(19) OFICINA ESPAÑOLA DE PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA

(11) Número de publicación: **2 401 720**

(51) Int. CI.:

H04B 1/28 (2006.01)

(12) TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA T3

(96) Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **19.12.2008 E 08866220 (0)**

(97) Fecha y número de publicación de la concesión europea: **13.02.2013 EP 2225831**

(54) Título: **Filtrado de canales de comunicacón dentro de satélites de telecomunicaciones**

(30) Prioridad:

28.12.2007 EP 07270081
28.12.2007 GB 0725251

(45) Fecha de publicación y mención en BOPI de la traducción de la patente:
23.04.2013

(73) Titular/es:

ASTRIUM LIMITED (100.0%)
GUNNELS WOOD ROAD STEVENAGE
Hertfordshire SG1 2AS, GB

(72) Inventor/es:

MORRIS, IAN

(74) Agente/Representante:

GONZÁLEZ PALMERO, Fe

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

Filtrado de canales de comunicación dentro de satélites de telecomunicaciones

Campo de la invención

La presente invención se refiere a medios de filtrado de canales de comunicación entre haces de enlace ascendente y enlace descendente dentro de satélites de telecomunicaciones.

Antecedentes de la técnica

El documento WO 2006/043115 da a conocer un mecanismo analógico económico que permite la flexibilidad en el encaminamiento de canales entre haces de enlace ascendente y enlace descendente, en el que se convierten todos los canales de enlace ascendente de una variedad de bandas de microondas a una primera frecuencia intermedia ("IF"), y se emplean filtros rápidos para filtrar y trasladar los canales seleccionados a una segunda IF, para agrupar los canales seleccionados conjuntamente para la transmisión en un haz de enlace descendente.

Los documentos WO 2006/085116 y US-A-4.262.361 dan a conocer una forma de filtro rápido que tiene un ancho de banda variable de manera continua que incluye un oscilador local y mezcladores para ajustar la posición de una señal de entrada en relación con bordes de filtro de paso de banda. Un problema de las técnicas dadas a conocer en los documentos anteriores es que cuando se requiere un gran número de filtros rápidos para el encaminamiento de canal, esto introduce una gran cantidad de ruido de fase.

Sumario de la invención

Es un objeto de la invención proporcionar un mecanismo analógico para proporcionar flexibilidad en el encaminamiento de canales entre haces de enlace ascendente y enlace descendente en un satélite de telecomunicaciones, en el que se evitan o reducen los problemas de ruido de fase.

La presente invención proporciona un filtro de ancho de banda variable, que comprende un primer mezclador para trasladar la frecuencia de una señal de entrada mediante un primer valor de frecuencia predeterminado, un primer filtro para definir un borde de dicho ancho de banda variable, un segundo mezclador para trasladar la frecuencia de la señal de entrada mediante un segundo valor de frecuencia predeterminado, un segundo filtro para definir otro borde de dicho ancho de banda variable, y medios de mezclador adicionales para trasladar la frecuencia de la señal de entrada mediante un valor de frecuencia predeterminado adicional, y que incluye medios de oscilador local para proporcionar una primera frecuencia de oscilador local a dicho primer mezclador y dichos medios de mezclador adicionales, y segundos medios de oscilador local para proporcionar una segunda frecuencia de oscilador local a dicho segundo mezclador y dichos medios de mezclador adicionales, por lo que cada traslado de frecuencia de la señal de entrada en un sentido tiene un traslado complementario del valor correspondiente en el sentido opuesto.

La presente invención reconoce que la mayor parte de ruido de fase en un filtro de ancho de banda variable se origina en osciladores locales y que, garantizando que cada traslado de frecuencia de la señal de entrada mediante una señal de oscilador local se refleja mediante un traslado de frecuencia a partir de esencialmente la misma señal de oscilador local en el sentido opuesto, se cancelará esencialmente el ruido de fase de la señal de oscilador local.

