

19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 617 029**

51 Int. Cl.:

H04W 56/00 (2009.01)

H04B 7/185 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **10.06.2010 E 10165565 (2)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **14.12.2016 EP 2285173**

54 Título: **Sistema y método para habilitar una antena de comunicaciones de apertura ultrapequeña usando replicación espectral y combinación coherente de frecuencia y fase**

30 Prioridad:

03.08.2009 US 230888 P

27.08.2009 US 549066

30.04.2010 US 771628

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

15.06.2017

73 Titular/es:

GLOBAL EAGLE ENTERTAINMENT INC (100.0%)
4553 Glencoe Ave., Suite 300
Los Angeles, CA 90292, US

72 Inventor/es:

AVELLAN, ABEL y
JAYASIMHA, SRIRAM

74 Agente/Representante:

CURELL AGUILÁ, Mireia

ES 2 617 029 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

Sistema y método para habilitar una antena de comunicaciones de apertura ultrapequeña usando replicación espectral y combinación coherente de frecuencia y fase.

5

Antecedentes de la invención**Campo de la invención**

La presente invención se refiere a un sistema y un método de comunicaciones por satélite, para habilitar receptores de apertura ultrapequeña mediante la transmisión de múltiples réplicas espectrales a receptores de apertura ultrapequeña que combinan coherentemente en frecuencia y fase las señales deseadas de las múltiples réplicas espectrales. Más particularmente, la presente invención habilita sistemas de comunicaciones de apertura ultrapequeña elevando la densidad de potencia (por replicación) hacia la antena de recepción lo cual habilita antenas de apertura ultrapequeña en bandas de frecuencia como la banda C y la banda Ku.

15

Antecedentes de la técnica relacionada

Típicamente, los sistemas de comunicaciones por satélite comprenden una estación terrestre (denominada "nodo central" ("hub")) y múltiples antenas receptoras más pequeñas y dispersas geográficamente. Las señales del nodo central se transmiten, sobre una señal de enlace ascendente, al satélite, y se retransmiten desde el satélite a varias estaciones remotas más pequeñas. Típicamente, las estaciones remotas tienen una antena de terminal de apertura muy pequeña (VSAT). Las antenas capturan la señal de enlace descendente de un satélite particular cuando ese satélite pasa a través del campo de visión correspondiente a esa antena.

20

A medida que se reduce la apertura de las antenas de la estación remota, se deteriora la relación G/T (Ganancia de la antena/Temperatura del ruido del sistema) de la antena. A su vez, esto reduce la diferencia efectiva entre la señal deseada y el ruido térmico y la interferencia ($C/(N+I)$). A medida que la antena se reduce de tamaño, la potencia disponible del satélite que se consume en la señal deseada no supera el ruido térmico y la interferencia. Así, el uso de una antena de apertura ultrapequeña resulta poco práctico.

25

Adicionalmente, a medida que se reduce el tamaño de la apertura, el tamaño del haz se hace más amplio. A medida que se incrementa el tamaño del haz, aumenta el campo de visión y resulta más probable que la antena encuentre más señales provenientes de múltiples satélites que usan la misma banda de frecuencias (los satélites presentan una separación de un valor tan reducido como 2,5 grados). Como consecuencia, las antenas VSAT (con tamaños de apertura en el intervalo de aproximadamente entre 1,8 y 4,5 metros para la banda C, y entre 9 cm y 2,4 metros para la banda Ku) son susceptibles de encontrarse con una interferencia de satélites adyacentes (ASI). Dichas señales no deseadas interfieren con la recepción de la señal deseada.

30

En la práctica, no resulta viable utilizar antenas de terminal de apertura ultrapequeña de bajo coste (de un valor tan reducido como aproximadamente 80 cm para la banda C y 20 cm para la banda Ku). Esto es debido a que los efectos negativos de la baja apertura dan como resultado un aumento de la interferencia ASI y una baja G/T.

35

Adicionalmente, los satélites presentan una potencia limitada y, consecuentemente, presentan una cantidad limitada de potencia que se puede usar para comunicar señales de enlace ascendente y de enlace descendente. El aumento de la potencia disponible en un satélite (es decir, su potencia isótropa radiada equivalente (EIRP)) puede resultar muy caro. Por otra parte, si todos los satélites (vecinos) incrementasen la EIRP, el nivel relativo de ASI (asociada al uso de una antena de apertura pequeña) no se reduciría. No obstante, el rendimiento de un enlace de comunicaciones por satélites es proporcional a la potencia del satélite asignada al mismo. Cuando se incrementa la potencia del enlace (con un coste adicional), lo mismo hace el rendimiento del enlace.

40

Por lo tanto, es importante identificar unos medios controlados para mejorar sistemas de comunicaciones por satélite, en particular (aunque sin carácter limitativo) para Satélites de Servicios Fijos (FSSs) que funcionan en bandas de frecuencia inferiores con una separación de entre 2 y 3 grados entre los satélites, con el fin de permitir el uso de terminales de apertura ultrapequeña de bajo coste (por ejemplo, en la mejora de la calidad y la reducción del coste de servicios de tipo DTH, es decir, directos al hogar).

45

El documento US nº 5.454.009 da a conocer un sistema de comunicaciones por satélite para dispersar energía sobre un ancho de banda amplio e incluye un transmisor, un enlace de comunicaciones, y un receptor. El transmisor toma una señal de datos digital y modula esa señal con una frecuencia portadora preestablecida. A continuación, la señal de datos digital modulada se ensancha sobre M canales digitales adyacentes ($M \geq 2$ y siendo un entero múltiplo de 2), de manera que cada canal contiene la misma información, para dispersar la energía sobre un intervalo de frecuencias amplio. El ancho de banda espectral de los canales digitales adyacentes se selecciona con una separación comprimida para conservar ancho de banda. Seguidamente, la señal de datos modulada y esparcida se transmite por medio del enlace de comunicaciones al receptor.

50

55

60

65

El documento US nº 6.724.827 da a conocer un sistema y un método de comunicaciones, en los cuales se transmiten una primera y una segunda frecuencias portadoras desde un primer transmisor. La primera frecuencia portadora se encuentra en un primer extremo inferior de una banda, y la segunda portadora se encuentra en un segundo extremo superior de la banda. Desde un segundo transmisor se transmiten una tercera y una cuarta frecuencias portadoras. La tercera portadora se encuentra en el extremo inferior de la banda, aunque de frecuencia superior para la primera portadora, y la cuarta portadora se encuentra en el extremo superior de la banda, aunque de frecuencia inferior a la segunda portadora. Desde un tercer transmisor se transmiten una quinta y una sexta señales portadoras. La quinta señal portadora es de una frecuencia mayor que la tercera señal portadora, y la sexta señal portadora es de una frecuencia menor que la cuarta señal portadora.

El documento US nº 2009180564 da a conocer un repetidor instalado en tierra o en un tejado, en un sistema de OFDM que utiliza múltiples antenas transmisoras para transmitir múltiples señales OFDM idénticas. Se aplica un mecanismo de oscilación (*dithering*) introduciendo un ligero desplazamiento de fase de frecuencia variable en la totalidad de las múltiples señales OFDM transmitidas idénticas, excepto en una.

El documento US nº 2003031265 da a conocer un sistema de comunicaciones por satélite que proporciona un canal de información entre transmisores y receptores ubicados de forma remota. Un sistema satelital virtual proporciona el mismo servicio, aunque divide la señal, o bien en cuanto a potencia o bien en cuanto al contenido de datos, en subcanales, de tal manera que cualquier señal particular se conduce al receptor pretendido por medio de una pluralidad de canales de satélite tradicionales. El terminal receptor acepta la pluralidad de señales simultáneamente de entre una pluralidad posible de satélites, combinando los subcanales que comprenden el canal virtual en el contenido de la señal original como si la misma se hubiera conducido a través de un único canal. El sistema de antenas de recepción recibe señales de subcanales satelitales provenientes de una pluralidad de direcciones usando múltiples antenas o una sola antena con capacidad multi-direccional.

Sumario de la invención

Por consiguiente, es un objetivo de la invención permitir el uso de antenas ultrapequeñas para comunicaciones por satélite. Es otro objetivo de la invención aumentar la potencia proporcionada a señales transmitidas por satélite.

Esto se resuelve con un sistema de acuerdo con la reivindicación 1.

En una forma de realización, el sistema de comunicaciones por satélite incluye un terminal de nodo central (hub) que se comunica con un terminal remoto a través de un satélite. El terminal de nodo central incluye un modulador de transmisión, un elevador de potencia, un conversor de sentido ascendente y amplificador de potencia (PA), y una estación de transmisión. El modulador de transmisión genera una señal modulada, a la cual se da salida hacia el elevador de potencia. El elevador de potencia recibe la señal modulada y genera una replicación espectral de la señal. A continuación, la señal se convierte en sentido ascendente y se amplifica, y se transmite en forma de una señal de enlace ascendente hacia el satélite, por medio de una antena transmisora. Una antena de la estación remota recibe la señal correspondiente de enlace descendente. Después del LNB/LNA y de la conversión en sentido ascendente, la señal se traslada a un combinador de diversidad en recepción. El combinador de diversidad alinea las señales duplicadas por frecuencia y fase, y genera una señal elevada en potencia. Por consiguiente, el sistema permite el uso de antenas ultrapequeñas proporcionando una potencia y una ganancia incrementadas.

Estos y otros objetivos de la invención, así como muchas de sus ventajas pretendidas, se pondrán más fácilmente de manifiesto cuando se haga referencia a la siguiente descripción, considerada conjuntamente con los dibujos adjuntos.

Breve descripción de las figuras

la figura 1 es un diagrama de bloques del sistema de comunicaciones por satélite de acuerdo con la forma de realización preferida de la invención, que usa múltiples transpondedores satelitales de un único satélite;

la figura 2 es un diagrama de bloques del combinador de diversidad de la figura 1;

las figuras 3 a 5 son diagramas de bloques que representan el combinador de diversidad usado para dos o más señales;

la figura 6 es un diagrama de bloques de una forma de realización alternativa que usa un transpondedor de un satélite;

la figura 7 es un diagrama de bloques del elevador de potencia de la figura 6;

la figura 8 es un diagrama de bloques según una forma de realización alternativa de la invención, que usa un transpondedor de cada uno de múltiples satélites;

la figura 9 es un diagrama de bloques según otra forma de realización alternativa de la invención, que usa dos transpondedores de cada uno de múltiples satélites; y

5 la figura 10 es un diagrama de bloques según otro ejemplo que usa un único transpondedor de cada uno de múltiples satélites y que tiene múltiples antenas receptoras.

Descripción detallada de las formas de realización preferidas

10 En la descripción de una forma de realización preferida de la invención ilustrada en los dibujos, por motivos de claridad se recurrirá a una terminología específica. No obstante, la invención no pretende limitarse a los términos específicos así seleccionados, y debe entenderse que cada término específico incluye todos los equivalentes técnicos que se comportan de manera similar para lograr una finalidad similar.

