK), modulación por desplazamiento de frecuencia (FSK) y modulación por desplazamiento de fase (PSK). En la modulación PSK, las señales que representan los estados “1” y “0” presentan una diferencia en fase. En la modulación por desplazamiento de fase binaria (BPSK), la fase presenta dos estados diferentes. En la modulación por desplazamiento de fase cuaternaria (QPSK), la fase presenta cuatro estados diferentes. En la modulación digital, los cambios en la forma de onda de señal modulada dispersan la potencia de la señal a una gama de frecuencia ancha. El espectro de la señal comprende normalmente un lóbulo principal ancho a una frecuencia portadora. El lóbulo principal presenta lóbulos laterales más pequeños alrededor del mismo en una escala de frecuencia. Antes de la modulación, en una corriente continua (CC) o banda de base, el espectro es justamente una mitad de ésta y la frecuencia portadora representa una frecuencia cero (0 Hz). Los lóbulos están separados por muescas, es decir, puntos nulos situados en múltiplos de la velocidad de transmisión de datos (que incluyen el múltiplo de 1), es decir, la velocidad de transmisión de bits (bits por segundo) desde la frecuencia portadora.

Los receptores de conversión directa, es decir los receptores IF cero se conocen en la técnica. En un receptor IF cero (IF, frecuencia intermedia) las señales recibidas se mezclan con una salida de un oscilador de conversión descendente para trasladar la señal recibida a la banda de base. Un oscilador de conversión descendente es un oscilador local que genera una señal en la frecuencia portadora. La señal de entrada modulada en fase se divide en dos bifurcaciones y la frecuencia del oscilador local se mezcla con las dos bifurcaciones (la otra con una diferencia de fase de 90°). La señal mezclada de salida en una bifurcación sin desplazamiento de fase es la señal en fase (I) y la otra que presenta una diferencia en fase de 90° es la señal en cuadratura (Q). Los filtros complejos o de paso bajo están previstos para eliminar productos de suma no deseados provocados por las no linealidades del mezclador de la mezcla. Las señales I/Q se preamplifican en caso necesario y se introducen en conversores analógicos a digitales (ADC) para el tratamiento de señales. Una señal remodulada se calcula a partir de las señales I y Q empleando un sistema de procesador (DSP, digital signal processing, tratamiento de señal digital). Las señales I y Q también exhiben desplazamientos CC.

En los receptores de conversión directa, la señal de

la portadora pura da lugar a una señal CC en la salida del mezclador. Otras señales no deseadas en la entrada del mezclador dan lugar a productos de mezcla, cuyo espectro está situado alrededor de la CC. Otras fuentes de desplazamiento CC incluyen la sincronización de un oscilador local a una frecuencia portadora y los desplazamientos CC en amplificadores y otros elementos de circuito del receptor debido a la temperatura, edad, cruce, etc. La ganancia alta del sistema de circuitos de banda de base del receptor amplifica los desplazamientos CC hasta el punto de que el intervalo operativo del sistema de circuitos se supera. A menudo, el desplazamiento CC se compensa utilizando un sistema de circuitos de anulación CC que mide el desplazamiento antes de la recepción y lo anula mediante un voltaje que se carga en un condensador grande. Los transmisores de nivel alto, que interfieren en la recepción de una señal en una señal de transmisión de nivel más bajo, e inician o detienen su transmisión durante la recepción de un dispositivo de espectro ensanchado, modifican el desplazamiento CC y por tanto provocan un mal funcionamiento en el receptor. La compensación de desplazamiento CC debería estar activa durante la recepción real de espectro ensanchado, lo que, por otro lado, da como resultado un sistema de circuitos de compensación más complicado.

Los voltajes de desplazamiento CC presentan un gran intervalo dinámico cuando se comparan con un espectro de señal útil, dando como resultado una saturación del amplificador o problemas con la conversión analógico-digital. Un procedimiento para bloquear los desplazamientos CC es acoplar CA la salida del mezclador con un gran condensador de acoplamiento para generar una muesca estrecha a una frecuencia CC. Los condensadores grandes se emplean para facilitar el uso de frecuencias angulares muy bajas cercanas a la frecuencia cero. La parte de la señal modulada centrada alrededor de la frecuencia portadora se pierde también, de modo que se provoca una distorsión en la demodulación, dado que las frecuencias de muesca CC contienen información.

Los condensadores grandes necesitan una capacidad de accionamiento de corriente elevada que consume mucha potencia y emplean mucho espacio en placas de circuito impreso (PCB).

