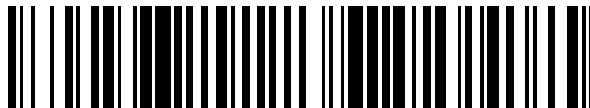


19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 400 785**

51 Int. Cl.:

H03D 7/16 (2006.01)

H03D 7/18 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **19.02.2010 E 10154072 (2)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **05.12.2012 EP 2360835**

54 Título: **Conversión por reducción de frecuencia usando señales de oscilador local de onda cuadrada**

45 Fecha de publicación y mención en BOPI de la traducción de la patente:
12.04.2013

73 Titular/es:

**TELEFONAKTIEBOLAGET LM ERICSSON (PUBL)
(100.0%)
164 83 Stockholm, SE**

72 Inventor/es:

**ANDERSSON, STEFAN;
TILLMAN, FREDRIK;
DIN, IMAD UD y
ECKERBERT, DANIEL**

74 Agente/Representante:

DE ELZABURU MÁRQUEZ, Alberto

ES 2 400 785 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).

DESCRIPCION

Conversión por reducción de frecuencia usando señales de oscilador local de onda cuadrada.

5 Campo técnico

Realizaciones de la invención se refieren a un método y a un circuito mezclador para convertir por reducción de frecuencia una señal de entrada que tiene una primera frecuencia en una señal de salida que tenga una segunda frecuencia.

10 Antecedentes

15 Existe un rápido desarrollo hacia tasas o velocidades de datos cada vez más altas en sistemas celulares de comunicación. Para lograr esto, se emplean un número de técnicas diferentes. Una es usar modulación de orden superior, transportando más bits por segundo por Hertz de ancho de banda. Otra es usar múltiples antenas (MIMO), que transmiten y reciben múltiples flujos de datos simultáneamente en la misma frecuencia portadora. La más importante, sin embargo, es usar un ancho de banda de la señal más ancho. Ha habido un drástico incremento de 100 veces en ancho de banda comparando la Evolución a Largo Plazo (3G LTE) (20 MHz) de Tercera Generación (3G) con el Sistema Global para Comunicación con Móviles (GSM) (200 kHz). Sin embargo, esto no es suficiente, y en una etapa siguiente se agregarán diversas señales LTE edición 8, para obtener un ancho de banda total de hasta 100 MHz para LTE edición 10.

20 El problema de convertir por reducción de frecuencia portadoras de múltiples componentes se puede resolver de una de dos maneras: un receptor de conversión directa por portadora de cada componente o un receptor heterodino con una conversión de FI a banda base para la portadora de cada componente.

25 Un receptor de conversión directa por portadora de componente es caro en términos tanto de tamaño como de consumo de energía. Desde un punto de vista de la implementación, es también muy difícil tener varios OCVs con frecuencias muy próximas entre sí operando simultáneamente. Esto es debido a la interferencia y variación de frecuencia que se causan entre sí.

30 Un receptor heterodino con una conversión de FI a banda base por portadora de cada componente está sometido a la conversión armónica por reducción de frecuencia a menos que la traslación de frecuencia se realice por medio de un multiplicador analógico y que el oscilador local (OL) sea de onda sinusoidal pura. Dado que el OL de FI probablemente más fácilmente disponible sea de onda cuadrada, los armónicos impares causarán conversión armónica por reducción de frecuencia.

35 Para resolver este problema, el documento US 7 509 110 recomienda un circuito mezclador que incluye cinco mezcladores de componentes conectados en paralelo. Cada mezclador de componentes usa una versión por desplazamiento de fase de la señal del oscilador local para la traslación de frecuencia para producir una señal de salida del componente a partir de la señal de entrada. Las señales de salida de los componentes están escaladas de acuerdo con factores correspondientes de ganancia y combinados para formar la señal de salida. Por ello, esta solución trata de parecerse o imitar una forma de onda seno/coseno como una señal efectiva de oscilador local para reducir la conversión armónica por reducción de frecuencia y, para conseguir esto, se necesita un conjunto de cinco mezcladores en paralelo con objeto de reducir el impacto de los armónicos de orden impar dentro de la primera década a partir de la frecuencia fundamental.

45 Por consiguiente, es un objetivo de las realizaciones de la invención proporcionar un método para evitar la perjudicial conversión armónica por reducción de frecuencia mientras se usa todavía un oscilador local de FI con gran contenido en armónicos, tal como un oscilador local de onda cuadrada, y al mismo tiempo reducir la complejidad del circuito mezclador.

50 Sumario

De acuerdo con realizaciones de la invención, se consigue el objetivo con un método de convertir por reducción de frecuencia una señal de entrada que tiene una primera frecuencia en una señal de salida que tenga una segunda frecuencia de acuerdo con la reivindicación 1, el cual comprende en particular las etapas de generar una primera señal del oscilador local como una onda cuadrada que tiene un período que corresponde a la suma de o a la diferencia entre dichas primera y segunda frecuencias y un ciclo de trabajo de un 1/3 ó 2/3, teniendo la segunda señal del oscilador local la misma polaridad en la fracción del período en la que es activa. El método comprende además las etapas de generar una segunda señal del oscilador local como una onda cuadrada modificada que tiene el mismo periodo que dicha primera señal del oscilador local y un ciclo de trabajo de 2/3, del cual 1/3 del período tiene una amplitud positiva y el otro 1/3 del período tiene una amplitud negativa, siendo generadas dichas señales primera y segunda del oscilador local con un desplazamiento de fase $\pi/2$ entre ellas, de modo que dicha primera señal del oscilador local tenga un retardo de 1/4 de dicho periodo de tiempo comparada con dicha segunda señal del oscilador local; mezclar la señal de entrada con la primera señal del oscilador local para obtener una primera señal convertida por reducción de frecuencia; mezclar la señal de entrada con la segunda señal del oscilador local para obtener una segunda señal convertida por reducción de frecuencia, multiplicar al menos una de dichas señales

convertidas por reducción de frecuencia por un factor pre-calculado; y sumar las dos señales convertidas por reducción de frecuencia resultantes para obtener dicha señal de salida.

