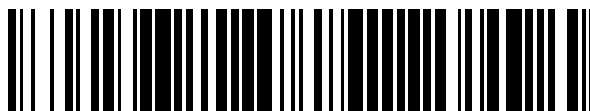


19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 388 087**

51 Int. Cl.:

H04B 1/59 (2006.01)

H04B 7/185 (2006.01)

H03D 7/16 (2006.01)

H04B 1/04 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Número de solicitud europea: **07110640 .5**

96 Fecha de presentación: **20.06.2007**

97 Número de publicación de la solicitud: **2007030**

97 Fecha de publicación de la solicitud: **24.12.2008**

54 Título: **Convertidor de frecuencia flexible libre de espurios y arquitectura de repetidor de comunicaciones por satélite**

45 Fecha de publicación de la mención BOPI:
08.10.2012

45 Fecha de la publicación del folleto de la patente:
08.10.2012

73 Titular/es:
RUAG Space AB
405 15 Göteborg, SE

72 Inventor/es:
Nilsson, Jörgen

74 Agente/Representante:
Carpintero López, Mario

ES 2 388 087 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

Convertidor de frecuencia flexible libre de espurios y arquitectura de repetidor de comunicaciones por satélite

Campo técnico

5 La presente revelación se refiere a un método para la generación de señales del oscilador local de acuerdo con el preámbulo de la reivindicación 1, un circuito para generar señales de oscilador local de acuerdo con el preámbulo de la reivindicación 3, y un sistema repetidor basado en satélite que comprende un convertidor de frecuencia y dicho circuito de acuerdo con el preámbulo de la reivindicación 5.

Técnica anterior

10 El método de comunicaciones por satélite más común es por el uso de un sistema repetidor de satélite transparente (bent pipe). Un sistema repetidor de satélite transparente usa convertidores de frecuencia de microondas, o receptores, para la conversión directa desde las frecuencias del enlace ascendente a las frecuencias del enlace descendente. Estos convertidores de frecuencia son usualmente un único equipo de conversión, que utilizan una frecuencia de oscilador local interno (LO) fija. Usualmente la conversión de frecuencia se hace bien para una aplicación de un único canal, o portadora, o más comúnmente para un bloque de canales, o multi-portadoras. Por
15 supuesto, un canal puede consistir de uno o más sub-canales. En consecuencia, una portadora puede consistir de una o más sub-portadoras. Una portadora es bien modulada o no modulada.

Tales sistemas repetidores están limitados en flexibilidad y no permiten al usuario/operador cambiar la frecuencia de los enlaces ascendentes y descendentes para la adaptación al nuevo tráfico y/o cambios en el tráfico. Esta limitación puede superarse usando un gran número de convertidores de frecuencia, teniendo cada uno una única frecuencia de oscilador local, en cuyo caso cada uno de estos puede dirigirse usando una disposición de conmutación. Esta
20 disposición se usa hoy en la mayor parte de sistemas. Sin embargo, tal disposición conduce directamente a un par de inconvenientes: el número de convertidores de frecuencia aumenta, la red de conmutación empleada introduce grandes pérdidas de señal que necesitan compensarse teniendo mayores capacidades de potencia de salida de dichos convertidores de frecuencia y también teniendo una contribución de ruido menor de los amplificadores de canal y los convertidores de frecuencia en la carga útil del satélite.

Es posible reemplazar el oscilador local fijo por uno sintetizado, y de este modo hacer posible tratar cualquier frecuencia de LO deseada de interés. Sin embargo no es posible cambiar la frecuencia del oscilador local de forma arbitraria debido a la generación de señales de salidas espurias no deseadas. Los armónicos de la frecuencia de LO que caen dentro de los anchos de banda del canal en funcionamiento cuando emplean un esquema de frecuencias
30 único van particularmente en detrimento del funcionamiento del sistema.

Estos inconvenientes han hecho técnicamente y económicamente muy difícil aumentar la flexibilidad de un sistema repetidor de comunicaciones de satélite transparente (bent pipe).

La solicitud de patente EP N° 712 104 se refiere a un sistema transpondedor de señales de frecuencia de radio multi-canal usado en los satélites de comunicaciones. El sistema incluye una unidad convertidora del canal de frecuencia para la implementación de conversiones de frecuencia dual. El sistema convierte hacia abajo las señales de RF recibidas a las señales de frecuencia intermedia que más tarde se convierten hacia arriba a las señales de frecuencia de transmisión requeridas. Las frecuencias pueden variarse usando un bucle de fijación de fase (PLL) de bajo ruido de fase.
35

La patente de los Estados Unidos 6 973 121 proporciona un método y un sistema para recibir y transmitir señales moduladas usando un repetidor. Además, la patente desvela cómo controlar la frecuencia de salida del repetidor usando circuitos de modulador y demodulador y un reloj basado en el sistema repetidor. Adicionalmente, se proporciona un sintonizador entre la entrada del sistema repetidor y el demodulador para la conversión hacia abajo de la frecuencia recibida a la frecuencia intermedia. De forma similar, se proporciona un sintonizador entre la salida del modulador y la salida del sistema para la conversión hacia arriba de frecuencia a la frecuencia de transmisión.
40 Los circuitos del modulador y demodulador comprenden osciladores/PLL controlados numéricamente, mezcladores de frecuencia y circuitos de retro-alimentación.