15 Volviendo a los dibujos, la figura 1 muestra el sistema de comunicaciones por satélite 5 en conjunto, según una forma de realización preferida de la invención. El sistema 5 incluye en general un terminal de nodo central 100 que se comunica con un terminal remoto 300 a través de un satélite 200. Tal como se muestra, el terminal de nodo central 100 incluye un modulador de transmisión 102, un divisor (*splitter*) 106, conversores de sentido ascendente 109a, 109b, ..., y 109n, un amplificador de alta potencia (HPA) 113, y una estación transmisora 116. El modulador de transmisión 102 genera una señal modulada 104, o señal de entrada, que comprende información (es decir, datos),
20 una frecuencia, y un ancho de banda.

A la señal modulada 104 se le da salida hacia un divisor 106, o multiplexor. El divisor 106 separa la señal modulada 104 para múltiples conversores 109a, 109b, ..., y 109n. Los conversores 109a, 109b, ..., y 109n, procesan la señal modulada 104 en una señal combinada 111 que tiene múltiples señales duplicadas 111a, 111b, ..., y 111n. Cada
25 una de las señales duplicadas 111a, 111b, ..., y 111n, contiene la misma información y presentan el mismo ancho de banda que la señal modulada 104, aunque con frecuencias diferentes F1, F2, ..., y Fn. Así, la señal duplicada 111 remite a una versión, trasladada en frecuencia, de la señal de entrada 104. No obstante, debe entenderse que al menos una de las señales duplicadas 111a, 111b, ..., y 111n puede ser la señal de entrada real 104, que se correspondería con una traslación en frecuencia de cero.

30 El satélite 200 comprende una pluralidad de transpondedores para facilitar la comunicación entre el terminal de nodo central 100 y el terminal remoto 300. Cada uno de los transpondedores del satélite 200 tiene un canal único con un ancho de banda frecuencial de 36 MHz ó 72 MHz. Las frecuencias F1, F2, ..., y Fn de la señal combinada 111 se seleccionan de manera que cada una de las señales duplicadas 111a, 111b, ..., 111n se sintoniza con un transpondedor diferente del satélite 200 y tiene un ancho de banda frecuencial de 36 MHz ó 72 MHz, en función del
35 transpondedor con el cual se corresponden esa señal duplicada 111a, 111b, ..., y 111n. En la figura 1, por ejemplo, la señal duplicada 111b se sintoniza con la frecuencia y el ancho de banda del transpondedor B del satélite 200. Alternativamente, según se describe de forma más detallada posteriormente, cada transpondedor puede tener múltiples canales, y cada una de las señales duplicadas 111a, 111b, ..., y 111n puede sintonizarse con un canal diferente en un único transpondedor.

40 En la forma de realización ilustrada en la figura 1, la señal combinada 111 se transmite al HPA 113, el cual amplifica la señal 111 para dar salida a una señal de enlace ascendente amplificada 114. Tal como se ilustra en la figura 1, la amplificación la lleva a cabo el HPA 113 después de la conversión en sentido ascendente 109, aunque puede realizarse al mismo tiempo que la conversión en sentido ascendente, como con el convertor de sentido ascendente PA 112 de la figura 6. A continuación, la señal de enlace ascendente 114 es transmitida por la estación transmisora 116 al satélite 200. Por consiguiente, el sistema 5 transmite la señal de enlace ascendente a través de múltiples transpondedores (con una única portadora/canal en cada transpondedor) de un satélite único 200.

50 El terminal remoto 300 incluye una estación receptora 316, un convertor 312, un combinador de diversidad 308, y un desmodulador 302. La estación receptora 316 recibe la señal de enlace descendente 314 de la estación transmisora 116 por medio del satélite 200. La señal de enlace descendente 314 contiene la misma información y tiene el mismo ancho de banda que la señal de enlace ascendente 114, y las señales duplicadas 111a, 111b, ..., y 111n se encuentran en las mismas frecuencias F1, F2, ..., y Fn. No obstante, después de transmitirse por medio del satélite 200, la señal de enlace descendente 314 tendrá una potencia menor que la señal de enlace ascendente 114. Por consiguiente, la señal de recepción 314 se envía al LNB/LNA (Bloque de bajo ruido/Amplificador de bajo ruido) y al convertor del sentido ascendente 312, que generan una señal amplificada y convertida en sentido descendente 310. El LNB convierte las señales de enlace descendente en señales eléctricas, y las convierte al intervalo de la banda L, o cualquier frecuencia aplicable. A continuación, la señal convertida en sentido ascendente 310 se introduce en el
60 combinador de diversidad 308, el cual genera una señal combinada coherentemente 304. La señal combinada coherentemente 304 contiene la misma información y tiene el mismo ancho de banda y frecuencias que la señal de enlace descendente 314, aunque con una potencia mayor. Se pretende que la señal combinada coherente 304 en la estación remota 300 sea la misma que la señal modulada original 104 en la estación de nodo central 100. A continuación, el desmodulador de recepción 302 desmodula la señal combinada coherentemente 304.

65 Volviendo a la figura 2, se muestra más detalladamente el combinador de diversidad 308. Las dos señales recibidas

se digitalizan (con una velocidad de muestreo coherente con el ancho de banda de la señal) y se convierten en sentido descendente a banda base mezclando cada señal respectiva con un LO (Oscilador Local) 320a, 320b. Una de las señales se multiplica por β (esto tiene en cuenta cualquier ganancia diferencial gruesa en las dos frecuencias) y se retarda con el retardo diferencial máximo 324 que se puede encontrar (este es un retardo fijo). La otra señal se retarda con un retardo adaptativo de muestras enteras 326, que se adquiere correlacionando las señales entre sí. En caso de que los transpondedores estén en el mismo satélite 200, el retardo de muestras enteras, correspondiente al retardo de trayecto diferencial en las dos frecuencias, puede ser un número pequeño (cuando no 0).

La salida del retardo de muestras enteras 326 se mezcla con un oscilador controlado numéricamente (NCO) antes de que entre en un filtro adaptativo de muestras fraccionarias 328. La diferencia entre la salida del filtro adaptativo 328 y la salida del retardo fijo 324 se usa para controlar el filtro adaptativo 328, por medio de un algoritmo adaptativo de mínimos cuadrados. Adicionalmente, el producto de las salidas del filtro adaptativo 328 y el retardo fijo 324 controla un bucle de enganche de fase, el cual, a su vez, controla el NCO en la salida del retardo de muestras enteras 326. Después de un corto tiempo de estabilización, las salidas del filtro adaptativo 328 y del retardo fijo 324 se alinean en tiempo, en frecuencia, en fase y en amplitud. En ese momento, las salidas del filtro adaptativo 328 y el retardo fijo 324 se pueden ponderar y sumar (o, combinar coherentemente, lo cual indica que las señales están configuradas para presentar el mismo retardo, fase y frecuencia), después de multiplicar la salida del filtro adaptativo

$$\alpha = \sum_{i=1}^L w_i$$

328 por β/α^2 , donde $i=1$. En lo sucesivo en la presente, al alineamiento de dos señales en frecuencia y fase, y su suma según la manera mencionada se les hace referencia como "combinación coherente".

La combinación coherente de dos señales de la misma amplitud da como resultado un aumento de 6 dB en el nivel de la señal (es decir, se dobla la amplitud). Además, si las dos señales se ven inmersas en un ruido y una interferencia distribuidos idénticamente aunque independientes, el ruido del combinador de diversidad, para un tamaño suficientemente pequeño del paso de adaptación μ del retardo fraccionario 328, la potencia de ruido e interferencia se incrementa en 3 dB. Por lo tanto, la ganancia neta de la relación señal/ruido (para señales y ruidos de la misma intensidad) es 3 dB. Posteriormente se describe el caso más general de amplitudes de señal desiguales y potencias de ruido desiguales. Debe indicarse que el combinador de diversidad se puede implementar en forma de un circuito integrado de aplicación específica (ASIC) de bajo coste, en grandes cantidades, que resulta adecuado para aplicaciones tales como DTH. En la presente invención, ciertas suposiciones (por ejemplo, el retardo diferencial máximo) pueden reducir el número de equivalentes de puertas en el ASIC.

El siguiente ejemplo ilustra cómo la combinación coherente llevada a cabo por el combinador de diversidad 308 aumenta al máximo la relación portadora/ruido combinada de las múltiples réplicas 310, cuando las réplicas 310 no son del mismo valor entre ellas. En el caso general, con relaciones de señal/ruido-más-interferencia $C_1/(N_1+I_1)$ y $C_2/(N_2+I_2)$, un esquema sencillo, aunque sub-óptimo, lleva las dos portadoras (que están en correlación) al mismo nivel y, a continuación, la suma, dando como resultado una relación de salida de señal/ruido-más-interferencia de $4C_1/[(N_1+I_1)+\alpha^2(N_2+I_2)]$, donde α^2 es el filtro adaptativo que ecualiza las potencias de las dos portadoras (es decir, $C_2=\alpha^2 C_1$). Por ejemplo, si se pondera la salida de la señal adaptativa con β , la relación resultante de señal/ruido-más-interferencia es $(1+\beta)^2 C_1/[(N_1+I_1)+\beta^2 \alpha^2(N_2+I_2)]$. Aumentando al máximo esa relación con respecto a β , se obtiene

$$2(1+\beta) C_1[(N_1+I_1)+\beta^2 \alpha^2(N_2+I_2)]-2\beta \alpha^2(N_2+I_2)(1+\beta)^2 C_1=0,$$

o

$$\beta_{opc}=(N_1+I_1)/[\alpha^2(N_2+I_2)].$$

Y con el mismo ruido-más-interferencia, $(N_1+I_1)=(N_2+I_2)$, se obtiene $\beta_{opc}=1/\alpha^2$ (es decir, se anula la ganancia adaptativa). A ello se le hace referencia como combinación del receptor de relación máxima (MRRC). Para generalizarlo a M señales, se optimiza por parejas (donde una de las señales es nueva y la otra es la salida de MRRC de $M-1$ señales). Esto se puede repetir de forma recursiva (es decir, se define una MRRC de $M-1$ en términos de una señal nueva y una MRRC de $M-2$ y así sucesivamente hasta que $M=1$).