5 Usando el método propuesto se suprimen todos los armónicos impares hasta el de noveno orden inclusive. Los armónicos tercero y noveno se suprimen eligiendo un ciclo de trabajo de $1/3$ ó $2/3$, mientras que los armónicos quinto y séptimo se suprimen usando los dos mezcladores juntos con una etapa de ganancia tal que el contenido fundamental se suma en fase y los contenidos de quinto y séptimo orden se cancelan debido a la diferencia de fase de 180 grados. Este método utiliza un mínimo de hardware para suprimir todos los armónicos impares dentro de una década a partir de la frecuencia fundamental. De ese modo, el método crea tonos con armónicos reducidos en una
10 señal binaria en forma de impulsos. Esto se realiza combinando señales en forma de impulsos de la misma frecuencia, pero con diferentes amplitudes de mezcla y ciclos de trabajo en un alineamiento específico de fase. La principal ventaja es el uso de generación de frecuencia única además del reducido número de mezcladores que se necesitan en una implementación práctica. Esta técnica se basa en la cancelación de componentes de frecuencia con ajuste de ganancia.

15 En una realización, la etapa de multiplicar al menos una de dichas señales convertidas por reducción de frecuencia por un factor pre-calculado comprende multiplicar la primera señal convertida por reducción de frecuencia por un factor de $\sqrt{3}$.

20 Alternativamente, la etapa de multiplicar al menos una de dichas señales convertidas por reducción de frecuencia por un factor pre-calculado comprende multiplicar la segunda señal convertida por reducción de frecuencia por un factor de $1/\sqrt{3}$.

25 Las etapas de generar la segunda señal del oscilador local y mezclar la señal de entrada con la segunda señal del oscilador local se puede realizar generando dos señales separadas de onda cuadrada que tengan respectivamente una primera y una segunda polaridades y mezclando la señal de entrada con cada una de las señales separadas de onda cuadrada.

30 Algunas realizaciones de la invención se refieren también a un circuito mezclador para convertir por reducción de frecuencia una señal de entrada que tiene una primera frecuencia en una señal de salida que tenga una segunda frecuencia de acuerdo con la reivindicación 5, que comprende un oscilador configurado para generar una primera señal del oscilador local como una onda cuadrada que tiene un periodo de tiempo correspondiente a la suma de o la diferencia entre dichas primera y segunda frecuencias y un ciclo de trabajo de $1/3$ ó $2/3$, teniendo la primera señal del oscilador local la misma polaridad en la fracción del período en que es activa; y un primer mezclador configurado para mezclar la señal de entrada con la primera señal del oscilador local para obtener una primera señal convertida por reducción de frecuencia. El circuito comprende además un oscilador configurado para generar una segunda señal del oscilador local como una onda cuadrada modificada que tiene el mismo periodo que dicha primera señal de oscilador local y un ciclo de trabajo de $2/3$, del cual $1/3$ del periodo tiene amplitud positiva y el otro $1/3$ del periodo tiene amplitud negativa, y estando el circuito configurado para generar dichas primera y segunda señales del oscilador local con un desplazamiento de fases de $\pi/2$ entre ellas (103), de modo que dicha primera señal del oscilador local tenga un retardo de $1/4$ de dicho periodo comparada con dicha segunda señal del oscilador local; un segundo mezclador configurado para mezclar la señal de entrada con la segunda señal del oscilador local para obtener una segunda señal convertida por reducción de frecuencia, un amplificador configurado para multiplicar al menos una de dichas señales convertidas por reducción de frecuencia por un factor pre-calculado, y un sumador configurado para sumar las dos señales convertidas por reducción de frecuencia resultantes para obtener dicha señal de salida.

Realizaciones correspondientes a las mencionadas anteriormente para el método, también se aplican al circuito mezclador.

50 Breve descripción de los dibujos

Realizaciones de la invención se describirán más en profundidad en adelante con referencia a los dibujos, en los cuales:

55 La figura 1 muestra el principio de un mezclador de frecuencias basado en un circuito multiplicador;
La figura 2 ilustra una onda cuadrada que tiene un ciclo de trabajo α ;
La figura 3 muestra el efecto de cambiar el ciclo de trabajo α para manipular la amplitud de los tonos armónicos;
La figura 4 muestra un circuito mezclador con dos mezcladores en paralelo;
60 La figura 5 muestra una onda cuadrada modificada para ser usada como una segunda señal del oscilador local;
La figura 6 ilustra cómo se combinan las formas de onda;
La figura 7 ilustra el efecto de la invención;
La figura 8 muestra un diagrama de flujo ilustrativo del método;
65 La figura 9 muestra la combinación de tres señales de onda cuadrada de oscilador local; y

La figura 10 muestra un circuito mezclador correspondiente.

Descripción detallada de realizaciones

5 La figura 1 muestra el principio de un mezclador de frecuencias basado en un circuito multiplicador 1. Dos señales de diferentes o de las mismas frecuencias se aplican al circuito multiplicador, es decir, una señal de entrada y una señal del oscilador local. En su salida el mezclador presenta una mezcla de señales que tienen diferentes frecuencias, es decir, la suma de las frecuencias de la señal de entrada y de la señal del oscilador local y la diferencia entre las frecuencias de la señal de entrada y de la señal del oscilador local. Cuando se usa el mezclador en un receptor para la conversión por reducción de frecuencia la señal de entrada podría ser una señal recibida, modulada, de radiofrecuencia, o una señal de frecuencia intermedia, que ya ha sido convertida por reducción de frecuencia una vez. En el caso de la conversión por reducción de frecuencia, la señal de salida relevante será la señal que tiene la frecuencia diferencia. En un transmisor, la señal de entrada podría ser una señal de datos para ser modulada sobre la señal del oscilador local para obtener una señal modulada de radiofrecuencia. En ese caso, la señal de salida relevante será la señal que tenga la frecuencia suma.

15 En lo que sigue se va a considerar la situación de conversión por reducción de frecuencia, y por eso la señal de salida relevante es aquella para la cual la frecuencia es la diferencia entre las frecuencias de la señal de entrada y la señal del oscilador local. La frecuencia suma puede ser filtrada en la salida, y por eso en las siguientes ecuaciones sólo se va a considerar la frecuencia diferencia. Si ambas señales son ondas puras sinusoidales la traslación de frecuencia se realiza idealmente multiplicando las dos señales:

$$\sin(\omega_{RF}t)\sin(\omega_{LO}t) = \frac{\cos((\omega_{RF} - \omega_{LO})t) - \cos((\omega_{RF} + \omega_{LO})t)}{2}$$

25 en donde ω_{RF} representa la frecuencia de la señal de entrada de radiofrecuencia y ω_{LO} representa la frecuencia de la señal del oscilador local.