Sin embargo, hay aún una necesidad de aumentar la flexibilidad con respecto a la frecuencia para los sistemas de repetidor basados en satélite sin introducir la degradación de señal que limita el uso del sistema repetidor.

Sumario de la invención

50 El problema identificado es por lo tanto, cómo conseguir flexibilidad con respecto a la frecuencia para los sistemas repetidores basados en satélite sin introducir una degradación de señal que limite el uso del sistema repetidor, y sin introducir equipamiento redundante aumentado el coste y el peso neto del sistema repetidor.

El problema se resuelve por un método para la conversión de frecuencia dentro de un sistema repetidor basado en satélite, que comprende las etapas de:

- recibir una señal de frecuencia de radio del enlace ascendente que tiene una frecuencia f_{RF}
- generar una primera y al menos una segunda señal del oscilador local que tienen frecuencias f_{LO1} y f_{LO2} , respectivamente;
- 5 - en una primera etapa de conversión de frecuencia, mezclar dicha señal del enlace ascendente con dicha señal del oscilador local para generar una señal intermedia que tiene una frecuencia f_{MF} ;
- en una segunda etapa de conversión de frecuencia, mezclar dicha señal intermedia

con dicha al menos una segunda señal del oscilador local generar una señal del enlace descendente que tiene una frecuencia f_{IF} ;

en el que la generación y mezcla de dichas señales se realiza de modo que:

$$10 \quad f_{LO1} \text{ y } f_{LO2} > f_{RF} \text{ y } f_{IF}$$

$$f_{MF} = f_{LO1} - f_{RF}, \text{ y}$$

$$f_{IF} = f_{LO2} - f_{MF}$$

15 Generando y mezclando las señales de modo que se obtienen las relaciones de frecuencia anteriores, todas las señales espurias no deseadas que son armónicos de las frecuencias del oscilador local serán de mayor frecuencia que las de la señal del enlace ascendente y la señal del enlace descendente y pueden, si se necesita, rechazarse por un simple filtro de paso bajo. Por lo tanto, un esquema convertidor que emplea este método estará libre de espurias con respecto a los armónicos de LO. Siempre que se mantengan estas relaciones de frecuencias, las señales del oscilador local pueden variarse de forma arbitraria, permitiendo de este modo a un usuario/operador 20 cambiar la frecuencia de los enlaces de satélite ascendente y descendente para la adaptación al nuevo tráfico y/o cambios en el tráfico.

El método para la conversión de frecuencia descrito anteriormente puede emplearse para una aplicación de conversión de bloque. Esto es, cuando la señal del enlace ascendente comprende un bloque de canales dentro de un cierto ancho de banda. En este caso, el ancho de banda completo del enlace ascendente se convierte en frecuencia usando el método de conversión descrito anteriormente para una señal del enlace descendente que usa el mismo ancho de banda. 25

El método para la conversión de frecuencia también puede emplearse para una aplicación de conversión de canal. A continuación, un bloque de canales disponibles en la frecuencia del enlace ascendente se convierte hacia abajo a una señal intermedia por el uso de una única señal del oscilador local después de lo cual la señal intermedia se divide en una pluralidad de trayectorias de señal. La señal en cada una de las trayectorias de señal se filtra por un filtro elegido de forma individual para obtener canales intermedios separados a la salida de dichos filtros. Cada uno de los canales intermedios puede procesarse a continuación separadamente antes de convertirse hacia arriba independientemente mezclándolo con una señal del oscilador local separado para generar un canal del enlace descendente deseado. 30

De este modo, el método hace posible convertir cualquier canal del enlace ascendente determinado a cualquier frecuencia del enlace descendente de interés. 35

Los filtros que realizan la función de multiplexación en la aplicación de conversión de canal descrita anteriormente pueden incluirse en el convertidor de frecuencia. Esto proporciona el beneficio de reducir las pérdidas de señal de otro modo asociadas con los multiplexores y conmutadores ya que parte de las pérdidas se insertan en el convertidor de frecuencia entre las etapas de conversión primera y segunda donde parámetros tales como la Figura de Ruido y la Linealidad (amplitud, fase, etc.) pueden controlarse fácilmente debido al bajo nivel de potencia de la señal usado en esa localización. Además, las salidas de los filtros se reducen en ancho de banda y usualmente contienen sólo un único canal (o conjunto de canales) de comunicación, por lo que la linealidad se relaja enormemente. Esto es de particular importancia en las aplicaciones multi-portadora/canal que requieren mejor linealidad debido a la contribución de más de una portadora. 40

De acuerdo con la invención, la etapa de generación de las señales del oscilador local comprende las etapas de: 45