La patente US nº 6.160.858 describe un receptor GPS para tratar señales moduladas en fase. El documento GB 2347284 A describe un receptor de conversión directa que presenta un desplazamiento de frecuencia pequeño.

Sumario de la invención

Un objetivo de la presente invención es proporcionar un procedimiento en un receptor de conversión directa para tratar señales de radio recibidas que se modulan y se centran a una frecuencia portadora tal como se expone en el preámbulo de la reivindicación 1. Según la invención reivindicada, este objetivo se consigue mediante un procedimiento caracterizado por lo que se presenta en la parte caracterizadora de la reivindicación 1.

Otro objetivo de la presente invención es proporcionar un receptor de conversión directa para tratar señales de radio moduladas que se centran a una frecuencia portadora tal como se expone en el preámbulo de la reivindicación 5. Según la invención reivindicada, este objetivo se consigue mediante un receptor de conversión directa caracterizado por lo que se presenta en la parte caracterizadora de la reivindicación 5.

Especialmente, un receptor de conversión directa GPS se proporciona para tratar señales de radio moduladas en fase que se centran a una frecuencia portadora para recibir información digital.

Con la invención se consiguen ventajas considerables. Se preserva una parte de la señal modulada centrada alrededor de la frecuencia portadora y la información no se pierde. Se facilita el uso de otros condensadores distintos a los grandes, dado que una muesca generada por el acoplamiento CA se sitúa en muescas o puntos nulos del espectro de señal. Por consiguiente, la energía de modulación perdida debido al acoplamiento CA es considerablemente más baja comparado con el caso en el que el acoplamiento CA está en el centro de un lóbulo del espectro.

Según la presente invención, un oscilador local utilizado exhibe un desplazamiento de frecuencia desde la frecuencia portadora de la señal recibida. En receptores de la técnica anterior, se empleaban circuitos de control complicados para sintonizar la frecuencia del oscilador local de la forma más precisa posible a la frecuencia portadora. En la presente invención, un receptor de conversión directa incluye el acoplamiento CA y la frecuencia desplazada es tal que el espectro de frecuencia de la señal modulada se mueve en consecuencia para alinear la muesca CC en una muesca de espectro, es decir, la frecuencia del oscilador local es igual a o aproximadamente un punto nulo del espectro de señal modulada permitiendo fluctuaciones y diferencias pequeñas necesarias. Por tanto, los requisitos para el acoplamiento CA son más sencillos de cumplir, la cantidad de energía e información perdida se minimiza y se reduce la distorsión de la señal modulada.

Una ventaja de la presente invención es que los filtros de paso alto (por ejemplo, un filtro de primer orden que comprende un condensador en serie y que corresponde al acoplamiento CA) en bifurcaciones I y Q del receptor están eliminando energía de los desplazamientos que no contienen ninguna cantidad de potencia de modulación, o significativa. El tamaño del condensador está determinado por un punto de cruce de frecuencia deseada (cantidad de reducción de potencia contra frecuencia nula). Cuanto más alto sea el valor del condensador, más baja será la frecuencia de paso alto. La reducción de potencia aumenta a frecuencias inferiores a una frecuencia angular de filtrado que es igual a o ligeramente más alta que la frecuencia nula.

En particular, la presente invención se emplea en sistemas de espectro ensanchado tales como GPS (sistema de posicionamiento global) que utilizan técnicas CDMA. CDMA (acceso múltiple por división de código) es un procedimiento conocido de reutilización de frecuencias en el que muchos transmisores utilizan la misma frecuencia pero cada uno presenta un código único. La señal transmitida se dispersa por una banda de frecuencia mucho más ancha que el ancho de banda mínimo necesario para transmitir la información que está enviándose. En el GPS esto se realiza mediante modulación con un código pseudo-aleatorio. En la comunicación digital GPS, el tiempo de transición para bits individuales se denomina velocidad de chip, que para la portadora GPS es de 1,023 MHz.

En la presente invención, el desplazamiento del oscilador local está fijado en múltiplos de 1,023 MHz (primer cero a 1,023 Hz, segundo cero a 2,046, etc.)

igualando a los ceros espectrales de una señal modulada bifásica.

Breve descripción de los dibujos

A continuación, la presente invención se describirá más detalladamente con referencia a los dibujos adjuntos, en los que

la figura 1 muestra un ejemplo del espectro de señal GPS modulada mostrado en una frecuencia de banda de base, y

la figura 2 muestra un diagrama de bloques de un receptor de conversión directa según la presente invención.