Una implementación real usaría, por el contrario, un mezclador de conmutación, lo que quiere decir que la señal del OL es una onda cuadrada en lugar de una señal sinusoidal pura. La serie de Fourier de una onda cuadrada con un ciclo de trabajo del 50% es:

$$sq1x(\omega_{LO}t) = \frac{2}{\pi} \sum_{n=1,3,5,\dots} \frac{\sin(n\omega_{LO}t)}{n} = \frac{2}{\pi} \left[\underbrace{\frac{\sin(\omega_{LO}t)}{1}}_I + \underbrace{\frac{\sin(3\omega_{LO}t)}{3} + \frac{\sin(5\omega_{LO}t)}{5} + \dots}_{II} \right]$$

30 La deseada traslación de frecuencia viene de la parte I de la ecuación mientras que la conversión armónica no deseada por reducción de frecuencia viene de la parte II.

35 Cuando se mezcla la señal de entrada de radiofrecuencia con la onda cuadrada en lugar de la onda pura sinusoidal, la expresión para la salida generada del mezclador de conmutación sería:

$$\sin(\omega_{RF}t)sq1x(\omega_{LO}t) = \frac{2}{\pi} \left(\underbrace{\frac{\cos((\omega_{RF} - \omega_{LO})t) - \cos((\omega_{RF} + \omega_{LO})t)}{2}}_I + \underbrace{\frac{\cos((\omega_{RF} - 3\omega_{LO})t) - \cos((\omega_{RF} + 3\omega_{LO})t)}{6} + \frac{\cos((\omega_{RF} - 5\omega_{LO})t) - \cos((\omega_{RF} + 5\omega_{LO})t)}{10} + \dots}_{II} \right)$$

40 Se desearía preservar la parte I de la ecuación mientras se minimiza la parte II, que representa la conversión armónica por reducción de frecuencia no deseada.

45 Un modo de reducir la parte II puede ser ajustar el ciclo de trabajo de la onda cuadrada. El ciclo de trabajo de la señal de onda cuadrada se define como la fracción del periodo en el que la señal es activa, es decir, diferente de cero. Como se muestra más adelante, esto puede cancelar o reducir algunos de los armónicos. La figura 2 ilustra una onda cuadrada que tiene un periodo T y un ciclo de trabajo α . Cambiando el ciclo de trabajo de la onda cuadrada es posible cancelar, por ejemplo, la distorsión armónica de tercer o de quinto orden de acuerdo con la expansión general de Fourier de acuerdo con:

$$f(t) = \frac{1}{2}a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cos(n\Omega t), \quad \Omega = 2\pi/T$$

$$a_0 = 2\alpha h$$

$$a_n = \frac{2h \sin(n\pi\alpha)}{n\pi}, \quad n \geq 1$$

en donde n es el orden del armónico y a_n es la amplitud correspondiente.

5 El efecto de cambiar el ciclo de trabajo α para manipular la amplitud de los tonos armónicos se muestra en la figura 3, donde los valores del coeficiente a_n se han representado con respecto al ciclo de trabajo de la onda cuadrada. Por ejemplo, se puede ver que α igual a $1/3$ ó $2/3$ del periodo eliminará completamente el tono del 3º armónico, así como el 6º y el 9º, etc. En correspondencia, un α de $1/5$, $2/5$, $3/5$ ó $4/5$ elimina los armónicos 5º y 10º, etc.

10 Como se puede ver, el uso de un ciclo de trabajo de $1/3$ proporciona conversión por reducción de frecuencia no armónica debido al armónico de 3º orden del OL de onda cuadrada. Queda también claro que el ciclo de trabajo se puede ajustar para eliminar cualquier armónico en la serie de Fourier.

15 Esta idea es de principal aplicación a los mezcladores de FI. Por consiguiente, una señal del OL sobre-muestreada se puede usar para generar con precisión una forma de onda con el ciclo de trabajo deseado. La precisión en el ciclo de trabajo se espera que sea mejor que si se usan otros métodos basados en el emparejamiento de componentes y/o niveles de tensión. El poder usar soluciones de mezclador conmutado y relaciones de enteros de componentes que necesitan ser emparejados es una gran ventaja.

20 Sin embargo, el problema es que este enfoque sólo elimina un armónico único (y sus múltiplos) y usualmente más de un armónico causa problemas. Así, si por ejemplo, se elimina el armónico 3º usando un ciclo de trabajo de $1/3$ ó $2/3$, los armónicos 5º y 7º estarán aún presentes. Obsérvese que se supone que todos los tonos de orden par son pequeños en una implementación real gracias a estructuras diferenciales.

25 Este problema se puede resolver como se describe más adelante. La idea es sumar una segunda forma de onda en paralelo con una onda cuadrada de ciclo de trabajo mejorado, por ejemplo, $\alpha=1/3$, con objeto de tratar los armónicos 5º y 7º. Esto se ilustra con el circuito mezclador 3 en la figura 4. La señal de entrada de radiofrecuencia se lleva a los dos multiplicadores 4, 5, donde se mezcla con las dos diferentes señales OL1 y OL2 del oscilador local, respectivamente. OL1 es la onda cuadrada con $\alpha=1/3$ descrita anteriormente, mientras que OL2 es una forma de onda diferente que se describirá a continuación.

30 Un ejemplo de tal forma de onda se ilustra en la figura 5. Esta forma de onda es una onda cuadrada modificada en la cual el ciclo de trabajo está dividido en una primera parte que tiene una amplitud negativa y una segunda parte que tiene una amplitud positiva. De nuevo, el ciclo de trabajo de esa señal es la fracción de tiempo en la que la señal es activa, es decir, diferente de cero. El ciclo total de trabajo es $2/3$, que asegura que también en esta rama se eliminará el armónico 3º como se describió anteriormente. Se mostrará más adelante que los armónicos 5º y 7º de esta señal tendrán las fases opuestas comparados con los correspondientes armónicos de la onda cuadrada.

35 Así, cuando se suman los productos de la mezcla procedentes de los dos multiplicadores 4, 5 en un sumador 7, como se muestra en la figura 4, actuarán uno en contra del otro.