En referencia a las figuras 3 a 5, el combinador de diversidad 308 se puede configurar para llevar a cabo una combinación coherente sobre un número cualquiera de señales de entrada 310. Cuando el sistema 5 se utiliza para comunicar dos señales 310, se proporciona un único combinador de diversidad 308, tal como se muestra en la figura 3. El combinador de diversidad 308 recibe las dos señales diversas 310 (que, en las figuras 1 y 3 a 5, se indican como señal 1 y señal 2), y alinea dichas señales 310, y a continuación combina en frecuencia y fase dichas señales 310 (señal 1 y señal 2) para proporcionar la señal combinada coherentemente 304 en forma de una salida combinada en frecuencia y fase. Tal como se muestra, la señal combinada coherentemente 304 presenta un aumento de la relación señal/ruido de 3 dB con respecto a la señal 1 y la señal 2 de entrada, aunque presentando el mismo ancho de banda B que las señales 1 y 2. La suma coherente de las dos señales incrementa la potencia en 6 dB, pero el aumento incoherente de los términos de ruido e interferencia hace que estos aumenten en 3 dB;

idealmente, la relación señal/ruido puede mejorar en 3 dB, aunque esto se puede reducir en función del ruido de fase real del sistema y del tamaño del paso μ , para quedar en el intervalo de 2,5 dB a 3 dB.

En la figura 4, se proporcionan tres combinadores de diversidad 308a, 308b y 308c, en una configuración en cascada para combinar coherentemente cuatro señales. Los combinadores de diversidad 308 se proporcionan en dos etapas. En la primera etapa, se utilizan dos combinadores de diversidad 308a y 308b, con el primer combinador de diversidad 308a recibiendo la señal 1 y la señal 2, y el segundo combinador de diversidad 308b recibiendo la señal 3 y la señal 4. Cada uno de los combinadores de diversidad 308a y 308b incrementa el nivel de potencia de la señal (3 dB en la forma de realización mostrada). La salida de las señales de la primera etapa se pasa al combinador de diversidad 308c en la segunda etapa. Aunque los combinadores de diversidad 308a, 308b y 308c se muestran como elementos independientes, los mismos se pueden combinar en un único componente. La mejora de la relación señal/ruido obtenida al replicar dos veces es (idealmente) 3 dB (figura 3), aunque la correspondiente a la replicación de la señal cuatro veces es (idealmente) 6 dB (figura 4). La mejora real de la relación señal/ruido debe tener en cuenta cualquier aumento de la Relación Potencia de Pico/Potencia Media (PAPR) y el ruido de intermodulación (que depende del retroceso de potencia de salida total (TOPB) del transpondedor con respecto a la saturación completa, y el número de réplicas).

Tal como se ilustra en la figura 5, el sistema 5 puede procesar un número cualquiera n de señales. Preferentemente, aunque sin carácter limitativo, cada combinador de diversidad 308 procesa dos señales al mismo tiempo. Por consiguiente, para n señales, se dispone de $n-1$ combinadores de diversidad 308 (que proporcionan un aumento de $3 \times \log_2 n$ -PAPR-ruido de intermodulación dB de la mejora de la relación señal/ruido), lo cual reduce el número de combinadores de diversidad requeridos como, por ejemplo, cuando las señales se combinan después de la desmodulación usando constelaciones conocidas. Tal como puede observarse a partir de las figuras 4 a 6, cuanto mayor sea el número, n , de señales duplicadas 111a, 111b, ..., y 111n sobre la señal de enlace descendente 314, mayor será la potencia en la señal combinada coherentemente 304. Además, cuanto mayor sea la potencia que puede obtenerse de la señal de enlace descendente 314, menor será la apertura que se puede usar para la antena en la estación receptora 316.

Volviendo a las figuras 6 a 10, se muestran formas de realización preferidas y alternativas de la invención. Haciendo referencia momentáneamente, de nuevo a la figura 1, el sistema 5 utiliza preferentemente múltiples transpondedores de un satélite único 200. Cuando existe solamente una señal duplicada por transpondedor de satélite, tal como se muestra en la figura 1, no hay necesidad de minimizar la PAPR ya que diferentes transpondedores satelitales presentan amplificadores de potencia diferentes. No obstante, tal como se muestra en la figura 6, el sistema 5 también se puede configurar para utilizar un transpondedor de un satélite único 200 cuando, por ejemplo, una aplicación requiere el uso de un transpondedor único, no hay disponibles múltiples transpondedores, o se van a transmitir múltiples señales duplicadas a través de un único transpondedor satelital. Sin embargo, para enviar múltiples señales duplicadas con diferentes frecuencias (es decir, múltiples señales portadoras) a través de un único transpondedor, ese transpondedor debe tener un número correspondiente de canales con diferentes frecuencias. El acceso a múltiples canales de un único transpondedor con múltiples señales portadoras hace que aumente la PAPR.

Para proporcionar múltiples señales duplicadas 111a, 111b, ..., y 111n, en un único transpondedor (es decir, un espectro ensanchado multi-portadora), la fase de cada señal duplicada se debe desplazar de modo que se corresponda con un canal diferente del transpondedor, de manera similar al esquema de Acceso Múltiple por División de Frecuencia (FDMA). Los desplazamientos de fase para esas señales se pueden determinar según cualquier manera adecuada. Duplicando la señal de entrada 104 y desplazando la fase de cada señal duplicada 111a, 111b, ..., y 111n, la presente invención resulta más eficaz en la minimización de la PAPR en aplicaciones satelitales (específicamente para reducir el TOPB del transpondedor) con respecto a otros esquemas de expansión espectral. Por ejemplo, una señal portadora única en un único transpondedor tendrá una PAPR de 3 dB; dos señales portadoras en un único transpondedor tendrán una PAPR de 3 dB; cuatro portadoras (de fases 0; $0,227\pi$; $0,386\pi$; y $1,05\pi$, con amplitudes de I y Q ligeramente desiguales (por 0,05 dB)) en un único transpondedor tienen una PAPR de 2,02 dB; y ocho portadoras (con fases en 0; $0,25\pi$; $0,02\pi$; $0,81\pi$; $0,69\pi$; $0,93\pi$; $0,75\pi$, y amplitudes de I y Q ecualizadas) en un único transpondedor tendrán una PAPR de 1,21 dB.

La presente invención resulta más eficiente que otros esquemas de expansión espectral debido a que mejora la eficiencia del HPA y el PA del transpondedor, lo cual ayuda a evitar la saturación de este último. La reducción de la PAPR ayuda también a evitar la saturación al reducir la potencia de pico de la señal para un transpondedor dado. Por otra parte, la técnica de la presente invención no utiliza una función de espectro ensanchado y, por lo tanto, no requiere un generador de seguimiento de errores del espectro ensanchado u otros dispositivos, necesarios por otros motivos, para permitir un espectro ensanchado.

A medida que aumenta el número, n , de señales portadoras, la distorsión de la señal da como resultado un incremento del número de productos de inter-modulación $O(n^2/2)$ que generan ruido de inter-modulación (que dependen también del TOPB del transpondedor y de la PAPR). Por tanto, como cuestión práctica, el número de portadoras se limita a dos (2), cuatro (4), y ocho (8) con el fin de evitar excesivos productos de inter-modulación. Por contraposición, debido a que la forma de realización de la figura 1 tiene solamente una única señal portadora para cada transpondedor mono-canal del satélite 200, no hay productos de inter-modulación y, por lo tanto, no hay

necesidad de preocuparse de la PAPR. Además, con n transpondedores, el sistema gana $3x\log_2 n$ dB en la relación señal/ruido-más-interferencia.

5 Al mantener a un valor bajo la PAPR en la forma de realización de la figura 6, el sistema 5 aumenta al máximo la potencia disponible en el satélite 200 mediante la minimización de los productos de inter-modulación generados en caso de que se transmitan múltiples réplicas espectrales usando el mismo transpondedor satelital que funciona próximo a la saturación. Pueden generarse productos de inter-modulación al producir el satélite múltiples señales de enlace descendente en el intervalo no lineal de la señal de enlace ascendente. Por consiguiente, es importante que la señal combinada 110 esté lo más cercana posible a una envolvente constante para reducir al mínimo los efectos negativos de los productos de inter-modulación resultantes en la señal de enlace descendente de satélite 200.

15 En la forma de realización preferida, alternativa, que se muestra en la figura 6, se proporciona un elevador de potencia 108 para replicar la señal 104. A continuación, la señal combinada 110 se envía al convertidor de sentido ascendente 112, el cual procesa la señal combinada 110 obteniendo una señal de transmisión 114 a frecuencias superiores $F_2, F_3, \dots, \text{ y } F_n$. El PA amplifica la señal, de manera que la señal convertida 114 tiene una potencia mayor con respecto a la señal combinada 110. La señal combinada 110 (y, por tanto, la señal convertida 114) se selecciona para situarse en las frecuencias $F_2, F_3, \dots, \text{ y } F_n$ que, combinadas, pueden acceder a un número correspondiente de canales en un único transpondedor del satélite 200. Tal como se muestra con el indicador A en la forma de realización de la figura 6, la señal convertida 114 tiene un ancho de banda combinado que está dentro del ancho de banda y la frecuencia de ese transpondedor único (es decir, dentro de 36 MHz ó 72 MHz). La señal de transmisión o enlace ascendente 114 es transmitida a continuación por la estación transmisora 116 al satélite 200 para cada uno de los canales en el transpondedor único.

25 La figura 7 ilustra otros detalles del duplicador o elevador de potencia 108 mostrado en la figura 6. El elevador de potencia 108 recibe una señal de entrada 104 desde el modulador de transmisión 102 (figura 6), y genera una replicación espectral de la señal de entrada 104 en forma de múltiples réplicas 110a, 110b, ..., y 110n de la señal de entrada 104 combinadas en una única señal combinada 110. La señal se introduce en n (en la forma de realización de la figura 2) multiplicadores 120, junto con frecuencias de desplazamiento y fases minimizadoras de la PAPR 118. A continuación, cada uno de los multiplicadores 120 proporciona, como salida, la señal de entrada 104 a una frecuencia diferente $F_1, F_2, \dots, \text{ y } F_n$. El combinador 122 combina dichas salidas a una única señal combinada 110. Tal como se muestra, cada una de las réplicas de la señal 110a, 110b, ..., y 110n, tiene el mismo ancho de banda B y amplitud que la señal de entrada original 104, aunque se encuentra en frecuencias diferentes $F_1, F_2, \dots, \text{ y } F_n$.

35 Volviendo a la figura 6, la señal combinada 110 presenta múltiples copias 110a, 110b, ..., y 110n, de la señal modulada recibida 104. Cada una de las señales transporta la misma información sobre el mismo ancho de banda que la señal modulada 104, aunque a frecuencias diferentes $F_1, F_2, \dots, \text{ y } F_n$. El elevador de potencia 108 deteriora mínimamente la PAPR de la señal modulada 104 cuando se genera la señal combinada 110. Por consiguiente, la señal combinada 110 tiene una PAPR baja. Por ejemplo, con cuatro señales duplicadas, el aumento de la PAPR es 2,06 dB; y con ocho señales duplicadas, la PAPR se incrementa en 1,6 dB, en comparación con una única señal portadora. Si se combinan n señales, sin seleccionar fases que minimicen la PAPR, entonces la PAPR puede tener un valor de hasta \sqrt{n} (es decir, 9 dB para 8 señales duplicadas).