- generar una señal de baja frecuencia con la frecuencia f_{XOR} ;
- proporcionar la señal de baja frecuencia como una señal de entrada a:
 - i) un bucle de PLL fijo que comprende una fuente de alta frecuencia fija de frecuencia f_{XO1} que está enganchada en fase y frecuencia a f_{XOR} ;
 - 50 ii) un primer y al menos un segundo bucle de PLL programable que comprenden un primer y un segundo oscilador de microondas sintetizados independientemente de frecuencias f_{XO2} y f_{XO3} , respectivamente, estando dichos osciladores enganchados en fase y frecuencia a una frecuencia adecuada;
- mezclar la señal de salida desde el bucle de PLL fijo con la señal de salida desde el primer bucle de PLL programable para obtener una primera señal del oscilador local que tiene una frecuencia $f_{LO1} = f_{XO1} \pm f_{XO2}$;
- 55 - mezclar la señal de salida desde el bucle de PLL fijo con la señal de salida desde al menos el segundo bucle de PLL programable para obtener al menos una segunda señal del oscilador local (LO2) que tiene una frecuencia $f_{LO2} = f_{XO1} \pm f_{XO3}$.

Los osciladores de microondas sintetizados hacen posible entregar cualquier señal deseada del oscilador local de interés, y como cada frecuencia del oscilador local tendrá un ruido de fase consistente de las contribuciones desde el oscilador de alta frecuencia y desde un oscilador de baja frecuencia, la primera y al menos la segunda señales del oscilador local contendrán un ruido de fase correlacionado. Por lo tanto, es posible cancelar la mayor parte del ruido de fase de las señales del oscilador local empleando el método de conversión con dos etapas de conversión descrito anteriormente.

La presente invención también proporciona un circuito oscilador local para generar señales del oscilador local de acuerdo con el método descrito anteriormente, así como un sistema repetidor basado en satélite que comprende un convertidor de frecuencia y tal circuito oscilador local.

10 **Breve descripción de los dibujos**

La Fig. 1 ilustra un esquema, esquemático simplificado de un convertidor de frecuencia para la conversión de bloques o la conversión de canal único que utiliza la conversión de frecuencia dual con inversión de frecuencia en ambas etapas de conversión.

La Fig. 2 ilustra los principios de un circuito oscilador local para la generación de señales del oscilador local adecuadas para usar en el convertidor de frecuencia ilustrado en la Fig. 1.

La Fig. 3 ilustra un sistema repetidor basado en satélite para la conversión multi-canal en el que el convertidor de frecuencias y el circuito oscilador local ilustrados en la Fig. 1 y 2, respectivamente se ajustan para soportar la conversión de frecuencia canalizada.

Descripción detallada

En la siguiente descripción, para propósitos de explicación y no de limitación, se muestran detalles específicos, tales como circuitos particulares, componentes de circuitos, técnicas, etc. para proporcionar un completo entendimiento de la presente invención. Sin embargo, será evidente para un experto en la materia que la presente invención puede ponerse en práctica en otras realizaciones que se apartan de estos detalles específicos. En otros casos, las descripciones detalladas de métodos bien conocidos, dispositivos y circuitos se omiten de modo que no obscurezcan la descripción de la presente invención con detalles no necesarios.

La Fig. 1 ilustra un croquis esquemático simplificado de un convertidor de frecuencia 1a de ejemplo para su uso en, por ejemplo, un sistema repetidor basado en satélite. El convertidor de frecuencia 1a utiliza la conversión de frecuencia dual con inversión de frecuencia en ambas etapas de conversión.

El convertidor de frecuencia 1a está dispuesto para recibir una señal de frecuencia de radio RF del enlace ascendente que puede comprender un canal único de frecuencia o un bloque de canales de frecuencia. Típicamente, la señal RF del enlace ascendente se transmite desde un transmisor basado en tierra y comprende señales que tienen una frecuencia entre 13,75 y 14,5 GHz. La frecuencia o frecuencias de la señal RF del enlace ascendente a partir de ahora se denominan como f_{RF} . La señal de entrada recibida RF puede filtrarse por un filtro paso banda o similares (no mostrado) y amplificarse adicionalmente por un primer amplificador A_1 , tal como un amplificador de bajo ruido convencional. La señal de enlace ascendente RF se proporciona a continuación a un primer mezclador M_1 en una primera etapa de conversión donde la señal del enlace ascendente RF se mezcla con una primera señal del oscilador local LO1, que preferiblemente se genera por una circuitería descrita adicionalmente más adelante, y se convierte hacia abajo a una señal intermedia MF que tiene una frecuencia o frecuencias f_{MF} . La señal de baja frecuencia intermedia MF se procesa a continuación en un modo deseado. En esta realización particular, la señal intermedia MF se amplifica por un segundo amplificador A_2 , y se filtra por el filtro F_1 , tal como un filtro adecuado paso banda, antes de amplificarse una vez de nuevo por un tercer amplificador A_3 . Después de procesarse, se proporciona la señal MF intermedia a un segundo mezclador M_2 , en una segunda etapa de conversión en la que la señal intermedia MF se mezcla con una segunda señal de oscilador local LO2 para convertirse hacia arriba a una señal del enlace descendente IF que tiene una frecuencia o frecuencias f_{IF} , típicamente dentro del intervalo de frecuencias de 10,7 – 12,75 GHz. La señal del enlace descendente IF puede amplificarse a continuación por un amplificador de alta potencia A_4 y retransmitirse a un receptor terrestre.