Descripción detallada de formas de realización

La figura 1 muestra la parte más significativa de un espectro de señal GPS modulada a una frecuencia de banda de base con un lóbulo principal y unos lóbulos laterales que forman en su totalidad la banda lateral aplicable a ambos lados de la frecuencia portadora. La escala de frecuencia horizontal está normalizada para corresponder a la velocidad de chip (inversa al tiempo de duración de bit) para mostrar la señal que atraviesa puntos nulo periódicamente y las muescas espectrales (es decir, puntos cero) en los múltiplos de la velocidad de chip. La diferencia entre las muescas y la frecuencia cero normalizada corresponde al desplazamiento de frecuencia del oscilador local (la frecuencia desplazada es igual a o aproximadamente la frecuencia del oscilador local menos la frecuencia de la señal de la portadora). La muesca CC provocada por el acoplamiento CA también se muestra en línea discontinua. La escala de densidad de potencia vertical en decibelios (dB) está normalizada para corresponder al lóbulo principal. En la presente invención, debido a la frecuencia desplazada, el espectro de señal se mueve a la derecha y una muesca a la izquierda del lóbulo principal está alineada con la frecuencia central. El receptor comprende un filtrado complejo o paso de banda en bifurcaciones I y Q para suprimir adicionalmente productos de mezcla no deseados y canales adyacentes. El filtrado complejo presenta una respuesta no simétrica alrededor de la frecuencia cero y realizan una anchura de banda de ruido mejor.

La figura 2 muestra las partes esenciales del receptor de conversión directa 1 (es decir, el receptor de IF cero) en la medida necesaria para entender la invención. Una selección más detallada de los componentes y subsistemas basados en esta descripción resulta clara para un experto en la materia. Los medios para recibir y dividir señales de radio comprenden, por ejemplo, una antena 2, un amplificador 3 y un divisor 4). La señal de radio entrante (RF, radio-frecuencia), que se recibe utilizando la antena 2 y se preamplifica normalmente en el amplificador 3, se divide en una primera componente y una segunda componente (normalmente utilizando el divisor de señales 4). La primera componente se alimenta a unos primeros medios de mezcla 5 en los que la primera parte de la señal se mezcla con una señal presente en una primera salida 6 de un oscilador 7 local. Como resultado de esto, se genera una señal en fase I en la salida del mezclador 5. Los productos de mezcla no deseados y también los desplazamientos CC se separan en medios de filtrado formados por un acoplamiento CA 8 y un primer filtro 9, por ejemplo. La señal filtrada se alimenta a un amplificador de señal 10 y después a un conversor analógico-digital 11. La señal se alimenta adicionalmente a un sistema 12 de procesador que contiene otros montajes de circuito y bloques, para la demodulación y

el tratamiento adicional. Normalmente, el oscilador 7 se regula, por ejemplo, para seleccionar la frecuencia desplazada mediante el sistema 12 de procesador.

La segunda componente se alimenta a unos segundos medios de mezcla 13 en los que la segunda parte de la señal se mezcla con una señal presente en una segunda salida 14 del oscilador 7 local. La señal en la segunda salida 14 está desplazada en fase 90° con respecto a la señal en la primera salida 6. Como resultado de esto se genera la señal en cuadratura Q en la salida del mezclador 13. Los productos de mezcla no deseados y también los desplazamientos CC se separan en un acoplamiento CA 15 y un segundo filtro 16. La señal filtrada se alimenta a un amplificador de

señal 17 y después a un segundo conversor analógico-digital 18. La señal se alimenta adicionalmente a un sistema 12 de procesador.

El receptor de conversión directa forma parte de un sistema de receptor dedicado, por ejemplo y específicamente, a la recepción GPS y al tratamiento de información. Los componentes adicionales del receptor GPS se eligen según las especificaciones deseadas de manera conocida por un experto en la materia.

La invención no está limitada a los ejemplos anteriormente descritos o a los dibujos que muestran unos ejemplos de una forma de realización, sino que puede modificarse dentro del alcance de las reivindicaciones adjuntas.