Tal como se prefiere, se proporcionan dichos medios de oscilador local primeros y segundos mediante un único circuito de oscilador, que está acoplado a primeros medios de sintetizador de frecuencia para proporcionar dicha primera frecuencia de oscilador local, y está acoplado a segundos medios de sintetizador de frecuencia para proporcionar dicha segunda frecuencia de oscilador local; esto permite ahorrar en el número de piezas y reduce las fuentes de ruido de fase. El único circuito de oscilador puede incluir un cristal para conseguir precisión de frecuencia absoluta alta y un oscilador controlado de tensión ("VCO") bloqueado a un múltiplo de la frecuencia. Aunque el VCO es puro espectralmente se desviará con el tiempo. Se proporciona un esquema de lazo de control para bloquear el VCO y el "ancho de banda de seguimiento" de este lazo determina cuánto ruido de fase pasa.

Dichos medios de sintetizador de frecuencia comprenden preferiblemente sintetizadores N fraccionales. Se prefiere por conveniencia proporcionar para cada una de las frecuencias primera y segunda un único sintetizador, proporcionando cada sintetizador la misma señal al mezclador primero o segundo respectivo y a los medios de mezclador adicionales.

En cuanto a los medios de mezclador adicionales, éstos pueden comprender uno o más circuitos de mezclador, tal como se describe a continuación. La construcción de cada mezclador puede adoptar cualquier forma conveniente, por ejemplo, un puente de diodo.

Los medios de retardo apropiados, por ejemplo, longitudes de línea de retardo, pueden insertarse en los trayectos de señal de las frecuencias primera y segunda para garantizar que el traslado de señal de la señal de entrada que refleja un traslado previo de la señal de entrada tiene lugar con versiones de una señal de oscilador local que están

sincronizadas en el tiempo. Los valores precisos de las frecuencias de oscilador local primera y segunda pueden tener cualquier valor deseado, y se elegirán dependiendo de las características precisas de los filtros primero y segundo y el requisito de evitar los productos de intermodulación que provocan interferencia. En una realización particularmente preferida, los valores de las frecuencias de oscilador local primera y segunda se seleccionan para que sean iguales. Esto permite ahorros significativos en costes de hardware ya que puede requerirse sólo un sintetizador N fraccional. Alternativamente, pueden proporcionarse dos subunidades idénticas, incluyendo cada una sintetizador y mezclador, para formar el filtro de ancho de banda variable.

Breve descripción de los dibujos

Se describirán a continuación las realizaciones preferidas de la invención con referencia a los dibujos adjuntos en los que:

la figura 1 es un diagrama esquemático que ilustra el concepto de la presente invención;

la figura 2 es un diagrama de bloques esquemático de una primera realización de la invención; y

la figura 3 es un diagrama de bloques esquemático de una segunda realización de la invención.

Descripción de las realizaciones preferidas

Las disposiciones actuales para encaminar canales entre haces de enlace ascendente y enlace descendente en satélites de comunicaciones emplean osciladores locales independientes para obtener la posición de canal y el ancho de banda de canal mientras que proporcionan también un traslado de frecuencia neto global. Al hacerlo así, no existe la posibilidad de cancelar las contribuciones de ruido de fase. Las realizaciones preferidas de la invención proporcionan una manera de conservar la funcionalidad de ancho de banda flexible, al tiempo que se reduce el ruido de fase y el número de piezas de hardware. La invención puede ofrecer una manera de incluir la variabilidad de ancho de banda como una función autónoma que puede añadirse al diseño de encaminamiento de canal global si y cuando lo requiera una misión. Las realizaciones preferidas se basan en usar osciladores locales de manera que se elimina el ruido de fase, usando las mismas frecuencias para la conversión ascendente y la conversión descendente.