El convertidor de frecuencia descrito anteriormente 1a utiliza la técnica de inversión de frecuencia tanto en la primera como la segunda etapas de conversión. Esto es, las señales del oscilador local (señales LO) LO1 y LO2 son ambas de una frecuencia más alta que las frecuencias de la señal del enlace ascendente RF y la señal del enlace descendente IF. Los productos de mezcla buscados son por lo tanto:

$$f_{MF} = f_{LO1} - f_{RF}$$

$$f_{IF} = f_{LO2} - f_{MF}$$

Y las relaciones de frecuencias son entonces:

$$f_{LO1} \text{ y } f_{LO2} > f_{RF} \text{ y } f_{IF}$$

$$f_{MF} < f_{RF} \text{ y } f_{IF}$$

El beneficio de este enfoque es que todas las señales espurias no deseadas que son los armónicos de las señales de LO (es decir, $1xf_{LO1,2}$, $2xf_{LO1,2}$, $3xf_{LO1,2}$ etc.) serán de una frecuencia mayor que cualquiera de las señales del enlace ascendente RF y la señal del enlace descendente IF, y si es necesario pueden rechazarse por un simple filtro paso bajo. Por lo tanto el convertidor de frecuencia 1 que utiliza un esquema de conversión dual con inversión de frecuencia en ambas etapas está libre de espurias con respecto a los armónicos de LO.

Además de los armónicos de LO, se generan otras señales espurias como resultado del primer proceso de mezcla. Estas señales espurias tienen una frecuencia f_{SPUR} que es de la forma:

$$f_{SPUR} = | \pm m f_{RF} \pm n f_{LO1} |$$

donde m y n son números enteros arbitrarios.

Considerando un esquema de conversión dual, también es importante tener en cuenta las señales espurias que se generan también en la segunda etapa de mezclado. En este punto:

$$f_{SPUR} = | \pm m f_{MF} \pm n f_{LO2} |$$

donde m y n son números enteros arbitrarios.

Debería observarse que los productos con $m = 1$ y $n = 1$, no son señales espurias, sino que corresponden a la señal intermedia deseada MF y la señal del enlace descendente deseada IF, respectivamente.

Por la selección adecuada de las frecuencias de LO f_{LO1} y f_{LO2} , y por lo tanto de f_{MF} , es posible evitar tener productos espurios correspondientes a $|m| = 1$ y $|m| = 2$ que caen dentro de los anchos de banda de funcionamiento. Los productos espurios con $|m| \geq 3$ no se considera que sean perjudiciales ya que el nivel de potencia de tales productos es demasiado bajo para causar cualquier daño o deterioro de los enlaces de comunicación establecidos.

Con referencia ahora a la Fig. 2, se muestran los principios de un circuito oscilador local de ejemplo 2a para la generación de señales de LO libres de espurias con bajo ruido de fase adecuado para su uso en el esquema convertidor de frecuencia de la Fig. 1.

El oscilador local 2a comprende una fuente de baja frecuencia O_{XOR} que genera una señal XOR con una frecuencia F_{XOR} . Tal fuente puede realizarse como un oscilador de cristal o similares, pero lo más importante es que la fuente O_{XOR} es una fuente de oscilador estable que tiene un bajo ruido de fase.

El oscilador local 2a también comprende una fuente de alta frecuencia fija O_{XO1} de frecuencia f_{XO1} , que está enganchada en fase y en frecuencia a F_{XOR} por medio de un circuito de bucle de fijación de fase fijo (PLL), PLL₁. Con técnicas conocidas, la fuente de alta frecuencia O_{XO1} puede hacerse que tenga un ruido de fase muy bajo fuera del ancho de banda del bucle de fijación de fase fijo PLL₁, y el ancho de banda correspondiente puede hacerse muy pequeño para el oscilador O_{XO1} debido a la frecuencia fija. El oscilador local 2a comprende además dos osciladores de microondas sintetizados independientemente, O_{XO2} y O_{XO3} . Estos osciladores O_{XO2} y O_{XO3} están preferiblemente enganchados en fase y frecuencia a la frecuencia F_{XOR} de la fuente de baja frecuencia O_{XOR} por medio de un primer PLL₂ y un segundo PLL₃ bucles de fijación de fase programables, respectivamente. Sin embargo, el principio funciona también para los casos en los que los osciladores sintetizados O_{XO2} , O_{XO3} están enganchados en fase a cualquier fuente además de O_{XOR} pero el ruido de fase global estará algo degradado para esos casos.

Es importante seleccionar la frecuencia f_{XO1} para que sea mayor que f_{XO2} y f_{XO3} , y seleccionar f_{XO2} y f_{XO3} para que sean aproximadamente la misma frecuencia. Tanto O_{XO2} como O_{XO3} necesitan tener anchos de banda de bucle que son mayores que el ancho de banda de bucle de O_{XO1} , y degradarán la característica de ruido de fase a menos que se hagan suficientemente bajas en frecuencia.