La expansión Fourier para esta forma de onda es

$$f(t) = \sum_{n=1}^{\infty} b_n \sin(n\Omega t), \quad \Omega = 2\pi/T$$

$$b_n = \frac{2h(1 - \cos(n\pi\alpha))}{n\pi}$$

45 en donde de nuevo n es el orden del armónico y b_n es la amplitud correspondiente. Sin embargo, con objeto de hacer que los fundamentales se sumen ascendientemente en fase, las formas de onda deben estar desplazadas en fase $-\pi/2$, por ejemplo $1/4$ del periodo T , lo que se ilustra en la figura 6. En otras palabras, la onda cuadrada, es decir OL1, se retarda $T/4$ comparada con la otra forma de onda de OL2, lo cual significa que el producto de la mezcla para la onda cuadrada en el tiempo t se debe sumar al producto de la mezcla para la otra forma de onda en el tiempo $t + T/4$. El mismo resultado se puede obtener por supuesto si la señal de OL2 se retarda $3T/4$ comparada

con la señal de OL1. Por consiguiente, la expansión de Fourier para esta forma de onda se escribe, en su lugar, como

$$f(t) = \sum_{n=1}^{\infty} b_n \sin\left(n\Omega\left(t + \frac{T}{4}\right)\right) = \sum_{n=1}^{\infty} b_n \left[\sin(n\Omega t) \cos\left(\frac{n\Omega T}{4}\right) + \cos(n\Omega t) \sin\left(\frac{n\Omega T}{4}\right) \right]$$

5

Ya que $\Omega=2\pi/T$, se obtiene

$$f(t) = \sum_{n=1}^{\infty} b_n \left[\sin(n\Omega t) \cos\left(\frac{n\pi}{2}\right) + \cos(n\Omega t) \sin\left(\frac{n\pi}{2}\right) \right]$$

10 Para los armónicos impares, es decir los valores impares de n, el primer término será cero, y por ello la expresión se reduce a

$$f(t) = \sum_{n=1}^{\infty} b_n \cos(n\Omega t) \sin\left(\frac{n\pi}{2}\right) = \sum_{n=1}^{\infty} b_n \sin\left(\frac{n\pi}{2}\right) \cos(n\Omega t)$$

15

En otras palabras, la amplitud de los armónicos impares de la señal OL2 se puede escribir como

$$b_n \sin\left(\frac{n\pi}{2}\right) = \frac{2h(1 - \cos(n\pi\alpha))}{n\pi} \sin\left(\frac{n\pi}{2}\right) = \frac{2h}{n\pi} (1 - \cos(n\pi\alpha)) \sin\left(\frac{n\pi}{2}\right)$$

De ese modo, para los armónicos 1° (fundamental), 3°, 5° y 7° de la señal OL2 con $\alpha = 2/3$ la amplitud será

$$n=1: \quad \frac{2h}{\pi} \left(1 - \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right)\right) \sin\left(\frac{\pi}{2}\right) = \frac{2h}{\pi} \left(1 - \left(-\frac{1}{2}\right)\right) (1) = \frac{2h}{\pi} \frac{3}{2} = \frac{3h}{\pi}$$

20

$$n=3: \quad \frac{2h}{3\pi} \left(1 - \cos\left(3\pi \frac{2}{3}\right)\right) \sin\left(\frac{3\pi}{2}\right) = \frac{2h}{3\pi} (1 - (1)) (-1) = 0$$

$$n=5: \quad \frac{2h}{5\pi} \left(1 - \cos\left(5\pi \frac{2}{3}\right)\right) \sin\left(\frac{5\pi}{2}\right) = \frac{2h}{5\pi} \left(1 - \left(-\frac{1}{2}\right)\right) (1) = \frac{2h}{5\pi} \frac{3}{2} = \frac{3h}{5\pi}$$

$$n=7: \quad \frac{2h}{7\pi} \left(1 - \cos\left(7\pi \frac{2}{3}\right)\right) \sin\left(\frac{7\pi}{2}\right) = \frac{2h}{7\pi} \left(1 - \left(-\frac{1}{2}\right)\right) (-1) = \frac{2h}{7\pi} \frac{3}{2} (-1) = -\frac{3h}{7\pi}$$

25

En correspondencia, para los armónicos 1° (fundamental), 3°, 5° y 7° de la señal OL1, es decir la onda cuadrada con $\alpha = 1/3$, la amplitud será

$$n=1: \quad \frac{2h}{\pi} \sin\left(\frac{\pi}{3}\right) = \frac{2h}{\pi} \frac{\sqrt{3}}{2} = \frac{\sqrt{3}h}{\pi}$$

$$n=3: \quad \frac{2h}{3\pi} \sin\left(\frac{3\pi}{3}\right) = \frac{2h}{3\pi} 0 = 0$$

$$n=5: \quad \frac{2h}{5\pi} \sin\left(\frac{5\pi}{3}\right) = \frac{2h}{5\pi} \left(-\frac{\sqrt{3}}{2}\right) = -\frac{\sqrt{3}h}{5\pi}$$

$$n=7: \quad \frac{2h}{7\pi} \sin\left(\frac{7\pi}{3}\right) = \frac{2h}{7\pi} \frac{\sqrt{3}}{2} = \frac{\sqrt{3}h}{7\pi}$$

A partir estos valores se puede ver que si los productos de la mezcla de los dos multiplicadores 4, 5 se suman juntos, el resultado será que

- 5
- Los fundamentales se suman en fase. Esto está asegurado por el desplazamiento de fase de $\frac{1}{4}$ del período mencionado anteriormente.
 - El 3º armónico será insignificante debido a la selección de los ciclos de trabajo para que sean $\frac{1}{3}$ y $\frac{2}{3}$, respectivamente. Esto también es el caso para los armónicos 6° , 9° , etc.
 - Los armónicos 5° y 7° de las dos señales tienen fases opuestas, y por ello cuando los productos de la mezcla se suman juntos en el sumador 7 de la figura 4, actuarán cada uno contra el otro. Se ve además que si el producto de la mezcla del multiplicador 4, es decir, de la onda cuadrada de OL1, se multiplica por un factor de escalado $\beta=\sqrt{3}$ antes de que se sumen los productos de la mezcla, será posible una cancelación completa de los armónicos de 5° y 7° orden. Esto se hace con el amplificador 6 de la figura 4. Es importante observar que ambos armónicos de 5° y 7° orden experimentan la cancelación total para el mismo valor de β .

Se observa que las dos señales OL1 y OL2 del oscilador local no tienen que ser necesariamente generadas por osciladores separados. Es posible usar el mismo oscilador para generar tanto OL1 como OL2. Esto se puede hacer por ejemplo usando un OL sobre-muestreado para generar las formas de onda y crear el desplazamiento de fase.