El plan de conversión propuesto se muestra en la figura 1. La línea IF1 representa las frecuencias de entrada y salida comunes para el diseño de encaminamiento actual global. Como puede verse, el plan no se traslada globalmente. IF2 e IF3 son frecuencias intermedias que se eligen para minimizar productos espurios. La función de ancho de banda variable se forma convirtiendo la frecuencia de canal a IF2 por medio de un traslado de frecuencia “a”, y usando un filtro de paso alto en IF2 para definir un borde inferior del ancho de banda del filtro. Un traslado de frecuencia adicional “b” mueve el canal a IF3 y un filtro de paso bajo en IF3 define el borde superior del ancho de banda variable. La conversión “b” ajusta la superposición de los dos filtros, es decir, la anchura de la banda de paso. Después del filtrado en IF3, el filtrado de canal está completo y el canal se devuelve a la banda de frecuencia IF1 mediante traslados de frecuencia adicionales -”a” y +”b”.

En disposiciones alternativas, el traslado “a” puede ser más pequeño en valor que el traslado “b”, y el filtro en IF2 puede ser un filtro de paso bajo, y el de IF3 un filtro de paso alto. En una disposición preferida particularmente, los valores de a y b pueden ser iguales numéricamente; esto permite ahorros en costes de hardware.

En la primera realización de la invención, tal como se muestra en la figura 2, la conversión final de IF3 a IF1 no va a través de IF2 sino que se forma mediante una conversión directa (a-b) que conserva todavía las propiedades de cancelación. En la figura 2, una señal de canal de entrada RF en IF1 (el intervalo de frecuencia de entrada (IF1) está entre 10,7 GHz y 12,75 GHz) se filtra mediante un filtro 2 de rechazo de imagen (5,9 — 8,0 GHz), se mezcla en un primer mezclador 4 con una primera frecuencia de oscilador local A, se filtra en un filtro 6 cerámico de paso alto, se amplifica en un amplificador 7 de ganancia variable, se mezcla en un segundo mezclador 8 con una segunda frecuencia de oscilador local B, se filtra en un filtro 10 cerámico de paso bajo, se mezcla en un mezclador 12 adicional con una señal de oscilador local combinada A+B, y a continuación se filtra a través de un filtro 14 de banda ancha para proporcionar una señal de salida. Por tanto, los elementos 2-14 se acoplan en serie en el trayecto de señal para la señal de entrada RF.

Los filtros 6, 10 de conformación de banda están en 2,4 GHz (con más precisión existe un factor de redondeo de 2,25 a 2,5 GHz) y 4 GHz (con un factor de redondeo entre 4,00 y 4,25 GHz). Un oscilador 16 local maestro está acoplado a un primer sintetizador 18 N fraccional que proporciona una primera frecuencia de oscilador local A en frecuencias entre 8,45 y 1,25 GHz al mezclador 4, y a un mezclador 20 adicional. El oscilador 16 está acoplado a un segundo sintetizador 22 N fraccional que proporciona una segunda frecuencia de oscilador local B en frecuencias entre 6,25 y 6,5 GHz al mezclador 8, y al mezclador 20 adicional. El mezclador 20 proporciona una señal combinada A+B a través de un filtro 24 de paso de banda (14,95 – 17,00 GHz) al mezclador 12 adicional. Las líneas de retardo Ta y Tb se proporcionan en los trayectos de señal desde los sintetizadores 18, 22 al mezclador 20, para hacer coincidir las longitudes de trayecto para permitir la cancelación de ruido de fase óptima.

En funcionamiento, el producto de modulación RF-A se extrae del mezclador y se aplica al filtro 6, para definir el borde de paso de banda inferior. La señal filtrada RF-A se aplica al mezclador 8, y el producto de modulación B-RF+A se extrae y se aplica al filtro 10, para definir el borde de paso de banda superior. La versión filtrada de B-RF+A se aplica al mezclador 12, en el que se extrae el producto de modulación de A+B - (B-RF+A), que representa la versión filtrada de la señal de entrada RF.