Durante el funcionamiento la señal de baja frecuencia XOR generada por la fuente de baja frecuencia O_{XOR} se proporciona como señal de entrada al primer PLL₁, el segundo PLL₂ y el tercer PLL₃ bucles de fijación de fase. Las señales del oscilador local deseadas LO1 y LO2 se realizan a continuación mezclando la señal de salida XO1 desde el bucle de fijación de fase fijo PLL₁ con las señales de salida X02 y X03 desde los bucles de fijación de fase programables PLL₂ y PLL₃, respectivamente. Como se ve en la Fig. 2, la salida de XO1 del bucle de fijación de fase fijo PLL₁, se mezcla con la salida X02 desde el primer bucle de fijación de fase programable PLL₂ en un primer mezclador M_{LO1} para generar la señal del oscilador local LO1, y con la salida X03 desde el segundo bucle de fijación de fase programable PLL₃ en un segundo mezclador M_{LO2} para generar la señal del oscilador local LO2. Las señales del oscilador local LO1 y LO2 se filtran preferiblemente y a continuación se proporcionan a la primera y segunda etapas de conversión, respectivamente, en el convertidor de frecuencia 1 mostrado en la Fig. 1.

Las frecuencias de LO deseadas f_{LO1} y f_{LO2} , se realizan por tanto mezclando XO1 con X02 y X03 de acuerdo con:

$$f_{LO1} = f_{XO1} \pm f_{XO2}$$

$$f_{LO2} = f_{XO1} \pm f_{XO3}$$

La elección del uso de la suma o la diferencia de frecuencias en las expresiones para f_{LO1} y f_{LO2} tiene que determinarse caso por caso. La elección es dependiente de las frecuencias de la señal del enlace ascendente RF y la señal del enlace descendente IF.

- 5 Las frecuencias generadas de LO, LO1 y LO2 tendrán cada una un ruido de fase que consiste de las contribuciones desde el oscilador de alta frecuencia O_{XO1} , y desde los dos osciladores de baja frecuencia O_{XO2} y O_{XO3} . Empleando el esquema de conversión dual, es posible cancelar la mayor parte del ruido de fase desde LO1 y LO2, ya que contiene ruido de fase correlacionado. El ruido de fase residual será casi igual que el ruido de fase desde un enfoque de conversión única usando un oscilador local, LO (es decir, $f_{LO} = |f_{LO1} - f_{LO2}|$, excepto por una pequeña contribución que es debida a la contribución no correlacionada desde los osciladores de baja frecuencia O_{XO2} y O_{XO3} (principalmente debida a la diferencia en el ancho de banda del bucle entre estas dos fuentes).

10 El convertidor de frecuencia 1a y el oscilador local 2a pueden por supuesto usarse en aplicaciones de conversión de un único canal pero principalmente se usan en aplicaciones de conversión de bloques. Esto es, cuando un bloque de canales con un cierto ancho de banda están disponibles en la frecuencia del enlace ascendente f_{RF} . El ancho de banda completo frecuentemente se convierte usando el esquema de conversión dual anterior, a la frecuencia del enlace descendente IF, usando el mismo ancho de banda. Por lo tanto la relación interna entre los canales (y los sub-canales) dentro de dicho ancho de banda se conserva. La señal de salida IF puede presentarse a continuación a un multiplexor de carga útil convencional (no mostrado), tal como un banco de filtros y conmutadores, para filtrar cada uno de los canales individuales, después de lo cual cada uno de los canales se amplifica adicionalmente para la transmisión a través de la antena de transmisión.

15 El convertidor de frecuencia propuesto 1a que utiliza las señales LO generadas por el oscilador local 2a en un esquema de conversión dual permite de este modo al usuario cambiar el plan de frecuencias sin la generación de señales espurias que pueden afectar al funcionamiento del enlace establecido. El uso de LO sintetizados también permite al usuario minimizar el número de equipos redundantes (para protección de fallos). Esto es una consecuencia del hecho de que la mayor parte de los diseños de carga útil que se usan en el equipo de conversión único tradicional consisten de varios tipos diferentes de convertidores de frecuencia, cada uno con una única frecuencia LO, y se necesitan equipos redundantes para cada uno de estos tipos de convertidor de frecuencia para protección de fallos. Sin embargo, con el uso de la solución propuesta, es posible minimizar el número de equipos ya que el esquema de conversión es capaz de tratar cada una de las frecuencias de LO de interés.

20 El convertidor de frecuencia 1a y el circuito del oscilador local 2a descritos anteriormente con referencia a las Fig. 1 y la Fig. 2 constituyen de este modo una circuitería de conversión de bloques para aplicaciones de conversión de bloque en un sistema repetidor basado en satélite.

25 Haciendo referencia ahora a la Fig. 3, se usa el mismo concepto para un nuevo tipo de aplicación de conversión de canal en un sistema repetidor basado en satélite. En este punto, un convertidor de frecuencia ajustado ligeramente 1b y el circuito oscilador local 2b constituyen un circuito de conversión de canal de ejemplo 3. El convertidor de frecuencia 1b y el oscilador local 2b comprenden el mismo tipo de componentes que el convertidor de frecuencia 1a y el circuito oscilador local 2a.