45 La figura 8 muestra el sistema 5 todavía en otra forma de realización preferida, alternativa, que utiliza un transpondedor para cada uno de múltiples satélites 200 (de este modo, no es necesario mantener una PAPR baja). En esa forma de realización, se proporciona una antena aparte en la estación transmisora 116a, 116b, ..., y 116n, para cada uno de los satélites 200a, 200b, ..., y 200n. Cada antena transmite una señal 114 a través de un único transpondedor del satélite respectivo 200a, 200b, ..., y 200n. Puede haber una estación transmisora con múltiples antenas, o múltiples estaciones transmisoras que presenten, cada una de ellas, una antena, y que estén alejadas entre sí.

50 El divisor 106 separa la señal hacia dispositivos únicos de convertidor en sentido ascendente y PA 112a, 112b, ..., y 112n, que generan las señales convertidas en sentido ascendente y amplificadas 114a, 114b, ..., y 114n, las cuales presentan un aumento de la potencia (3 dB en la forma de realización mostrada) con respecto a la señal modulada 104, respectivamente. Las señales convertidas en sentido ascendente 114a, 114b, ..., y 114n, se transmiten a los satélites 200a, 200b, ..., y 200n, como señales de enlace ascendente 117a, 117b, ..., y 117n, por medio de antenas de estaciones transmisoras 116a, 116b, ..., y 116n, respectivamente. A continuación, los satélites 200a, 200b, ..., y 200n, retransmiten las señales de enlace ascendente 117a, 117b, ..., y 117n, como señales de enlace descendente 201a, 201b, ..., y 201n, respectivamente.

60 En el terminal remoto 300, la antena en la estación receptora 316 recibe por separado cada una de las señales de enlace descendente 201a, 201b, ..., y 201n, de los satélites respectivos 200a, 200b, ..., y 200n, en las portadoras de frecuencia respectivas sobre las cuales se generaron las señales convertidas 114a, 114b, ..., y 114n. La estación receptora 316 traslada cada una de las señales recibidas 314a, 314b, ..., y 314n al convertidor de sentido descendente de LNB/LNA 312, el cual envía señales convertidas amplificadas 310a, 310b, ..., y 310n, al combinador de diversidad 308. El combinador de diversidad 308 genera una señal combinada coherentemente, elevada, 304 que tiene una potencia aumentada para cada una de las señales convertidas 310a, 310b, ..., y 310n. La combinación de

minimización de la PAPR multiportadora y combinación coherente de frecuencia y fase con un único transpondedor presenta ventajas cuando la apertura de la antena en la estación receptora 316 tiene una ganancia insuficiente, recibe una ASI significativa, o ambas cosas a la vez. Esto es debido a que la señal se eleva con respecto a las componentes de ruido e interferencia, según se ha descrito anteriormente.

La figura 9 muestra otra forma de realización de la invención, en la que el sistema 5 usa múltiples transpondedores en múltiples satélites 200. Conceptualmente, la forma de realización es meramente una combinación de las formas de realización de la figura 1 y la figura 8. No obstante, con respecto a la PAPR, existen algunas diferencias técnicas en función de la manera en la que la forma de realización de la figura 6 afronta la PAPR. Más particularmente, cuando se usan diferentes transpondedores en satélites diferentes 200a, 200b, ..., y 200n, para transmitir cada señal portadora (es decir, cada una de las réplicas de señal 111a, 111b, ..., y 111n, ó 114a, 114b, ..., y 114n), la PAPR, que de otro modo se encontraría en el HPA del transmisor terrestre y el PA del transpondedor satelital se reduce, junto con el TOPB del transpondedor, evitando así la saturación. Por tanto, la forma de realización de la figura 9 aporta las ventajas de la forma de realización de la figura 1 para los transpondedores de cada uno de los satélites independientes, 200a, 200b, ..., y 200n de la forma de realización de la figura 8.

La figura 10 muestra el sistema 5 que usa múltiples satélites 200a, 200b, ..., y 200n con múltiples antenas en la estación receptora 316. Cada antena puede recibir una o más de las señales de enlace descendente 201a, 201b, ..., y 201n. En el ejemplo que se muestra, una primera antena en la estación receptora 316 recibe la primera señal de enlace descendente 201a, y una segunda antena en la estación receptora 316 recibe las otras señales de enlace descendente 201b, ..., y 201n. Por consiguiente, se proporciona un conversor de enlace descendente de LNB/LNA independiente 312a y 312b para cada una de las antenas. Se observa que el combinador de diversidad 308 puede procesar las señales provenientes de los diversos satélites en cualquier orden. Por ejemplo, una primera etapa de combinadores de diversidad 308 puede combinar las dos señales del Sat 1 y las dos señales del Sat 2, a continuación una segunda etapa puede combinar dichas señales combinadas. Alternativamente, un primer combinador de diversidad 308 puede combinar la primera señal del Sat 1, con la primera señal del Sat 2, un segundo combinador de diversidad 308 puede combinar la segunda señal del Sat 1 con la segunda señal del Sat 2, y un tercer combinador de diversidad 308 puede combinar los resultados del primer y el segundo combinadores de diversidad 308.

Las figuras 6 a 10 muestran diferentes formas de realización de la invención. Todas esas figuras proporcionan señales duplicadas que se usan para maximizar la potencia obtenida del(de los) satélite(s) respectivo(s). Con independencia de si se usan uno o múltiples transpondedores, antenas transmisoras, satélites, o antenas receptoras, se obtiene una señal 310 que, a continuación, se eleva en potencia. La señal combinada coherentemente, elevada en potencia, 304 permite el uso de una antena receptora de apertura pequeña o apertura ultrapequeña 316, aunque manteniendo la ganancia y sin tener que incrementar la potencia en el(los) satélite(s) 200. La replicación hace que aumente la potencia de transmisión (en 3 dB), mientras que la combinación de diversidad hace que aumente la componente de la señal en hasta 6 dB (para dos entradas de la misma amplitud), y también hace que aumenten el ruido y la interferencia en 3 dB. El sistema de la presente invención mejora el margen del enlace cuando hay una EIRP inadecuada, sin incrementar en realidad la EIRP.

En las formas de realización mostradas, el funcionamiento del modulador 102, del elevador de potencia 108, y del conversor en sentido ascendente 112 ó 109, del divisor 106, del HPA 113, así como los funcionamientos del desmodulador 302, del combinador de diversidad 308, y del conversor del sentido descendente 312, se implementan preferentemente mediante cualquier procesador o plataforma de procesamiento informático, adecuado, que tenga la capacidad de llevar a cabo las funciones y operaciones en concordancia con la invención. La plataforma informática es preferentemente, por ejemplo, una matriz de puertas programable in situ (FPGA) o un circuito integrado de aplicación específica (ASIC). En particular, el elevador de potencia 108 y el combinador de diversidad 308 se implementan por medio del dispositivo de FPGA o ASIC, ya sea en un sistema autónomo o completamente integrados con el modulador 102 ó el desmodulador 302. La totalidad o partes del sistema y los procesos se pueden almacenar en una memoria o soportes legibles por ordenador, o se pueden leer de los mismos. El modulador 102 y el desmodulador 302 son preferentemente equipos de serie, normalizados.

Para ilustrar lo anterior con un ejemplo práctico, considérese una antena de banda C, de 80 cm. Para una EIRP de satélite de 39 dBW, incluso con la opción de DVB-S2 de velocidad más baja (QPSK, es decir, modulación por desplazamiento de fase en cuadratura, velocidad de código 1/4), la potencia de la señal es insuficiente para superar el ruido y la interferencia. En su lugar, según la presente invención, dos moduladores de DVB-S2 en el nodo central (modulación y codificación M/N a determinar después de calcular la relación señal/ruido más interferencia, combinada en diversidad) se configuran con datos idénticos en dos transpondedores en el mismo satélite sobre el enlace ascendente. La diversidad del receptor combina las dos señales de los transpondedores (ganando ~2,5 dB tanto en la ASI como en la Relación Portadora/Ruido (C/N) ~2,7 dB con un margen de desvanecimiento/centelleo de 2 dB, suponiendo $C/(N+1)=2$ dB y que se selecciona una QPSK DVB-S2 2/5 (es decir, se establece que la modulación indeterminada sea QPSK y se establece que la codificación sea LDPC de velocidad 2/5)). Así, con el coste adicional de un sintonizador y un combinador de diversidad en el nodo remoto, la presente invención permite un canal de 0,4 bps/Hz. Además, la presente invención incrementa la potencia total del satélite en 3 dB (debido al uso de la potencia original en cada uno de los dos transpondedores) e incrementa el ancho de banda, pero permite

un canal con una velocidad neta que no es posible utilizando un canal único (no duplicado) que usa modulaciones de DVB-S2 disponibles.

5 La combinación coherente de frecuencia y fase de múltiples réplicas espectrales permite una salida de potencia elevada del receptor. La replicación puede usar múltiples transpondedores o información ensanchada para múltiples sub-portadoras dentro de un transpondedor (aunque minimizando la PAPR).

10 La combinación de elevación de potencia, combinación coherente de frecuencia, y el uso de uno o múltiples transpondedores (o frecuencias o satélites u otros medios similares de replicación) presentan ventajas cuando la apertura de antena correspondiente a la antena en la estación receptora 316 tiene una ganancia insuficiente (tal como para antenas de apertura pequeña y ultrapequeña), se encuentra con una ASI significativa, o ambas cosas a la vez. El elevador de potencia 108 ó divisor 106 eleva la potencia, lo cual hace que mejore la relación señal/ruido en el combinador de diversidad 308. En el ejemplo antes citado, no es necesaria una replicación especial minimizada en cuanto a la PAPR ya que se duplican datos de un transpondedor a través de muchos transpondedores. En la
15 presente invención, los mismos datos fuente se alimentan a múltiples moduladores, y no hay necesidad de ajustar la puesta en fase de cada modulador.

20 Debe indicarse que no es necesario que los dispositivos descritos de manera que están en comunicación mutua estén en una comunicación mutua continua. Además, los dispositivos que se describen de manera que están en comunicación mutua se pueden comunicar de manera directa o indirecta a través de uno o más intermediarios.

25 Adicionalmente, el divisor 106, el conversor de sentido ascendente 109, el HPA 113 y/o el duplicador 108 anteriores se pueden integrar convenientemente con el modulador de transmisión de un módem, y el combinador de diversidad 308 y el conversor de sentido descendente 312 anteriores se pueden integrar convenientemente en el desmodulador de recepción de un módem (por ejemplo, un módem de DVB-S2). Cuando se integran con un módem, el método de replicación/división de la señal de la presente invención se llevará a cabo después de que se realice la modulación de señal del módem, y la desmodulación de la señal del módem se llevará a cabo después de que se realice el método de combinación de la señal de presente invención. Por consiguiente, un único módem se puede usar para
30 modular la señal portadora antes de que sea duplicada/dividida, convertida en sentido ascendente, y transmitida por medio de n canales, de acuerdo con el método de la presente invención. Además, la señal sobre esos canales puede ser desmodulada por un único módem después de que se conviertan en sentido descendente y se combinen coherentemente de acuerdo con el método de la presente invención. Esa configuración permite que la presente invención funcione sin perder energía de la señal en un filtro con conformación de impulsos, y elimina la necesidad de conocer a priori la velocidad de símbolos nominal.