La figura 6 ilustra cómo se combinan las señales. La parte izquierda de la figura muestra la señal OL2 del oscilador local y la señal OL1 del oscilador local multiplicadas por β . La señal mostrada en la parte derecha de la figura es la formada por las dos señales del oscilador local sumadas entre sí. Sin embargo, hay que observar que esta señal no existe como una señal física, ya que se trata de las dos señales convertidas por reducción de frecuencia sumadas, no las dos señales del oscilador local. En su lugar, esta señal ilustra simplemente que la señal convertida por reducción de frecuencia resultante será como si hubiera sido convertida por reducción de frecuencia con una señal de oscilador local que tuviera esa forma. Obsérvese que la forma de onda generada *no* trata de imitar las formas de onda de seno/coseno generadas usualmente por medio de la técnica anterior.

En la figura 4 el amplificador 6 que proporciona el factor de escalado $\beta=\sqrt{3}$ se aplica a la salida mezclada del amplificador 4. Sin embargo, se puede conseguir el mismo efecto aplicando un factor de escalado $\beta=1/\sqrt{3}$ a la salida mezclada del multiplicador 5, ya que es la ganancia relativa entre las dos salidas mezcladas lo que es importante. También se observa que el amplificador podría estar situado en la señal de entrada a uno de los multiplicadores.

Otra variación consiste en invertir ambas señales del oscilador local, es decir, multiplicándolas por -1. En ese caso, la onda cuadrada OL1 tendrá amplitud negativa y aún un ciclo de trabajo de $\frac{1}{3}$, y para señal OL2 la primera parte del ciclo de trabajo será positiva y la segunda parte, negativa.

De las ecuaciones anteriores se observa que el efecto óptimo de cancelar los armónicos se logra cuando el ciclo de trabajo sea $\alpha=1/3$ ó $2/3$, el factor de escalado sea $\beta=\sqrt{3}$ ó $1/\sqrt{3}$ y el desplazamiento de fase sea $\frac{1}{4}$ de período. Como se mencionó anteriormente, la supresión del 3º armónico se gobierna por medio del ciclo de trabajo, mientras que la supresión de los armónicos 5° y 7° se gobierna ajustando la amplitud y el alineamiento de fase entre las dos formas de onda. En una implementación práctica podría no ser posible obtener exactamente estos valores, y por consiguiente se pueden aceptar ciertas tolerancias. Sin embargo, los mejores resultados se consiguen por supuesto con valores tan próximos como sea posible a los valores especificados. Esto se ilustra en la figura 7, que muestra en la parte superior el nivel de los armónicos 1° , 3° y 5° como una función del ajuste de ganancia y del alineamiento de

fase, respectivamente. Se ve que el armónico 1° está a nivel alto y que el armónico 3° está a nivel muy bajo independientemente de la ganancia así como del alineamiento de fase, mientras que el 5° armónico queda suprimido cuando el factor de escalado es $\beta=\sqrt{3}$ y el alineamiento de fase es $\pi/2$, respectivamente. También se ve que una tolerancia de por ejemplo, $\pm 5\%$ sobre el factor de ganancia aún proporciona una supresión relativamente buena del 5° armónico. Similarmente, una tolerancia de más $\pm 2,5$ grados sobre el alineamiento de fase da una supresión relativamente buena del 5° armónico.

La figura 8 muestra un diagrama de flujo 100 que ilustra el proceso descrito anteriormente. En la etapa 101 la primera señal OL1 del oscilador local se genera como una onda cuadrada con un ciclo de trabajo $\alpha=1/3$. Alternativamente, como se mencionó anteriormente, el ciclo de trabajo puede ser $\alpha=2/3$. En la etapa 102 la segunda señal OL2 del oscilador local se genera como una onda cuadrada modificada con un ciclo de trabajo $\alpha=2/3$, de la cual una parte tiene una amplitud positiva y la otra parte tiene una amplitud negativa. En etapa 103 la primera señal OL1 del oscilador local se retarda $1/4$ del período para conseguir un desplazamiento de fase de $\pi/2$ entre las dos señales del oscilador local. En una implementación práctica las dos señales del oscilador local pueden ser generadas precisamente con el desplazamiento de fase apropiado. La señal OL1 se usa entonces en la etapa 104 para mezclar la señal de entrada en el multiplicador 4 para obtener una primera señal convertida por reducción de frecuencia. La señal OL2 se usa en la etapa 105 para mezclar la señal de entrada en el multiplicador 5 para obtener una segunda señal convertida por reducción de frecuencia. En la etapa 106 una de las señales convertidas por reducción de frecuencia se multiplica entonces por un factor pre-calculado, por ejemplo, el factor de ganancia β descrito anteriormente, para asegurar que se eliminan los armónicos 5° y 7°. Finalmente, en la etapa 107 las dos señales convertidas por reducción de frecuencia se suman juntas para obtener la deseada señal de salida.

En una implementación práctica, la generación de la segunda señal OL2 del oscilador local y la mezcla de esta señal con la señal de entrada se puede hacer generando dos ondas cuadradas separadas, es decir, una que corresponda a la parte positiva de la señal OL2 y otra que corresponda a la parte negativa, y mezclando entonces cada una con la señal de entrada por separado antes de sumar los resultados de la mezcla con el resultado de la mezcla de OL1. Esto se ilustra en la figura 9, que corresponde a la figura 6, excepto por el hecho de que la señal OL2 está dividida en dos ondas cuadradas separadas. Así, en este caso las tres ondas cuadradas tienen un ciclo de trabajo de $1/3$. En lugar de tener una de las ondas cuadradas amplitud negativa, es también posible usar amplitud positiva también para esta señal y restar entonces su resultado de la mezcla de las otras en lugar de sumárselo, o se podría invertir la entrada a un mezclador. Una forma natural de hacer esto usando un diseño diferencial es intercambiar las entradas y por ello invertir la señal en la entrada. Un circuito mezclador correspondiente 13 se muestra en la figura 10. El multiplicador 4 y amplificador 6 son los mismos que en la figura 6, mientras que los multiplicadores 8 y 9 se usan para mezclar la señal de entrada con las dos ondas cuadradas separadas que reemplazan la señal combinada OL2. Los resultados de la mezcla se suman en el sumador 10.