30 Como en la aplicación de conversión de bloques, esta aplicación de conversión de canales es para los casos en los que un bloque de canales con un cierto ancho de banda están disponibles en la frecuencia del enlace ascendente RF. El ancho de banda completo se convierte hacia abajo usando el primer mezclador M_1 . La salida de MF desde el primer mezclador M_1 se divide en N trayectorias, yendo cada una de las trayectorias a un filtro separado $F_{11} - F_{1N}$, en donde N puede ser cualquier número entero positivo. La salida MF1-N desde cada uno de los filtros se convierte hacia arriba independientemente de la frecuencia del enlace descendente apropiada f_{IF1-N} por el uso de una señal del oscilador local separado LO1-n.

35 Por lo tanto, este esquema consiste de una etapa de entrada y N etapas de salida. No es necesario incluir todas estas etapas (incluyendo los osciladores locales, etc.) en una y la misma entidad física. Por el contrario, puede ser beneficioso dividir el equipo en entidades más pequeñas.

40 Los filtros $F_{11} - F_{1N}$ usados pueden ser del mismo ancho de banda o de anchos de banda diferentes. Lo importante, y la única característica es que estos filtros $F_{11} - F_{1N}$ realizan la función de multiplexación, por lo que es posible presentar canales individuales (o conjuntos de canales) IF1 - IFN en cada una de las salidas desde el convertidor 1b.

45 En esta aplicación es posible incluir los filtros $F_{11} - F_{1N}$ usados para la multiplexación de canales individuales en el convertidor de frecuencia 1b. El beneficio principal de esto es que las pérdidas de señal de otro modo asociadas con los multiplexores y conmutadores se reduce (los LO sintetizados también realizan la función de conmutación). En cambio, parte de esas pérdidas se insertan en el convertidor de frecuencia 1b entre la primera y segunda etapa de los mezcladores. Esta es una localización donde parámetros tales como la Figura de Ruido y la Linealidad (amplitud y fase, etc.) pueden controlarse fácilmente debido al bajo nivel de potencia de la señal usada en esa localización. También, las salidas MF1 - MFN de los filtros $F_{11} - F_{1N}$ se reducen ahora en ancho de banda, y usualmente

contienen sólo un único canal de comunicación, por lo tanto la linealidad se relaja enormemente. Esto es particularmente importante cuando viene para aplicaciones multi-portadora/canal que requieren una mejor linealidad debido a la contribución de más de una portadora.

- 5 También es posible extender la función del convertidor de frecuencia 1b incluyendo la función del amplificador de canal $A_{41} - A_{4N}$ en la salida del convertidor de frecuencia. Esta extensión no afecta al consenso de la solución propuesta, pero se considera como algo que puede ser eficaz en costes para este tipo de aplicaciones.

La solución propuesta es un diseño novedoso. Se dirige tanto a la sustitución del equipo tradicional, y como parte de una arquitectura novedosa de la carga útil por la que es posible realizar la multiplexación y la canalización en el propio convertidor de frecuencia. En ambos casos con características y funcionamiento mejorados.

- 10 La solución propuesta usa un esquema de conversión dual con inversión de frecuencia en ambas etapas de conversión para un funcionamiento libre de espurios, en conjunción con LO sintetizados por comandos. La solución propuesta incluye una circuitería novedosa del oscilador local para un funcionamiento óptimo del ruido de fase.

- 15 Las cargas útiles del satélite pueden diseñarse usando el concepto descrito en este documento bien en una forma convencional con la salida del convertidor de frecuencia 1a distribuida a un multiplexor y la sección de canalización de la carga útil del satélite, o el diseño de la carga útil puede sacar beneficio de la nueva funcionalidad proporcionada por la circuitería de conversión de canal 3 de la presente invención e incluir el multiplexor (es decir, el filtro y los conmutadores) como parte integral de un nuevo tipo de convertidor de frecuencia 1b. Como se ha mencionado anteriormente, también es posible incluir el dispositivo de canalización, es decir el amplificador de canal, etc., en el mismo equipo pero esta inclusión no afecta a ninguno de los aspectos técnicos y funcionales de la presente invención. Específicamente el escenario de la última parte permite diseñar la carga útil de una forma completamente nueva, evitando muchas de las limitaciones experimentadas con los sistemas de satélite transparentes (bent pipe) convencionales que usan un único equipo de conversión con las frecuencias de LO fijas.
- 20

- Aunque la presente invención se ha descrito con referencia a realizaciones específicas, estas descripciones no se deben interpretar que se han construido en un sentido limitativo. Diversas modificaciones de las realizaciones desveladas, así como realizaciones alternativas de la invención serán evidentes para los expertos en la materia tomando como referencia la descripción de la invención. Debería apreciarse por los expertos en la materia que la concepción y realizaciones específicas desveladas pueden utilizarse fácilmente como una base para modificar o diseñar otras estructuras para la realización de los mismos propósitos de la presente invención. También se debería entender por los expertos en la técnica que tales construcciones equivalentes no se apartan del alcance de la invención como se muestra en las reivindicaciones adjuntas.
- 25
- 30

Por lo tanto se contempla que las reivindicaciones cubrirán cualquiera de tales modificaciones o realizaciones que caen dentro del alcance real de la invención.