35 Más particularmente, algunos sistemas convencionales usan un filtro de conformación de impulsos sobre una señal de transmisión dada en una constelación QAM de manera que contenga el espectro. Si se utiliza una técnica de estimación de fase, la constelación debería suponerse (es decir, conocerse a priori) en el terminal remoto 300. Aunque ese método se puede usar para ayudar a mejorar la relación señal/ruido, pierde energía de la señal de
40 manera no deseable. Por contraposición, la presente invención estima la diferencia de fase y frecuencia entre señales durante la combinación coherente, lo cual elimina la necesidad de conocer o suponer la constelación y, en términos de rendimiento, la variación de ruido inyectada por el error de fase es por lo tanto inferior con respecto a sistemas convencionales que usan información de constelaciones. Los módems funcionan utilizando información de constelaciones. Además, al integrar la presente invención con un módem, pueden evitarse pérdidas de energía de la
45 señal que, de otro modo, serían experimentadas por el módem.

REIVINDICACIONES

1. Sistema (5) para permitir el uso de terminales de apertura ultrapequeña en comunicaciones por satélite, comprendiendo el sistema:

5 un transmisor que tiene un divisor (106) y una pluralidad de conversores (109a, b, ... n), estando el divisor (106) configurado para recibir una señal de entrada que tiene información, un ancho de banda, y una amplitud, replicar la señal de entrada en dos o más réplicas de la señal de entrada,

10 estando la pluralidad de conversores (109a, b, ... n), configurada para convertir cada una de entre las dos o más réplicas para que tengan una frecuencia (F1, F2, ..., Fn) sintonizada con dos o más transpondedores satelitales correspondientes, manteniendo al mismo tiempo el ancho de banda y toda la información de la señal de entrada, y

15 estando el transmisor configurado para combinar las dos o más réplicas en una única señal de enlace ascendente (114); y

20 estando una antena de transmisión (116a, 116b, ..., y 116n) configurada para transmitir la señal de enlace ascendente (114) a los dos o más transpondedores satelitales.

2. Sistema (5) según la reivindicación 1, que además comprende:

25 una antena de recepción configurada para recibir una señal de enlace descendente (314) desde los dos o más transpondedores satelitales, siendo la señal de enlace descendente (314) una retransmisión de la señal de enlace ascendente (114); y

un combinador de diversidad (308) configurado para

30 recibir la señal de enlace descendente (314) desde la antena de recepción, y

combinar coherentemente las dos o más réplicas en una señal de salida por fase y frecuencia usando uno o más combinadores de diversidad (308a, b, c) dispuestos en una disposición en cascada, estando uno o más combinadores de diversidad (308a, b, c) configurados para impartir un aumento de potencia y de la relación señal/ruido sobre la señal de salida, en comparación con la señal de entrada.

35 3. Sistema (5) según la reivindicación 2, en el que dicho combinador de diversidad (308) está integrado con un módem.

40 4. Sistema (5) según la reivindicación 1, en el que el transmisor está además configurado para convertir cada una de entre las dos o más réplicas para que tengan la frecuencia (F1, F2, ..., Fn) sintonizada con los dos o más transpondedores satelitales correspondientes, manteniendo al mismo tiempo la amplitud de la señal de entrada.

5. Sistema (5) según la reivindicación 1, en el que una de las dos o más réplicas es la señal de entrada.

45 6. Sistema (5) según la reivindicación 1, en el que

el transmisor está configurado para convertir las dos o más réplicas para que tengan unas frecuencias (F1, F2, ..., Fn) que, cuando se combinen, estén dentro de las frecuencias (F1, F2, ... Fn) y un ancho de banda correspondiente a un único transpondedor satelital; y

50 la antena de transmisión (116a, 116b, ..., y 116n) transmite la señal de enlace ascendente (114) al único transpondedor satelital.

55 7. Sistema (5) según la reivindicación 6, en el que las dos o más réplicas reducen la Relación Potencia de Pico/Potencia Media (PAPR) para el sistema, en comparación con un sistema que utiliza solamente una réplica.

8. Sistema (5) según la reivindicación 1, en el que los dos o más transpondedores satelitales están en un mismo satélite (200).

60 9. Sistema (5) según la reivindicación 1, en el que el transmisor está además configurado para

replicar la señal de entrada en cuatro o más réplicas de la señal de entrada, convertir por lo menos dos de las cuatro o más réplicas para que presenten una frecuencia (F1, F2, ... Fn) sintonizada con dos o más transpondedores satelitales correspondientes en un primer satélite (200a), manteniendo al mismo tiempo el ancho de banda y toda la información de la señal de entrada,

65

convertir por lo menos otras dos de las cuatro o más réplicas para que presenten una frecuencia (F1, F2, ... Fn) sintonizada con dos o más transpondedores satelitales correspondientes en un segundo satélite (200b), manteniendo al mismo tiempo el ancho de banda y toda la información de la señal de entrada,

5 combinar dichas por lo menos dos de las cuatro o más réplicas sintonizadas con el primer satélite, en una primera señal de enlace ascendente (114a), y

10 combinar dichas por lo menos otras dos réplicas de entre las cuatro o más réplicas sintonizadas con el segundo satélite, en una segunda señal de enlace ascendente (114b).

10. Sistema (5) según la reivindicación 8, que además comprende una segunda antena de transmisión configurada para transmitir la segunda señal de enlace ascendente (114b) a los dos o más transpondedores satelitales en el segundo satélite (200b).

15 11. Sistema según la reivindicación 2, en el que el combinador de diversidad (308) está configurado para combinar coherentemente las dos o más réplicas en una señal de salida sin necesidad de conocer a priori la velocidad de símbolos nominal.

20 12. Sistema según la reivindicación 2, en el que el combinador de diversidad (308) está configurado para combinar coherentemente las dos o más réplicas en una señal de salida (304), sin que las dos o más réplicas hayan sido desmoduladas, y en el que el sistema además comprende un desmodulador de recepción (302) configurado para desmodular la señal de salida (304).

25 13. Sistema según la reivindicación 1, que además comprende:

una pluralidad de antenas de recepción configuradas para recibir una señal de enlace descendente (314) desde los dos o más transpondedores satelitales, siendo la señal de enlace descendente (314) una retransmisión de la señal de enlace ascendente (114); y

30 un combinador de diversidad (308) configurado para

recibir la señal de enlace descendente (308) desde cada una de entre dicha pluralidad de antenas de recepción, y

35 combinar coherentemente las dos o más réplicas en una señal de salida por fase y frecuencia usando uno o más combinadores de diversidad (308a, b, c) dispuestos en una disposición en cascada, estando el combinador o combinadores de diversidad (308a, b, c) configurados para impartir un aumento de potencia y de la relación señal/ruido sobre la señal de salida, en comparación con la señal de entrada.