El enfoque de la segunda realización mostrada en la figura 3 es tomar la forma de conversión conceptual “M” de la figura 1 completamente y aplicar conversión individual para cada fase. En la figura 3, las partes similares a las de la figura 2 se denominan mediante los mismos números de referencia. Puede verse que una diferencia fundamental es que se ha omitido el mezclador 20 de la figura 2, y que se proporciona un mezclador 30 adicional en el trayecto de señal de entrada, después de un amplificador 32 de ganancia de señal. Por tanto, el mezclador 12 funciona para trasladar la frecuencia de la señal de entrada mediante B, y el mezclador 30 funciona para trasladar la frecuencia de la señal de entrada mediante A.

En una variación, los valores de las frecuencias de oscilador local A y B son iguales Esto permite ahorros en costes de hardware ya que, por ejemplo, el circuito puede estar compuesto por dos subunidades idénticas, incluyendo cada una un mezclador y un sintetizador.

REIVINDICACIONES

1. Filtro de ancho de banda variable, que comprende:

un primer mezclador (4) para trasladar la frecuencia de una señal de entrada mediante un primer valor de frecuencia predeterminado para proporcionar una primera señal trasladada;

un primer filtro (6) para filtrar la primera señal trasladada, estando configurado el primer filtro para definir uno del borde superior o inferior de dicho ancho de banda variable;

un segundo mezclador (8) para trasladar la frecuencia de la primera señal trasladada filtrada mediante un segundo valor de frecuencia predeterminado para proporcionar una segunda señal trasladada;

un segundo filtro (10) para filtrar la segunda señal trasladada, estando configurado el segundo filtro para definir el otro del borde superior o inferior de dicho ancho de banda variable;

medios de mezclador adicionales para trasladar la frecuencia de la segunda señal trasladada filtrada mediante un valor de frecuencia predeterminado adicional, en el que dichos medios de mezclador adicionales proporcionan un traslado de frecuencia complementario correspondiente a cada uno de dichos valores de frecuencia predeterminados primero y segundo para devolver la segunda señal trasladada filtrada a la frecuencia de la señal de entrada, y

medios de oscilador local para proporcionar una primera frecuencia A de oscilador local dicho primer mezclador y a dichos medios de mezclador adicionales, y una segunda frecuencia A de oscilador local dicho segundo mezclador y a dichos medios de mezclador adicionales.

2. Filtro según la reivindicación 1, que incluye un circuito de oscilador, que está acoplado a primeros medios (18) de sintetizador de frecuencia para proporcionar dicha primera frecuencia de oscilador local, y que está acoplado a segundos medios (22) de sintetizador de frecuencia para proporcionar dicha segunda frecuencia de oscilador local.

3. Filtro según la reivindicación 2, en el que el circuito de oscilador incluye un cristal y un lazo de control que incluye un oscilador controlado de tensión que está bloqueado a un armónico de la frecuencia del cristal.

4. Filtro según la reivindicación 2 ó 3, en el que los primeros medios (18) de sintetizador de frecuencia comprenden un sintetizador N fraccional.

5. Filtro según la reivindicación 2, 3 ó 4, en el que los segundos medios (22) de sintetizador de frecuencia comprenden un sintetizador N fraccional.

6. Filtro según cualquier reivindicación anterior, que incluye medios de retardo insertados en los trayectos de señal de las frecuencias de oscilador local primera y/o segunda para igualar los retardos de trayecto de señal.

7. Filtro según cualquier reivindicación anterior, en el que dichos medios de mezclador adicionales incluyen un mezclador dispuesto para mezclar la señal de entrada con una versión combinada de las frecuencias de oscilador local primera y segunda.

8. Filtro según cualquiera de las reivindicaciones 1 a 6, en el que dichos medios de mezclador adicionales incluyen un tercer mezclador (30) dispuesto para mezclar la señal de entrada con la primera frecuencia de oscilador local, y un cuarto mezclador (12) dispuesto para mezclar la señal de entrada con la segunda frecuencia de oscilador local.