REIVINDICACIONES

1. Procedimiento de tratamiento de señales de radio moduladas que se centran a una frecuencia portadora en un receptor de conversión directa, extendiendo la modulación una banda lateral por encima y por debajo de la frecuencia portadora, comprendiendo el procedimiento las etapas siguientes:

- mezclar una señal de frecuencia del oscilador local con dichas señales de radio recibidas para generar señales de frecuencia de banda de base (I, Q);
- fijar dicha señal de frecuencia del oscilador local a la frecuencia portadora más una frecuencia desplazada;
- eliminar componentes de corriente continua CC de perturbación generados de dichas señales banda de base centradas a la frecuencia cero;

caracterizado porque dicha frecuencia desplazada se fija para ser igual o aproximadamente igual a la diferencia entre la frecuencia portadora y una frecuencia nula, estando centrada dicha frecuencia nula en una muesca de dicha banda lateral, centrando de este modo dicha muesca a la frecuencia cero de dichas señales de banda de base a través de la mezcla.

2. Procedimiento según la reivindicación 1, **caracterizado** porque el procedimiento comprende adicionalmente las etapas siguientes:

- recibir y dividir dichas señales de radio en una primera salida de señal (4) y una segunda salida de señal (4);
- generar dicha frecuencia del oscilador local en una primera salida de frecuencia (6) y una segunda salida de frecuencia (14); presentando dicha segunda salida de frecuencia un desplazamiento de fase comparado con dicha primera salida;
- mezclar dicha primera salida de señal y dicha primera salida de frecuencia para generar dichas señales en fase (I) de frecuencia de banda de base;
- mezclar dicha segunda salida de señal y dicha segunda salida de frecuencia para generar dichas señales en cuadratura de fase (Q) de frecuencia de banda de base;
- eliminar dichas señales en fase (I) centradas a la frecuencia cero; y
- eliminar dichas señales en cuadratura (Q) centradas a la frecuencia cero.

3. Procedimiento según la reivindicación 2, **caracterizado** porque el procedimiento comprende además las etapas de filtrado de paso alto de dicha señal en fase para producir una muesca a la frecuencia cero de dicha señal en fase; y el filtrado de paso alto de dicha señal en cuadratura para producir una muesca a la frecuencia cero de dicha señal en cuadratura.

4. Procedimiento según cualquiera de las reivindicaciones 1 a 3, **caracterizado** porque dicha señal de radio es una señal GPS modulada en fase y dicha frecuencia desplazada es igual o aproximadamente igual a la velocidad de chip o un múltiplo de la misma para centrar dicha frecuencia del oscilador local en una muesca de dicha banda lateral.

5. Receptor de conversión directa para el tratamiento de señales de radio moduladas que están cen-

tradas a una frecuencia portadora, extendiendo la modulación una banda lateral por encima y por debajo de dicha frecuencia portadora, comprendiendo el receptor (1):

- unos medios (4) para recibir y dividir dichas señales, presentando dichos medios una primera salida de señal y una segunda salida de señal;
- unos medios de oscilador local (7) sintonizados a una frecuencia de oscilador local y presentando una primera salida de frecuencia (6) y una segunda salida de frecuencia (14), presentando dicha segunda salida de frecuencia un desplazamiento de fase comparado con dicha primera salida, fijándose dicha frecuencia de oscilador local igual a la frecuencia portadora más una frecuencia desplazada;
- unos primeros medios de mezcla (5) acoplados a dicha primera salida de señal y a la primera salida de frecuencia para generar señales en fase (I) de frecuencia de banda de base;
- unos segundos medios de mezcla (13) acoplados a dicha segunda salida de señal y a la segunda salida de frecuencia para generar señales en cuadratura de fase (Q) de frecuencia de banda de base;
- unos primeros medios de filtrado (8) para suprimir dichas señales en fase centradas a la frecuencia cero;
- unos segundos medios de filtrado (15) para suprimir dichas señales en cuadratura centradas a la frecuencia cero;

caracterizado porque dicha frecuencia desplazada es igual a la diferencia entre la frecuencia portadora y una frecuencia nula, estando centrada dicha frecuencia nula en una muesca de dicha banda lateral, para centrar dicha muesca a la frecuencia cero de dichas señales de banda de base a través de la mezcla.

6. Receptor de conversión directa según la reivindicación 5, **caracterizado** porque para la selección del canal dicho receptor comprende asimismo unos terceros medios de filtrado (9) para la supresión de dichas señales en fase que son mayores que una frecuencia angular fijada; y unos cuartos medios de filtrado (16) para la supresión de dicha señales en cuadratura que son mayores que una frecuencia angular fijada.