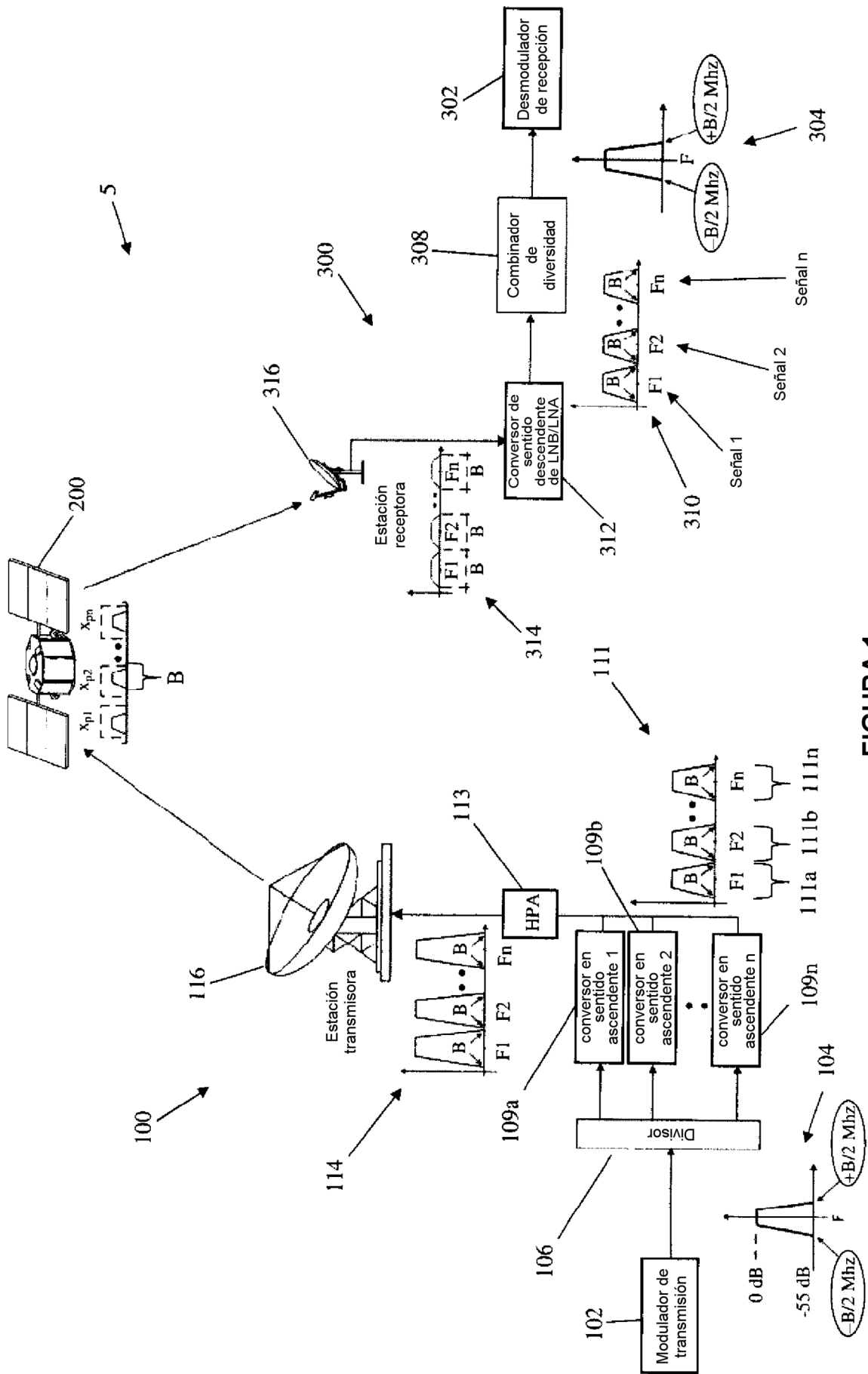
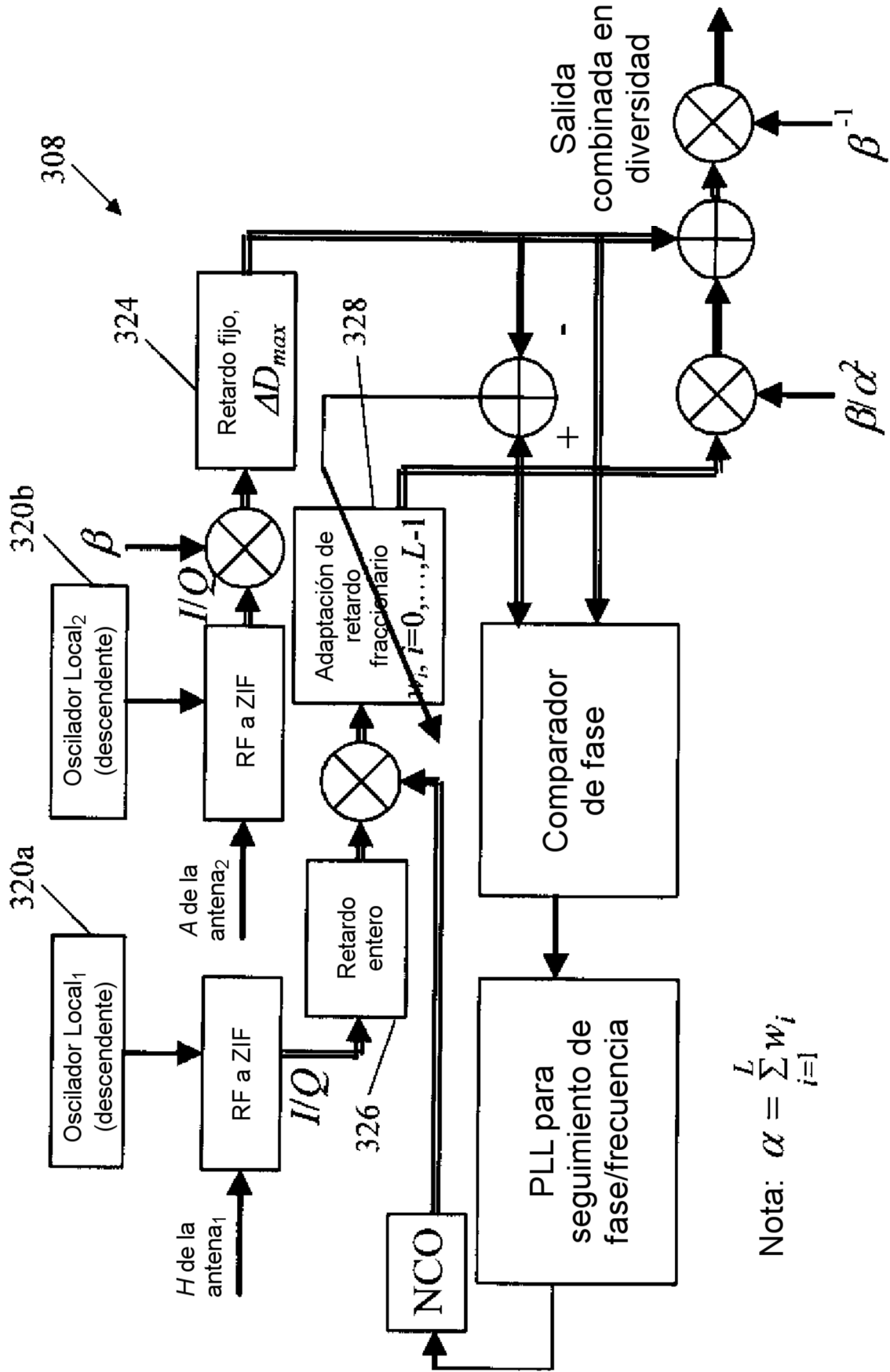