Con respecto a las ventajas de la idea descrita anteriormente, se observa que con objeto de usar una arquitectura de receptor de FI con un mezclador de conmutación, es necesario ocuparse del problema de la conversión de armónicos por reducción de frecuencia. Esta descripción propone un método, que es fácil de implementar, para resolver esto suprimiendo el efecto de la conversión de armónicos por reducción de frecuencia. El poder usar OL de onda cuadrada raíl a raíl y mezcladores de conmutación, en lugar de depender de generación sinusoidal de OL y de multiplicadores analógicos como mezcladores, es una gran ventaja desde un punto de vista de la implementación. Al utilizar el método propuesto, se suprimen todos los armónicos impares hasta el de noveno orden inclusive. Los de orden 3° y 5° se suprimen por medio del ciclo de trabajo elegido, mientras que los de 5° y 7° orden se suprimen usando el método mostrado en la figura 4, en la que se usan dos mezcladores juntos con una etapa de ganancia en la que el contenido fundamental se suma en fase y el contenido de los de 5° y 7° orden se cancelan debido a la diferencia de fase de 180 grados. Esta idea utiliza un mínimo de hardware para suprimir todos los armónicos impares dentro de una década a partir de la frecuencia fundamental. En una implementación práctica, el emparejamiento determinará el rechazo de armónicos conseguible.

Aunque se han descrito y mostrado varias realizaciones de la presente invención, la invención no se limita a ellas, sino que también puede ser realizada de otros modos dentro del alcance del contenido definido en las reivindicaciones siguientes.

REIVINDICACIONES

1. Un método de convertir por reducción de frecuencia una señal de entrada que tiene una primera frecuencia en una señal de salida que tenga una segunda frecuencia, que comprende las etapas de:

- 5 • generar (101) una primera señal de oscilador local como una onda cuadrada que tiene un periodo de tiempo correspondiente a la suma de o la diferencia entre dichas primera y segunda frecuencias y un ciclo de trabajo de $1/3$ ó $2/3$, teniendo la primera señal del oscilador local la misma polaridad en la fracción del período en la que es activa;
- 10 • generar (102) una segunda señal del oscilador local como una onda cuadrada modificada que tiene el mismo período que dicha primera señal del oscilador local y un ciclo de trabajo de $2/3$, del cual $1/3$ del período tiene una amplitud positiva y otro $1/3$ del período tiene una amplitud negativa, siendo generadas dichas señales primera y segunda del oscilador local con un desplazamiento de fase entre ellas (103) de $\pi/2$, de forma que dicha primera señal del oscilador local tenga un retardo de $1/4$ de dicho período comparada con dicha segunda señal de oscilador local;
- 15 • mezclar (104) la señal de entrada con la primera señal del oscilador local para obtener una primera señal convertida por reducción de frecuencia;
- mezclar (105) la señal de entrada con la segunda señal del oscilador local para obtener una segunda señal convertida por reducción de frecuencia;
- 20 • multiplicar (106) al menos una de dichas señales convertidas por reducción de frecuencia por un factor pre-calculado; y
- sumar (107) la dos señales resultantes convertidas por reducción de frecuencia para obtener dicha señal de salida.

25 2. Un método de acuerdo con la reivindicación 1, **caracterizado porque** la etapa de multiplicar al menos una de dichas señales convertidas por reducción de frecuencia por un factor precalculado comprende multiplicar la primera señal convertida por reducción de frecuencia por un factor de $\sqrt{3}$.

30 3. Un método de acuerdo con la reivindicación 1, **caracterizado porque** la etapa de multiplicar al menos una de dichas señales convertidas por reducción de frecuencia por un factor precalculado comprende multiplicar la segunda señal convertida por reducción de frecuencia por un factor de $1/\sqrt{3}$.

35 4. Un método acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones 1 a 3, **caracterizado porque** las etapas de generar la segunda señal del oscilador local y de mezclar la señal de entrada con la segunda señal del oscilador local se realizan generando dos señales separadas de onda cuadrada que tienen respectivamente una primera y una segunda polaridades y mezclando la señal de entrada con cada una de las señales separadas de onda cuadrada.

40 5. Un circuito mezclador para convertir por reducción de frecuencia una señal de entrada que tiene una primera frecuencia en una señal de salida que tenga una segunda frecuencia, que comprende:

- un oscilador configurado para generar una primera señal (OL1) del oscilador local como una onda cuadrada que tiene un periodo que corresponde a la suma de o la diferencia entre dichas primera y segunda frecuencias y un ciclo de trabajo de $1/3$ ó $2/3$, teniendo la primera señal del oscilador local la misma polaridad en la fracción del período en la cual es activa; y
- 45 un primer mezclador (4) configurado para mezclar la señal de entrada con la primera señal del oscilador local para obtener una primera señal convertida por reducción de frecuencia, **caracterizado porque** el circuito comprende además:
- un oscilador configurado para generar una segunda señal OL2 del oscilador local como una onda cuadrada modificada que tiene el mismo periodo que dicha primera señal del oscilador local y un ciclo de trabajo de $2/3$, del cual $1/3$ del período tiene una amplitud positiva y el otro $1/3$ del período tiene una amplitud negativa, y estando configurado el circuito para generar dichas señales primera y segunda del oscilador local con un desplazamiento de fase entre ellas (103) de $\pi/2$, de forma que dicha primera señal del oscilador local tenga un retardo de $1/4$ de dicho período comparada con dicha segunda señal del oscilador local;
- 50 • un segundo mezclador (5) configurado para mezclar la señal de entrada con la segunda señal del oscilador local para obtener una segunda señal convertida por reducción de frecuencia;
- un amplificador (6) configurado para multiplicar al menos una de dichas señales convertidas por reducción de frecuencia por un factor precalculado; y
- un sumador (7) configurado para sumar las dos señales resultantes convertidas por reducción de frecuencia para obtener dicha señal de salida.

60 6. Un circuito de acuerdo con la reivindicación 5, **caracterizado porque** dicho amplificador (6) está configurado para multiplicar la primera señal convertida por reducción de frecuencia por un factor de $\sqrt{3}$.

65 7. Un circuito de acuerdo con la reivindicación 5, **caracterizado porque** dicho amplificador (6) está configurado para multiplicar la segunda señal convertida por reducción de frecuencia por un factor de $1/\sqrt{3}$.

- 5 8. Un circuito de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones 5 a 7, **caracterizado porque** el oscilador para generar la segunda señal (OL2) del oscilador local y el segundo mezclador (5; 8; 9;) están configurados para generar dos señales separadas de onda cuadrada que tengan respectivamente una primera y una segunda polaridades y mezclar la señal de entrada con cada una de las señales separadas de onda cuadrada.