REIVINDICACIONES

1. Un método para la generación de señales del oscilador local (LO1 – n) que comprende las etapas de:

- generar una señal de baja frecuencia (XOR) con frecuencia F_{XOR} ;
- proporcionar la señal de baja frecuencia (XOR) como una señal de entrada a:

5 i) un bucle de PLL fijo (PLL₁) que comprende una fuente fija de alta frecuencia (O_{XO1}) de la frecuencia f_{XO1} que se engancha en fase y frecuencia a F_{XOR} ;

 ii) un primer bucle de PLL programable (PLL₂) y al menos un segundo (PLL₃) bucle de PLL programable que comprenden un primer (O_{XO2}) y un segundo (O_{XO3}) osciladores de microondas sintetizados independientes de frecuencias f_{XO2} y f_{XO3} , respectivamente, que están enganchados en fase y frecuencia a una frecuencia adecuada;

10 - mezclar la señal de salida (XO1) del bucle de PLL fijo (PLL₁) con la señal de salida (XO2) desde el primer bucle de PLL programable (PLL₂) para obtener una primera señal de oscilador local (LO1) que tiene una frecuencia $f_{LO1} = f_{XO1} \pm f_{XO2}$, y

15 - mezclar la señal de salida (XO1) desde el bucle de PLL fijo (PLL₁) con la señal de salida (XO3) desde al menos el segundo bucle de PLL programable (PLL₃) para obtener al menos una segunda señal del oscilador local (LO2) que tiene una frecuencia $f_{LO2} = f_{XO1} \pm f_{XO3}$.

2. El método de acuerdo con la reivindicación 1, que comprende además las etapas de:

- proporcionar una de dichas señales del oscilador local (LO1) como una entrada a una primera etapa de conversión hacia abajo en un convertidor de frecuencia (1a; 1b), y
- 20 - proporcionar al menos la segunda señal del oscilador local (LO2) como una entrada a una segunda etapa de conversión hacia arriba en dicho convertidor de frecuencia (1a; 1b).

3. Un circuito oscilador local (2a; 2b) para la generación de señales de oscilador local (LO1-n) que comprende:

- una fuente de baja frecuencia (O_{XOR}) para la generación de una señal de baja frecuencia (XOR);
- 25 - un bucle de PLL fijo (PLL₁) que comprende una fuente fija de alta frecuencia (O_{XO1}), estando dispuesto dicho bucle de PLL fijo (PLL₁) para recibir la señal (XOR) desde la fuente de baja frecuencia (O_{XOR}) como entrada y estando dicha fuente fija de alta frecuencia (O_{XO1}) enganchada en fase y frecuencia con la frecuencia de la señal recibida (f_{XOR});
- 30 - un primer (PLL₂) y al menos un segundo (PLL₃) bucles de PLL programables que comprenden un primer (O_{XO2}) y un segundo (O_{XO3}) osciladores de microondas sintetizados de forma independiente, respectivamente, estando dispuestos dichos primer (PLL₂) y al menos el segundo (PLL₃) bucles de PLL programables para recibir la señal (XOR) desde la fuente de baja frecuencia (O_{XOR}) como entrada, y estando dichos osciladores sintetizados independientes (O_{XO2}, O_{XO3}) enganchados en fase y frecuencia a una frecuencia adecuada, y
- 35 - medios de mezcla (M_{LO1}, M_{LO2}) dispuestos para recibir las salidas (XO1, XO2, XO3) desde el bucle de PLL fijo (PLL₁), el primer bucle de PLL programable (PLL₂), y al menos el segundo bucle de PLL programable (PLL₃) y mezclar la salida desde dicho bucle PLL fijo (PLL₁) con las salidas desde al menos dos bucles de PLL programables (PLL₂, PLL₃) para generar al menos dos señales de oscilador local (LO1, LO2).

4. El circuito oscilador local (2a, 2b) de acuerdo con la reivindicación 3, que comprende además la circuitería de conexión dispuesta para conectar dicho circuito de oscilador local (2a, 2b) a un convertidor de frecuencia (1a, 1b) y proporcionar una de dichas señales de oscilador local (LO1) como entrada a una primera etapa de conversión hacia abajo en dicho convertidor de frecuencia, y para proporcionar al menos la segunda señal de oscilador local (LO2) como entrada a una segunda etapa de conversión hacia arriba en dicho convertidor de frecuencia.

5. Un sistema repetidor basado en satélite que comprende un convertidor de frecuencia (1a, 1b) dispuesto para recibir una señal de frecuencia de radio del enlace ascendente (RF), dicho convertidor de frecuencia (1a, 1b) comprende:

- un primer mezclador (M₁) dispuesto para recibir la señal del enlace ascendente (RF) y una primera señal del oscilador local (LO1) como señales de entrada, y sacar una señal intermedia (MF) como la diferencia entre la señal del primer oscilador local (LO1) y la señal del enlace ascendente (RF):
- 50 - al menos un segundo mezclador (M₂) dispuesto para recibir la señal intermedia procesada (MF) y al menos una segunda señal de oscilador local (LO2) como señales de entrada, y sacar al menos una señal del enlace descendente (IF) como la diferencia entre al menos la segunda señal del oscilador local (LO2) y la señal intermedia (MF), **caracterizado porque** dicho sistema repetidor comprende además un circuito oscilador local (2a, 2b) de acuerdo con la reivindicación 3 o 4 para generar dichas al menos dos señales de oscilador local (LO1, LO2).