FIGURA 1



Nota: $\alpha = \sum_{i=1}^L w_i$

FIGURA 2

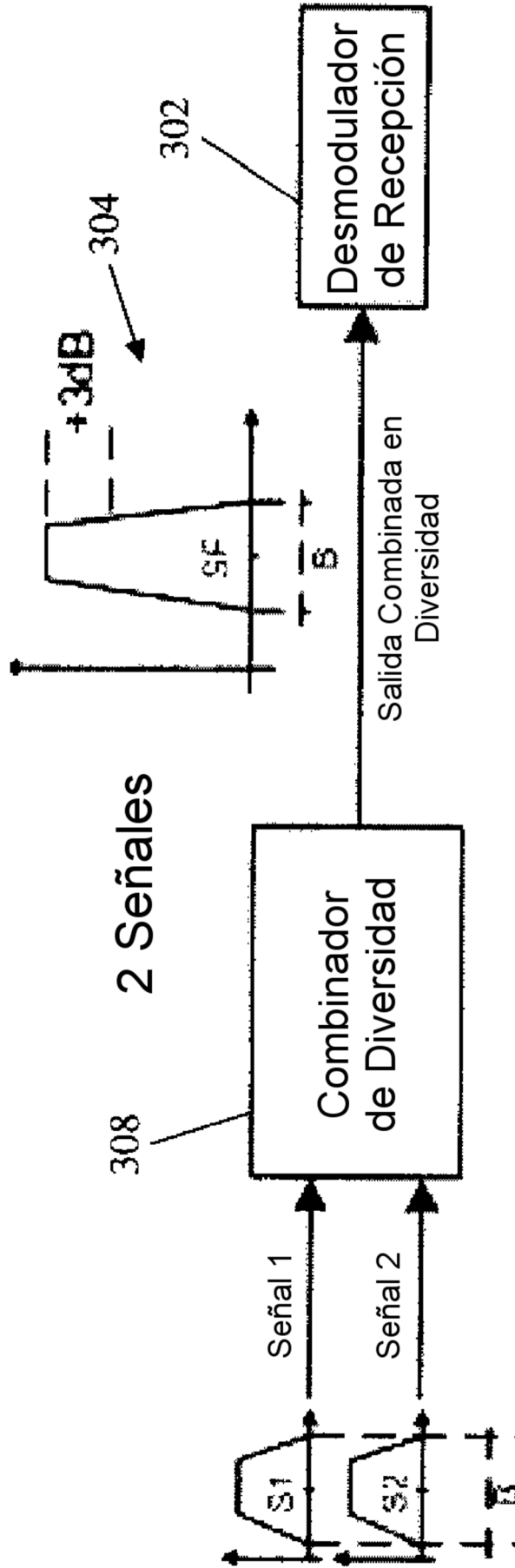


FIGURA 3

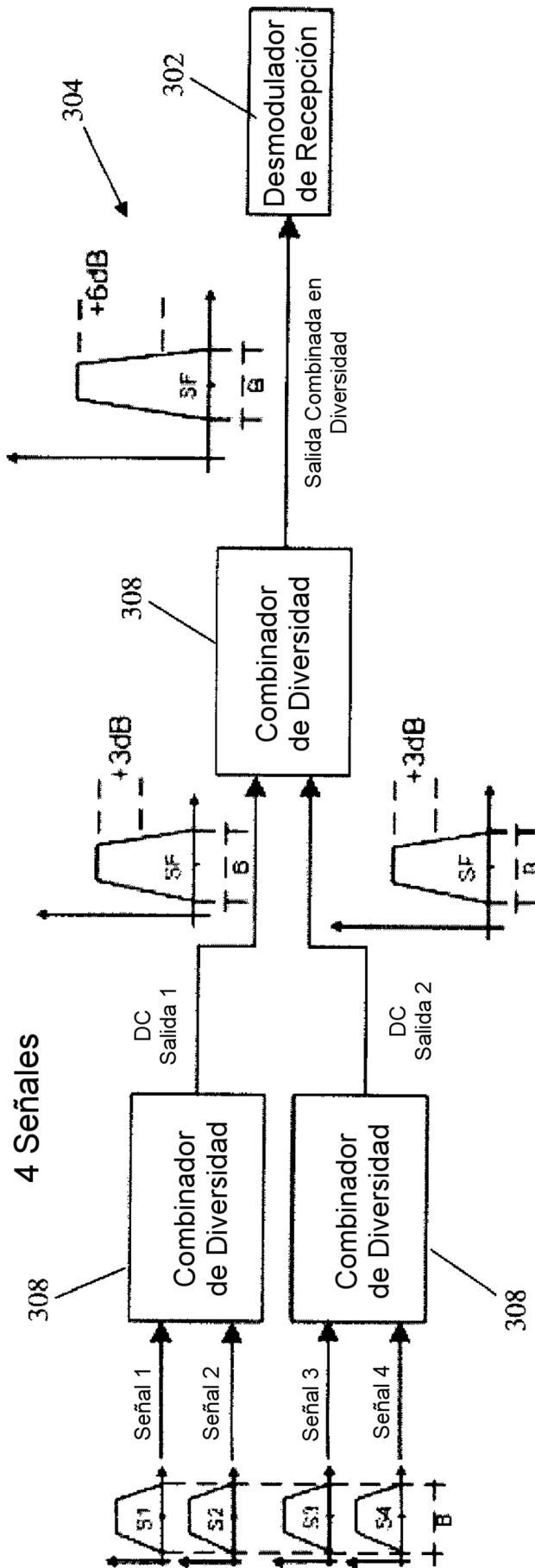


FIGURA 4

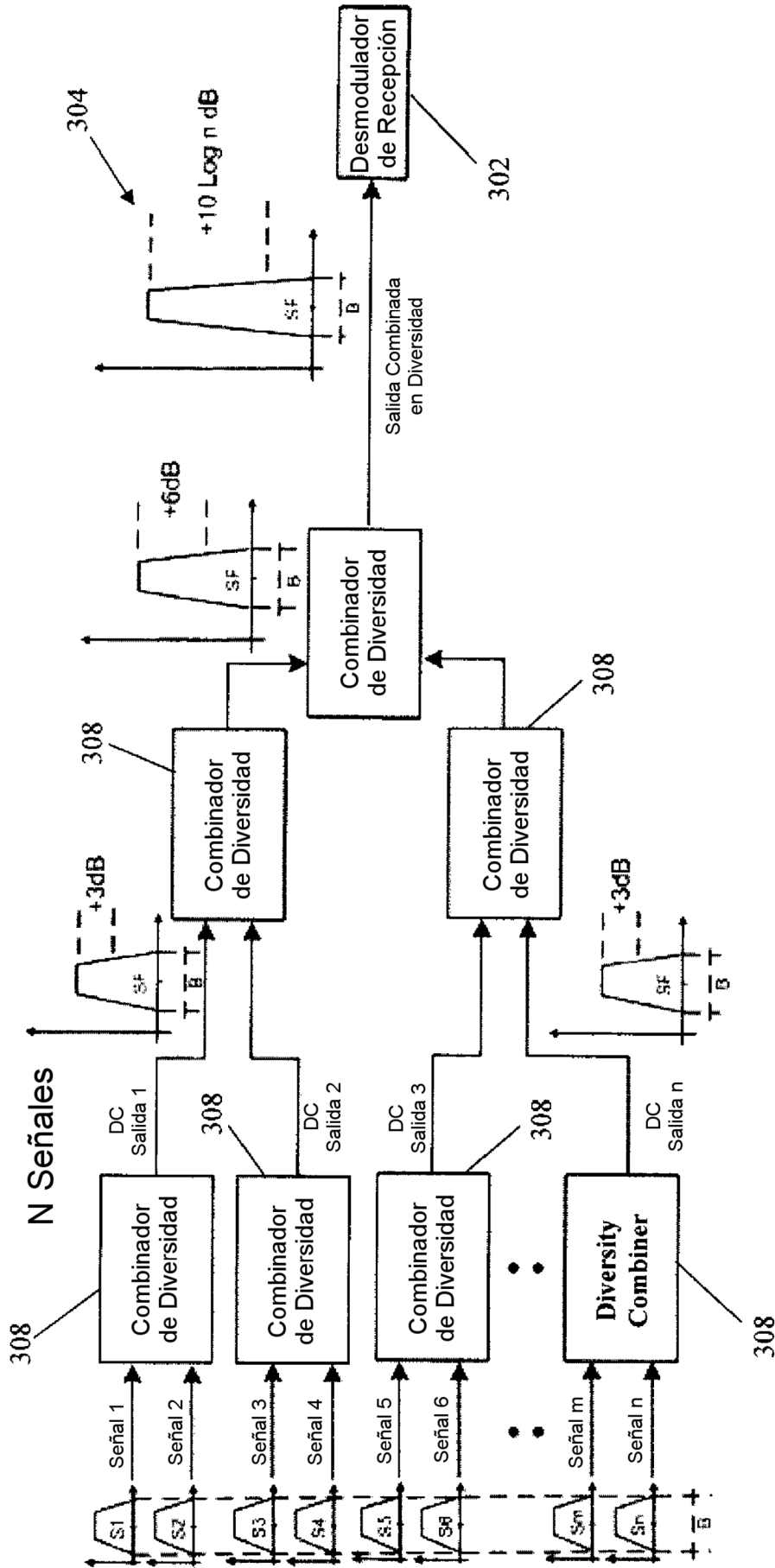


FIGURA 5

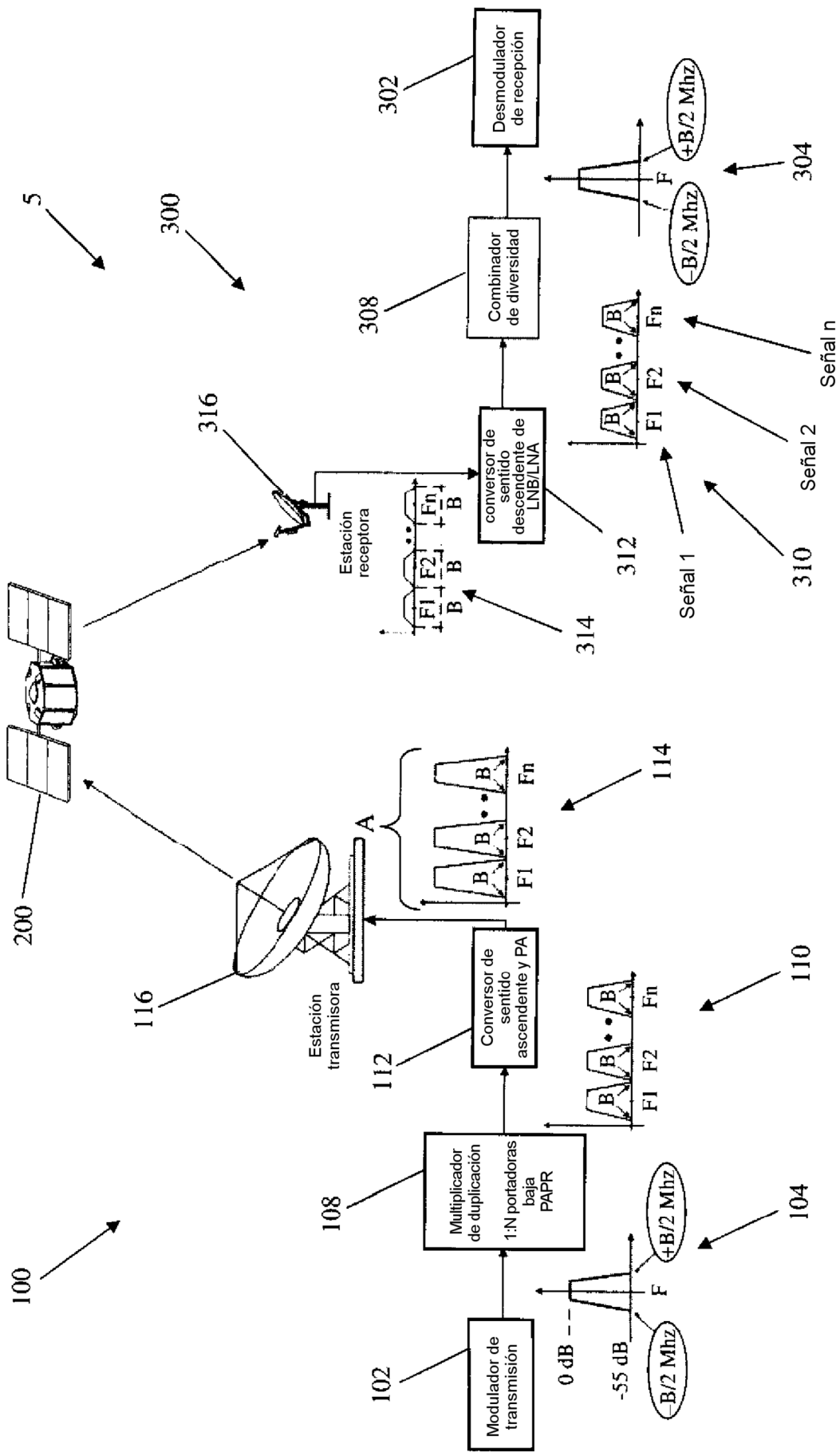