7. Receptor de conversión directa según la reivindicación 5 ó 6, **caracterizado** porque dichos primeros medios de filtrado comprenden unos primeros medios de acoplamiento CA para producir una muesca a la frecuencia cero de dicha señal en fase; y dichos segundos medios de filtrado comprenden unos segundos medios de acoplamiento CA para producir una muesca a la frecuencia cero de dicha señal en cuadratura.

8. Receptor de conversión directa según cualquiera de las reivindicaciones 5 a 7, **caracterizado** porque dichos primer y segundo medios de filtrado comprenden cada uno un filtro de paso alto acoplado a la salida de un mezclador.

9. Receptor de conversión directa según cualquiera de las reivindicaciones 5 a 8, **caracterizado** por-

que dicho receptor comprende asimismo un sistema de procesador para demodular (12) y tratar dichas señales en fase y en cuadratura y controlar dicha frecuencia de oscilador local.

10. Receptor de conversión directa según la reivindicación 5, **caracterizado** porque dicho receptor es un receptor de conversión directa GPS para tratar señales de radio moduladas en fase y para recibir información digital, en el que dicha segunda salida de frecuencia presenta un desplazamiento de fase de 90° comparado con dicha primera salida, y en el que dicha frecuencia desplazada es igual a o aproximadamente

la velocidad de chip o un múltiplo de la misma para centrar dicha frecuencia de oscilador local en una muesca de dicha banda lateral.

11. Receptor de conversión directa según la reivindicación 10, **caracterizado** porque dichos primeros medios de filtrado comprenden unos primeros medios de filtrado de paso alto para producir una muesca a la frecuencia cero de dicha señal en fase; y dichos segundos medios de filtrado comprenden unos segundos medios de filtrado de paso alto para producir una muesca a la frecuencia cero de dicha señal en cuadratura.