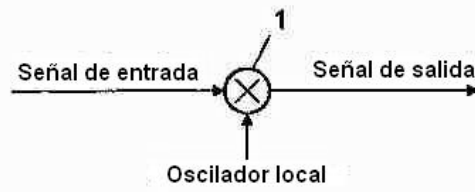


Fig. 1

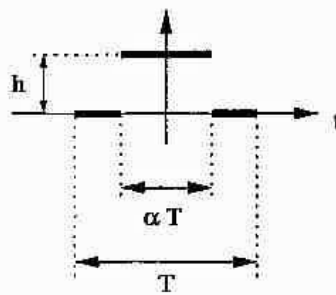


Fig. 2

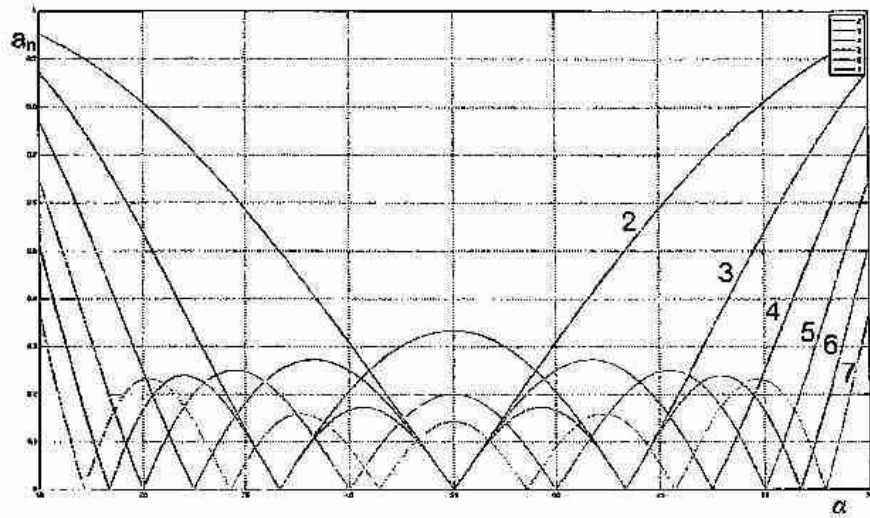


Fig. 3

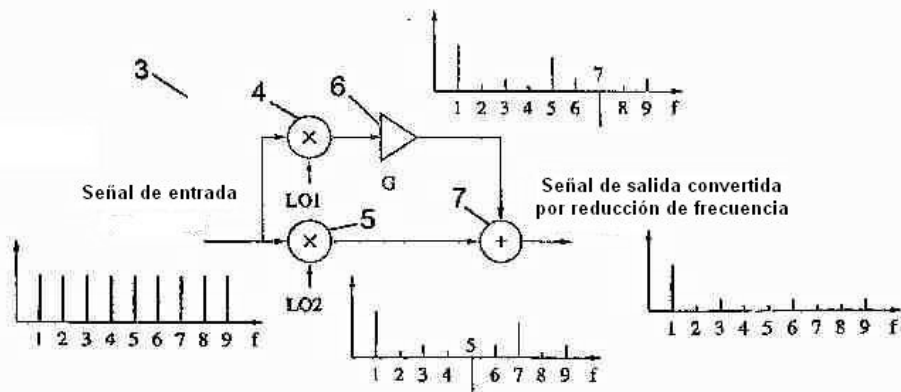


Fig. 4

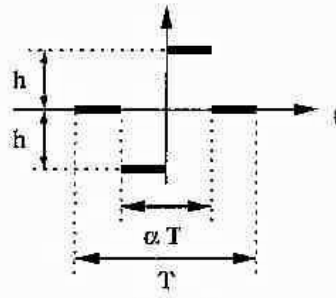


Fig. 5