9. Filtro según cualquier reivindicación anterior, en el que los valores de dichas frecuencias de oscilador local primera y segunda son iguales.

10. Filtro según cualquier reivindicación anterior, incorporado en una disposición de encaminamiento de canal entre haces de enlace ascendente y enlace descendente en un satélite de telecomunicaciones.

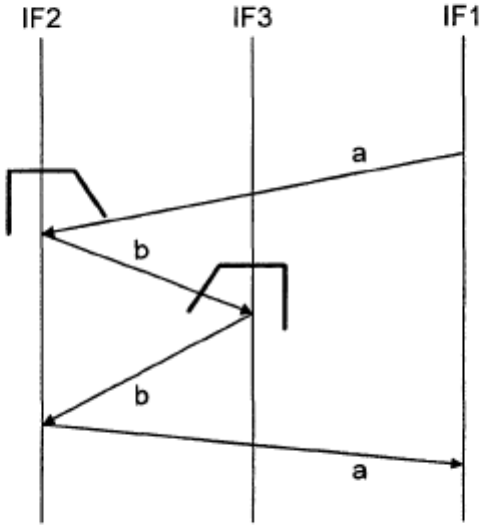

FIG. 1

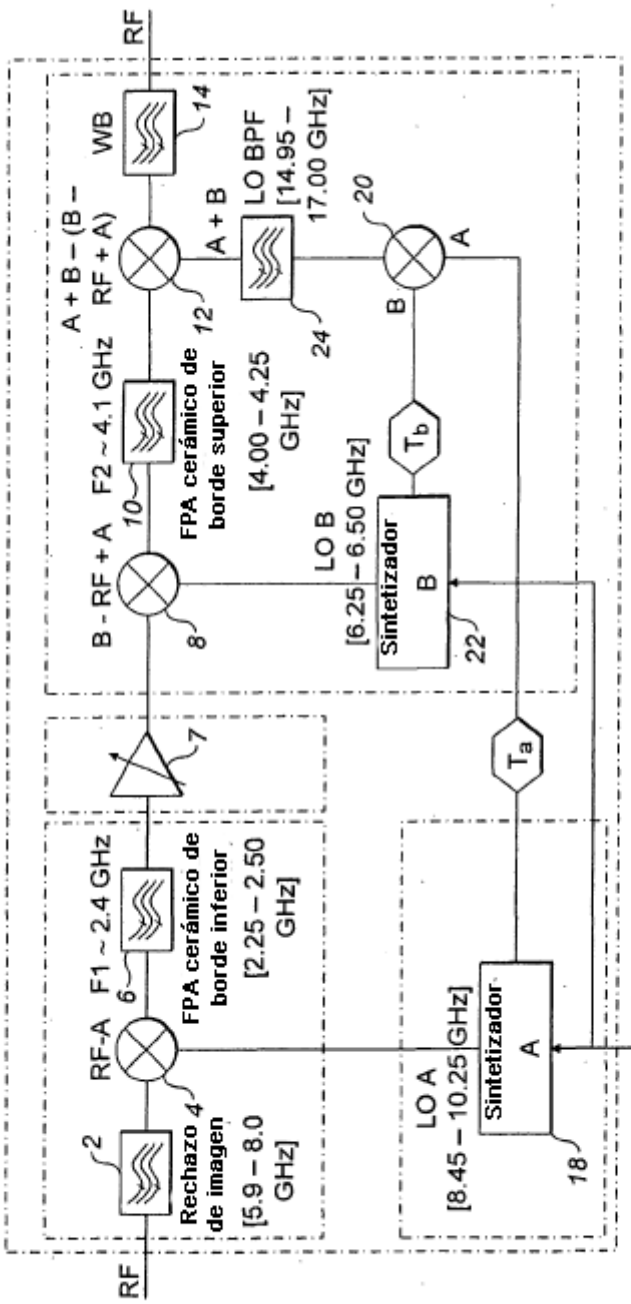
RF
WB
14
A + B – (B – RF + A)
12
A + B
LO BPF [14.95 – 17.00 GHz]
20
A
24
B
F2 ~ 4.1 GHz
10
FPA cerámico de borde superior
[4.00 – 4.25 GHz]
Tb
B - RF + A
8
LO B
[6.25 – 6.50 GHz]
Sintetizador B
22
7
Ta
F1 ~ 2.4 GHz
6
FPA cerámico de borde inferior
[2.25 – 2.50 GHz]
RF-A
4
2
Rechazo de imagen
[5.9 – 8.0 GHz]
LO A
[8.45 – 10.25 GHz]
Sintetizador A
18
MRO
16
RF