15

20

25

30

35

40

45

50

55

60

65

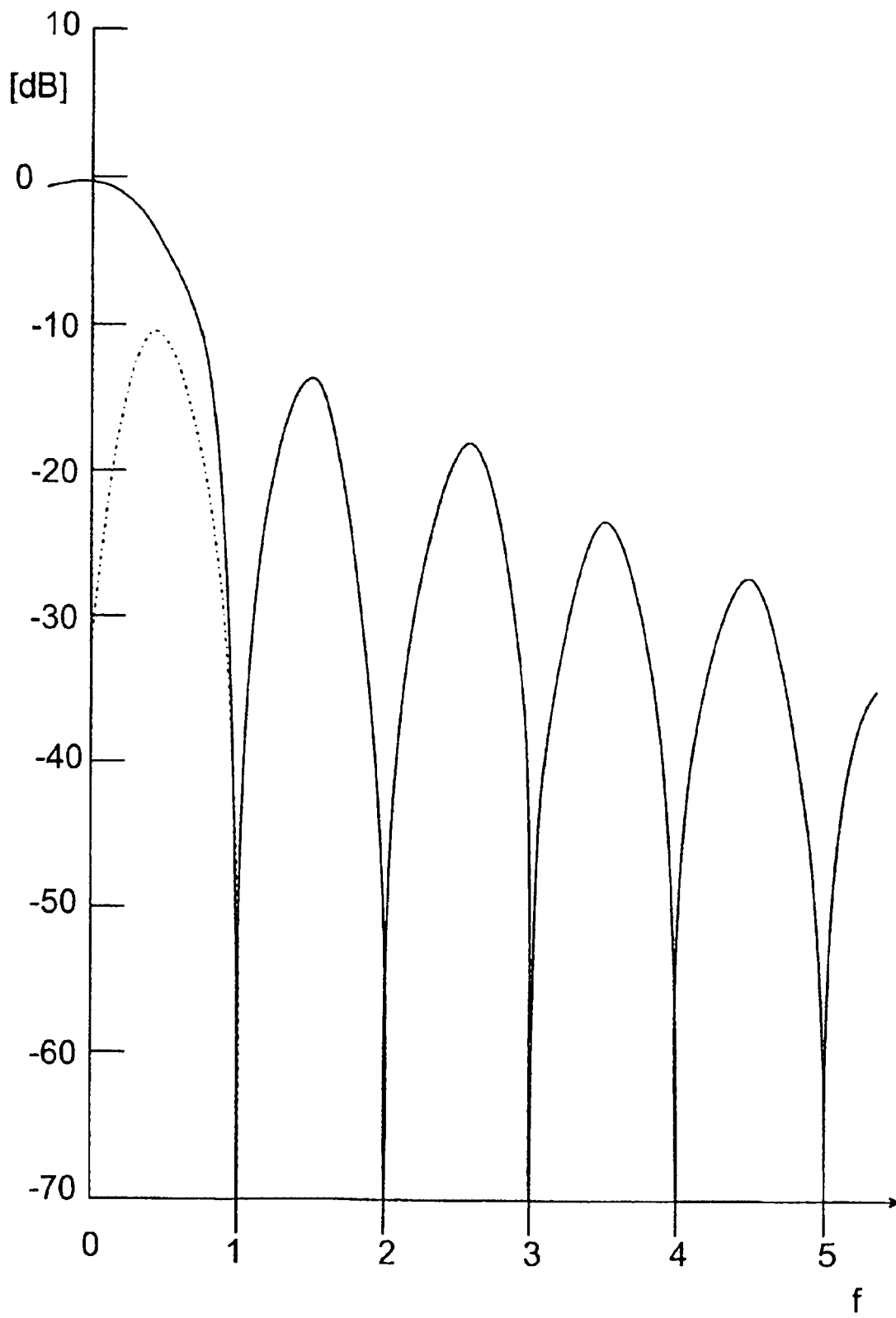


Fig. 1

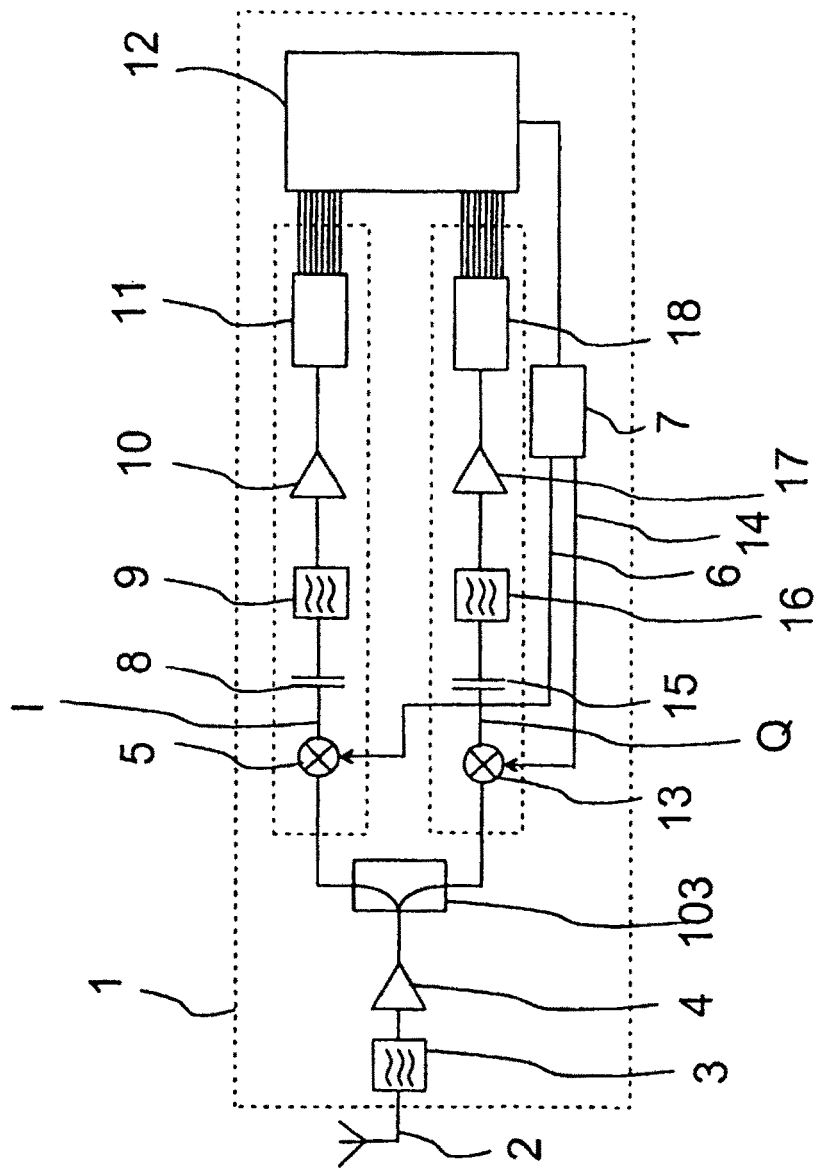


Fig. 2