55

Fig. 1

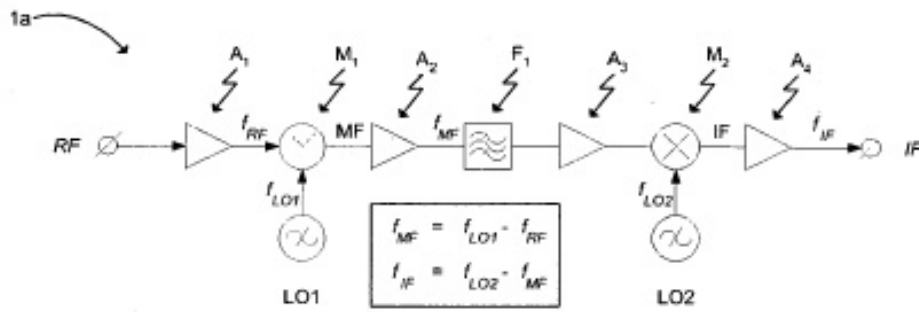


Fig. 2

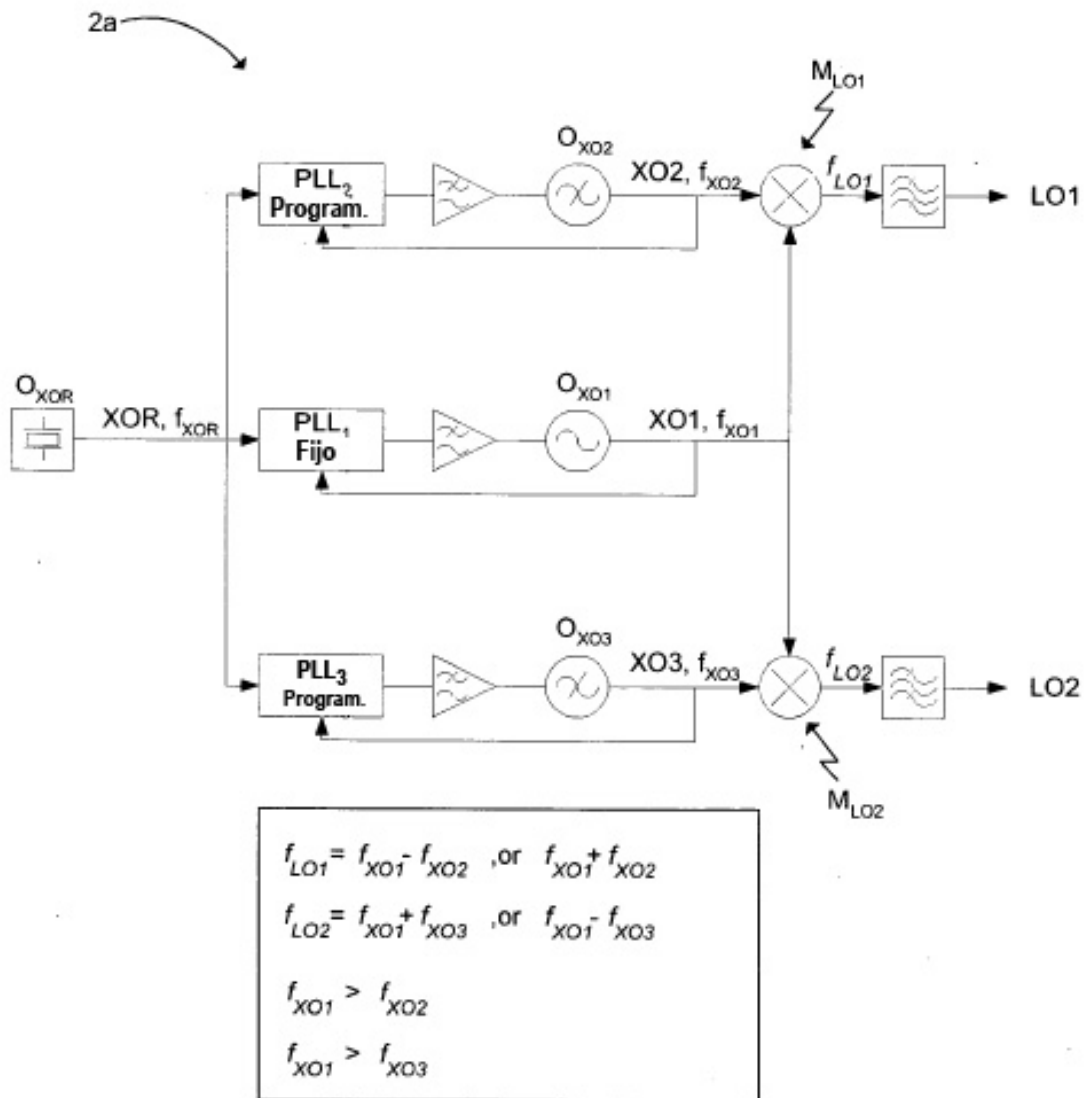


Fig. 3