FIG. 2

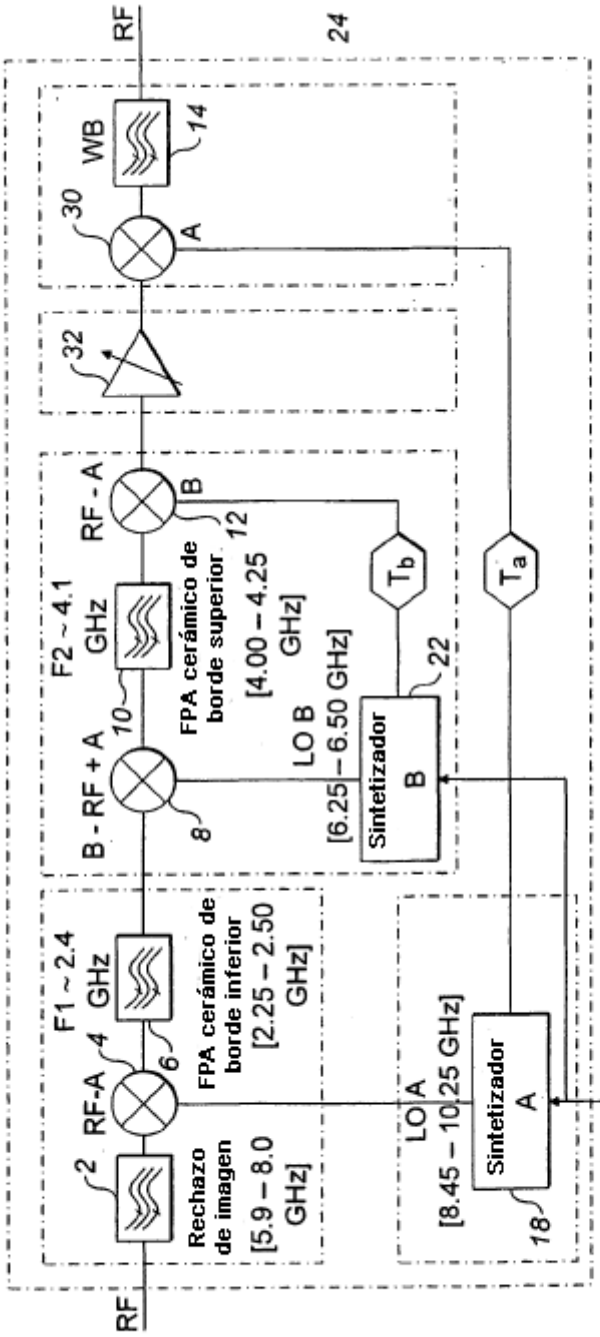
RF
24
WB
14
30
A
32
RF - A
B
12
F2 ~ 4.1 GHz
FPA cerámico de borde superior
[4.00 – 4.25 GHz]
T_b
T_a
10
B - RF + A
8
LO B
[6.25 – 6.50 GHz]
Sintetizador B
22
F1 ~ 2.4 GHz
4
6
RF-A
FPA cerámico de borde inferior
[2.25 – 2.50 GHz]
2
Rechazo de imagen
[5.9 – 8.0 GHz]
RF
LO A
[8.45 – 10.25 GHz]
Sintetizador A
18
MRO
16

FIG. 3