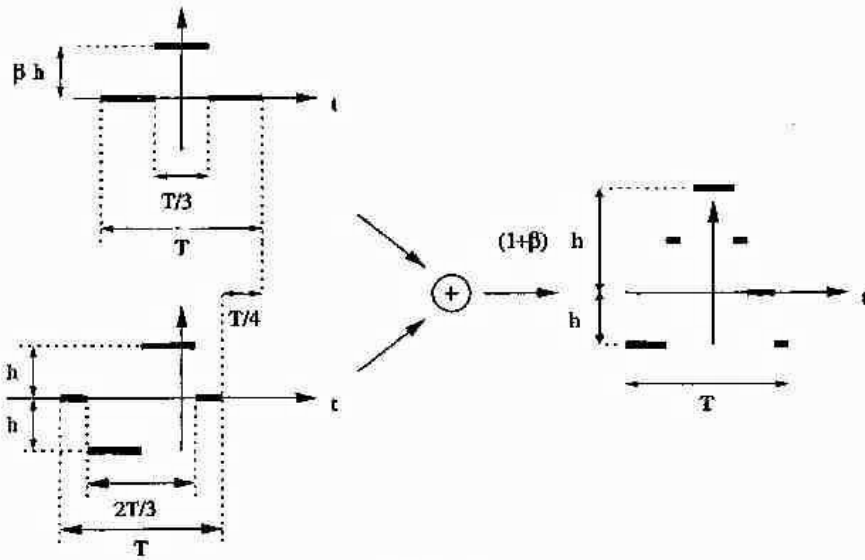


Fig. 6

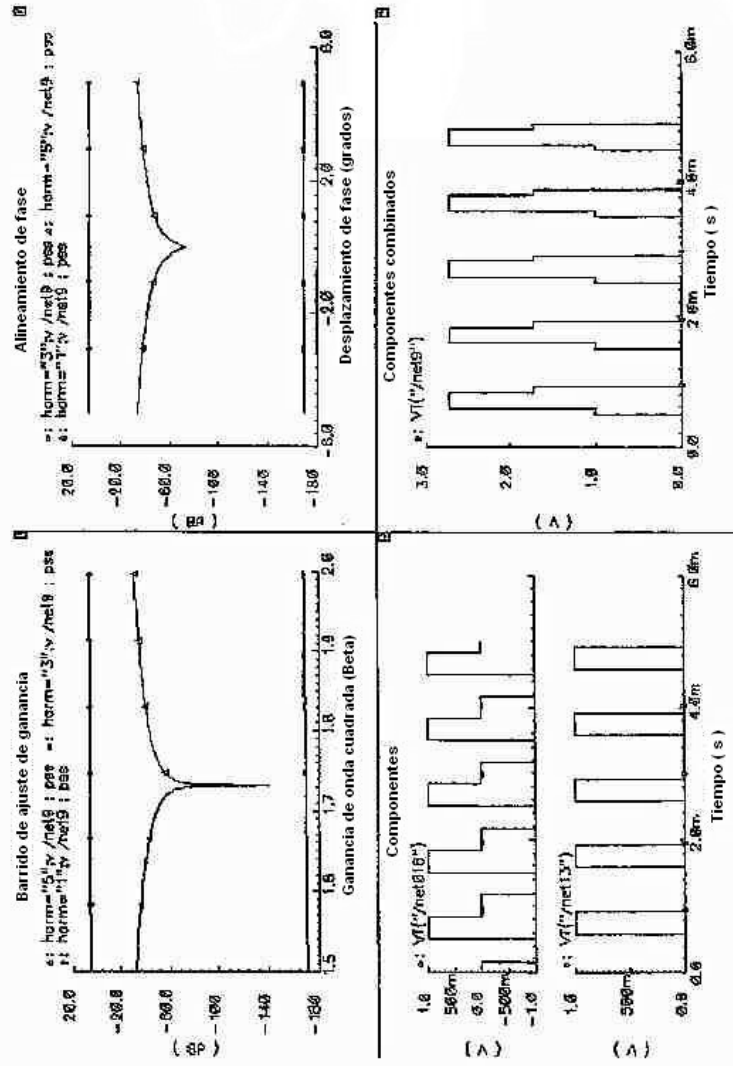


Fig. 7

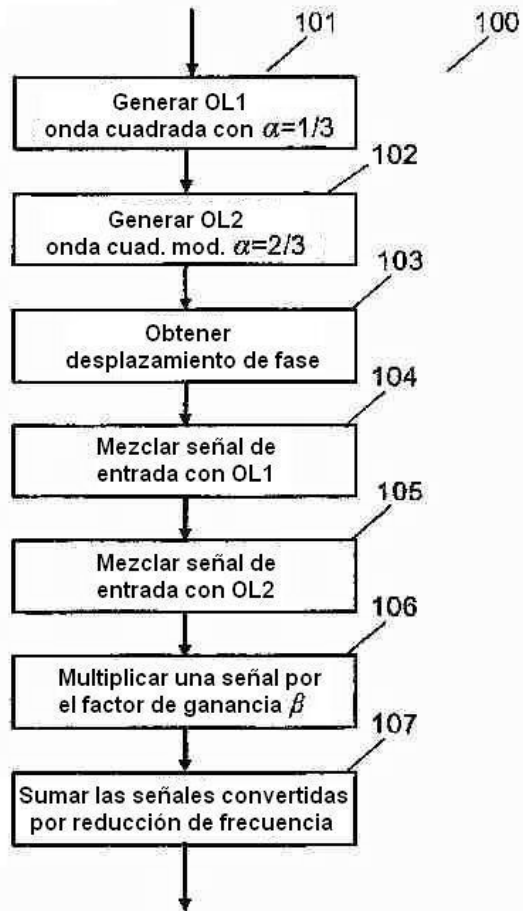


Fig. 8

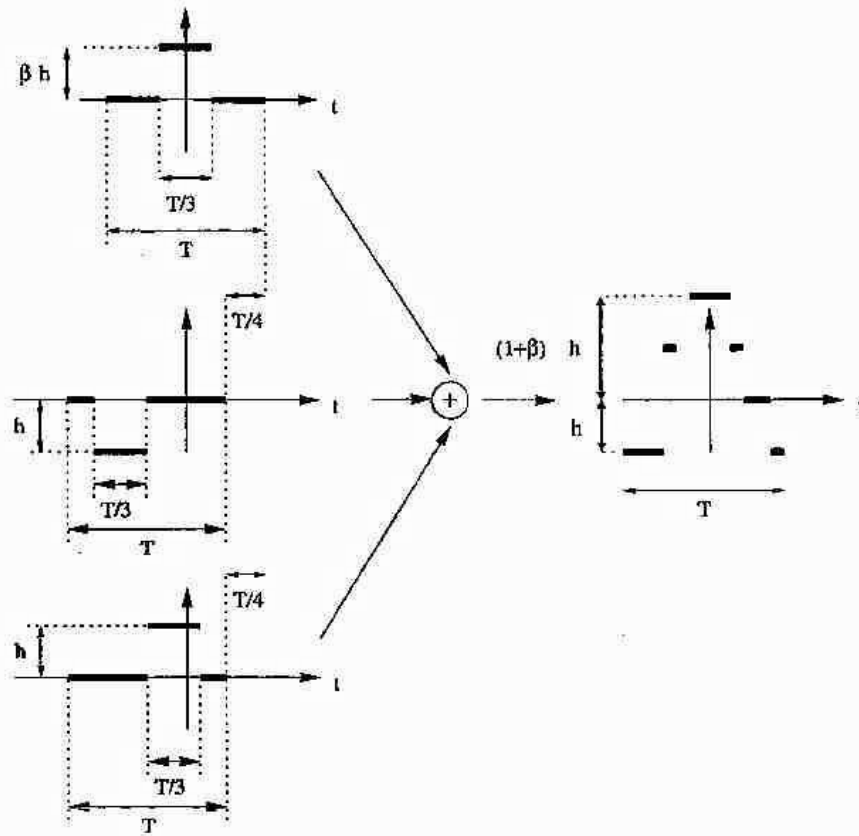


Fig. 9

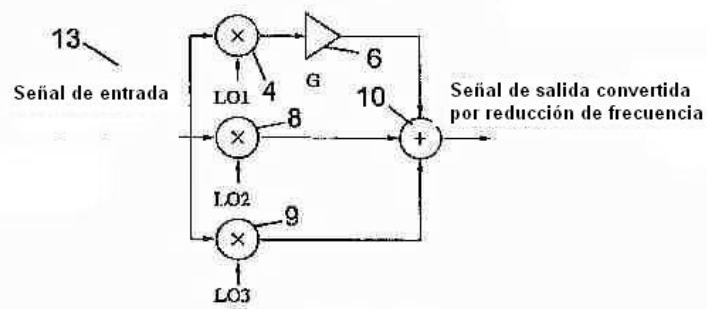


Fig. 10