FIGURA 6

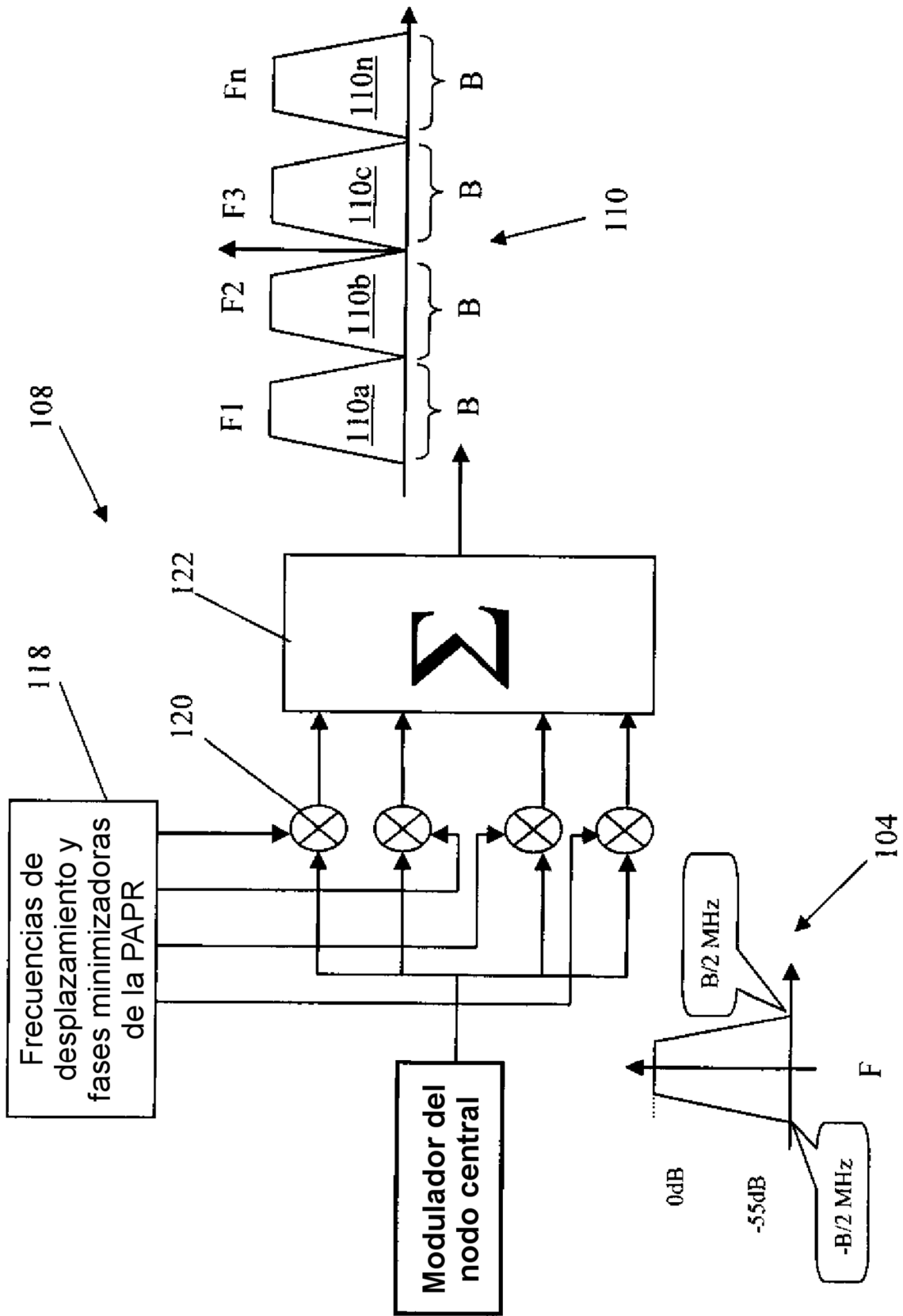


FIGURA 7

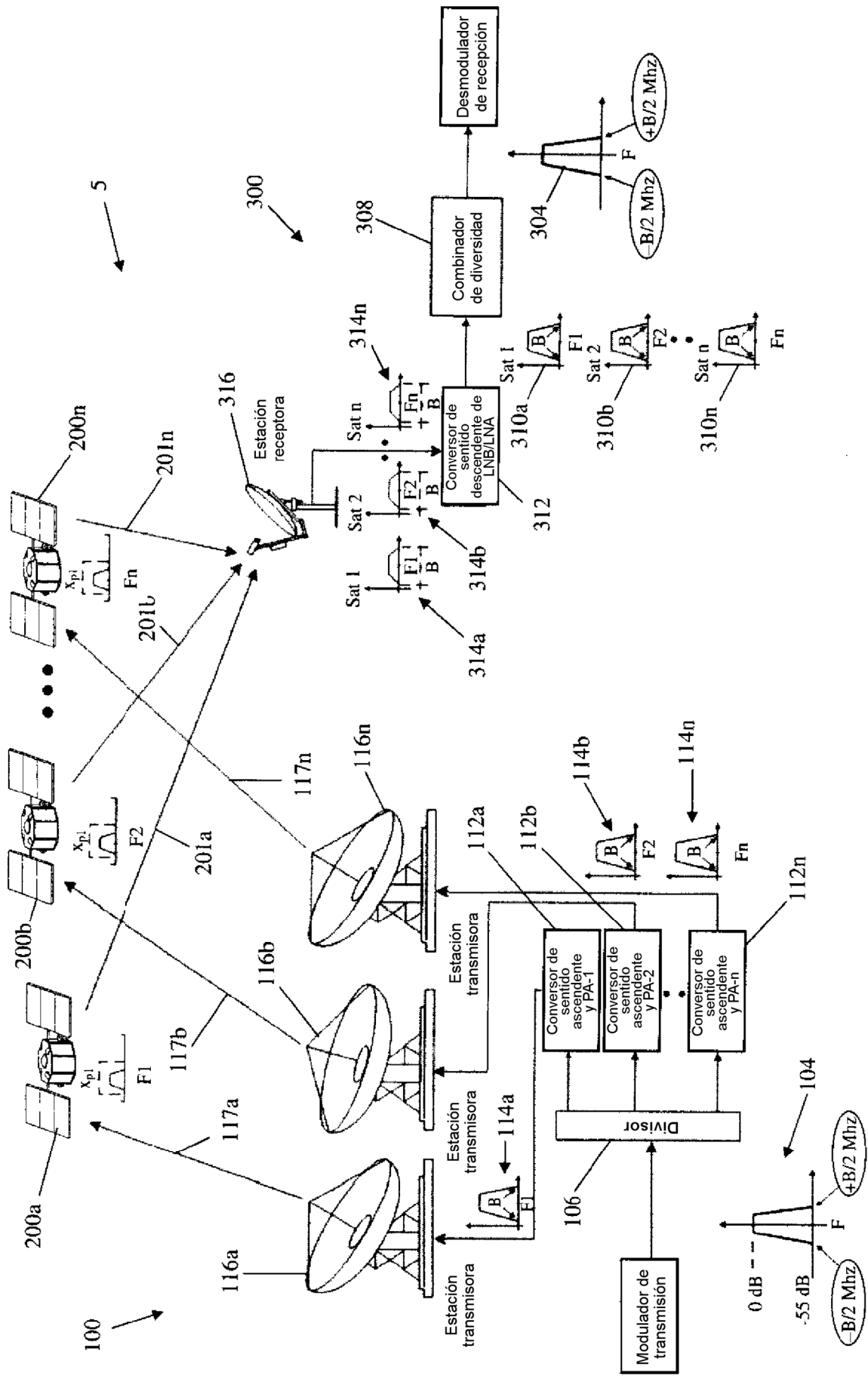


FIGURA 8

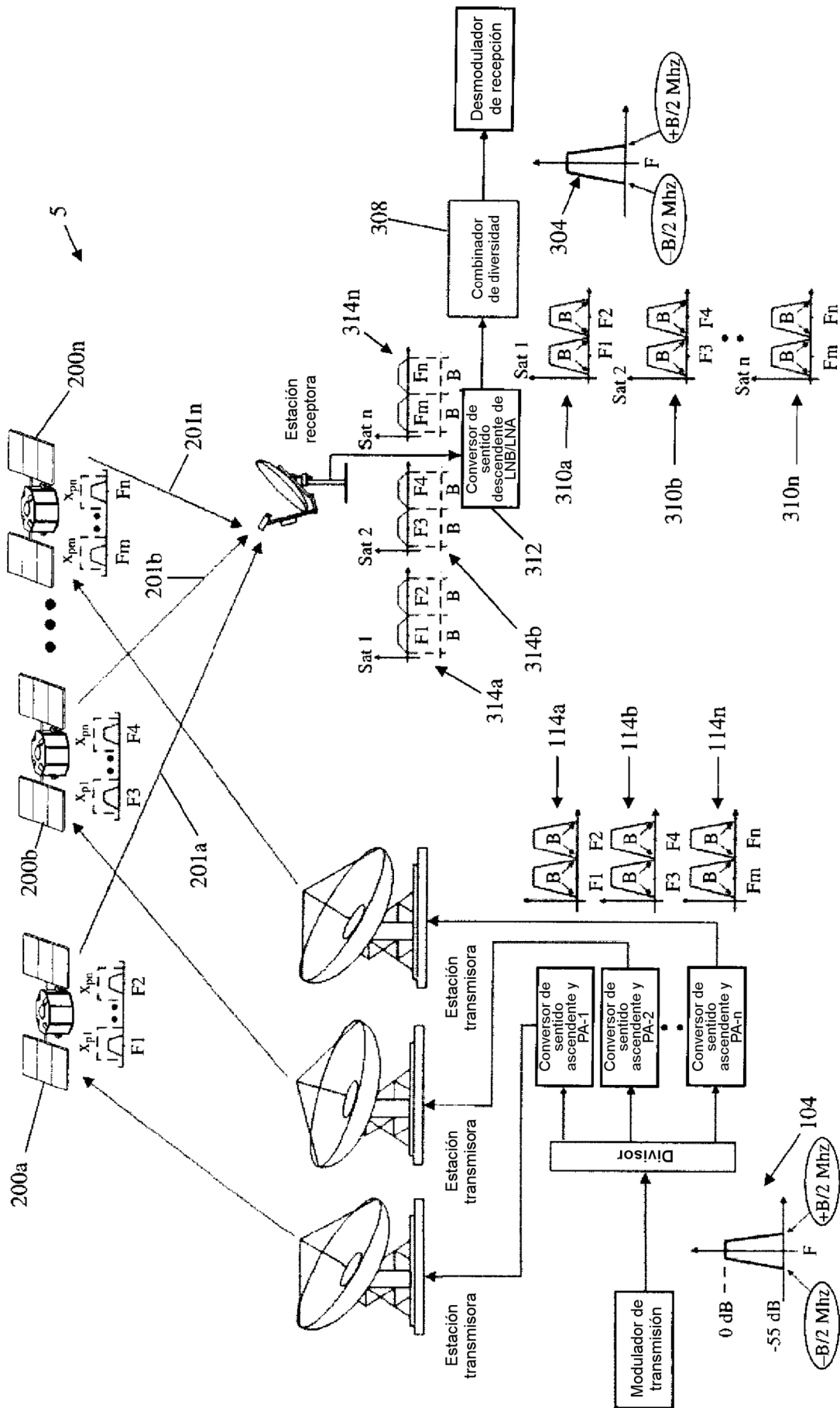


FIGURA 9

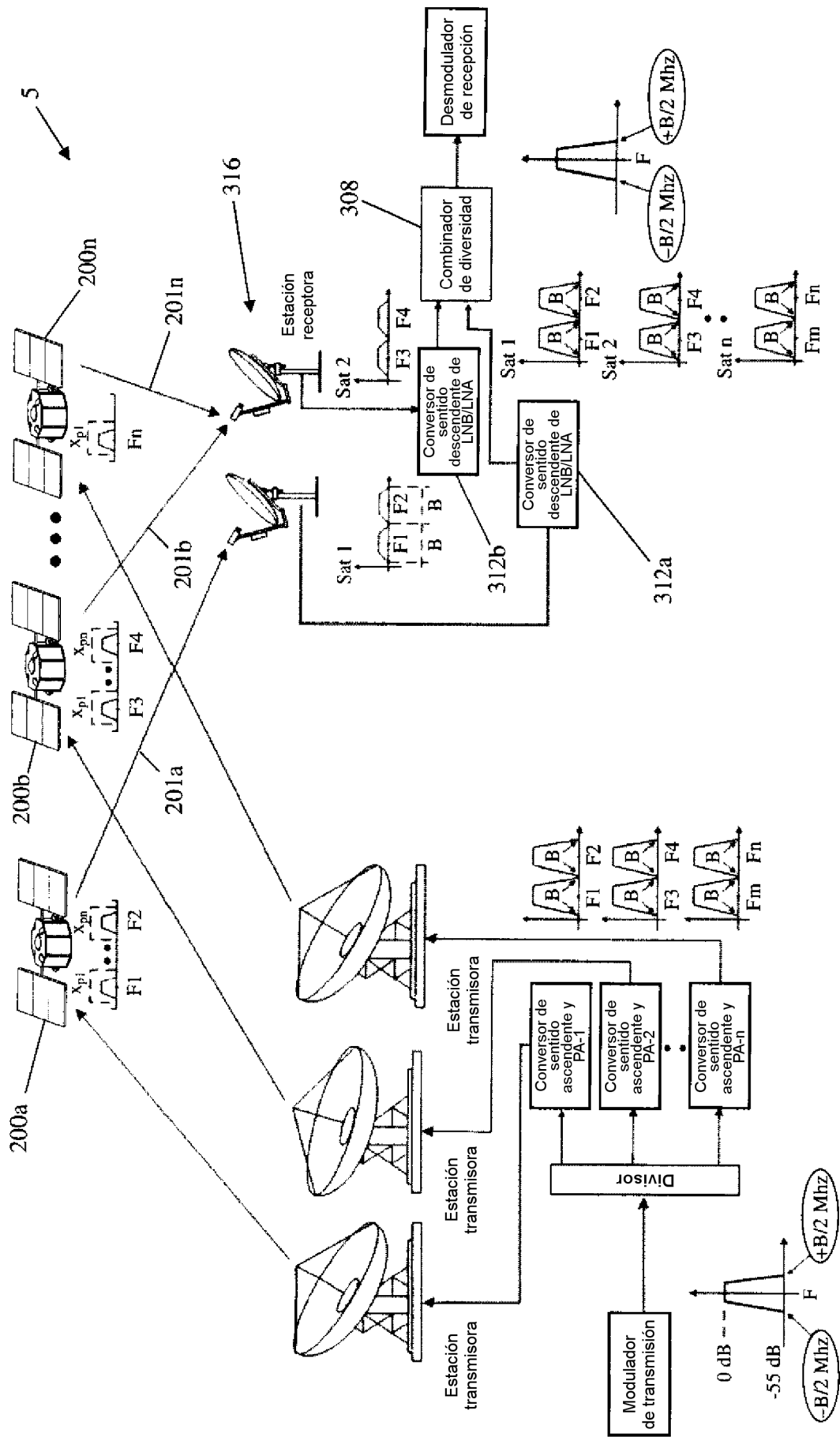


FIGURA 10