

19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 558 559**

51 Int. Cl.:

G10L 21/02 (2013.01)

H04B 3/20 (2006.01)

H04M 9/08 (2006.01)

H04B 3/23 (2006.01)

H04R 29/00 (2006.01)

G10L 21/0208 (2013.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **03.02.2011** **E 11857875 (6)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **21.10.2015** **EP 2671223**

54 Título: **Estimación y supresión de no linealidades de altavoces armónicos**

45 Fecha de publicación y mención en BOPI de la traducción de la patente:
05.02.2016

73 Titular/es:
**TELEFONAKTIEBOLAGET L M ERICSSON
(PUBL) (100.0%)
164 83 Stockholm, SE**

72 Inventor/es:
**ERIKSSON, ANDERS y
ÅHGREN, PER**

74 Agente/Representante:
DE ELZABURU MÁRQUEZ, Alberto

ES 2 558 559 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

Estimación y supresión de no linealidades de altavoces armónicos

Sector técnico

5 La presente invención se refiere a la cancelación de eco en un equipo de usuario para sistemas de comunicación, y en particular a la estimación y supresión de no linealidades de altavoces armónicas generadas en tal equipo.

Antecedentes

10 Un restador de eco es uno de los componentes claves de un cancelador de eco. También lo distingue de un restador de eco puro, que solo atenúa la señal cuando existe eco. El principal beneficio de un cancelador de eco es un mejor rendimiento en situaciones con conversación simultánea desde los dos extremos de la comunicación (la llamada doble conversación) y también una mayor transparencia al sonido de extremo cercano de bajo nivel, lo que aumenta la naturalidad de la conversación.

15 La sustracción de eco se implementa normalmente utilizando un modelo lineal, en primer lugar debido a que un modelo lineal es simple de estimar en cuanto a cálculos, pero también porque es mucho más difícil encontrar un modelo no lineal apropiado que funcione en general. Por estas razones la sustracción de eco generalmente no puede eliminar los ecos no lineales que se originan a partir de las no linealidades en la trayectoria de eco.

20 Otro componente clave en un cancelador de eco es un supresor de eco residual, que reduce todos los ecos residuales existentes a la salida del restador de eco hasta un nivel tal que los requisitos en la atenuación de eco impuestos por los estándares relevantes se cumplen, y hasta un nivel tal que el eco residual no es apreciable en presencia de la señal de extremo cercano. No obstante, puesto que la supresión efectuada por el supresor de eco residual también afecta a la señal de extremo cercano deseada si el contenido de frecuencia de la señal de extremo cercano y el eco residual se superponen, la supresión efectuada por el supresor de eco residual debe ser lo más pequeña posible, puesto que la pérdida de transparencia (de la señal de extremo cercano) introducida por este componente está directamente relacionada con la cantidad de supresión efectuada.

25 Los sobretonos armónicos a la salida del altavoz provocados por no linealidades serán captados por el micrófono como ecos no lineales. Estos ecos necesitan ser también eliminados por el cancelador de eco. No obstante, puesto que el restador de eco se basa en un modelo lineal de la trayectoria de eco, no puede reducir los ecos no lineales. Estos deben por lo tanto ser eliminados por el supresor de eco residual. Para ello, el supresor de eco residual necesita una estimación de la potencia de los ecos no lineales. Además, esta estimación tiene que ser precisa, puesto que si no el supresor de eco residual necesita realizar una supresión extra (plan para un escenario de caso peor) con el fin de compensar la incertidumbre en la estimación de potencia de eco no lineal. Esto resultará entonces en una menor transparencia del cancelador de eco de la señal de extremo cercano, lo que no es deseable.

30 Una clase de métodos [1 - 4] de modelizar las no linealidades de altavoces armónicos se basa en un modelo de Volterra que utiliza potencias de la señal de entrada de altavoz. Esto es, no obstante, muy complejo en cuanto a cálculo. Además, los armónicos producidos por el modelo de Volterra están típicamente solapados, así que es necesario un esquema de ascendente / descendente para evitar que el solapamiento afecte a la estimación de potencia de las no linealidades de altavoces armónicos, lo que hace que la solución basada en Volterra sea incluso más compleja. El documento EP 1978649 muestra un cancelador de eco no lineal.

Sumario

40 Un objeto de la presente invención es una estimación simple en cuanto a cálculo de la potencia de eco originada por las no linealidades de altavoces armónicos.

Otro objeto de la presente invención es la supresión de la potencia de eco que se origina a partir de las no linealidades de altavoces armónicos.

Estos objetos se alcanzan de acuerdo con las reivindicaciones adjuntas.

45 De acuerdo con un primer aspecto de la presente invención, esta se refiere a un método de estimación de la potencia de eco generada por las no linealidades de altavoces armónicos en un equipo de usuario que tiene una trayectoria de eco entre una entrada de altavoz y una salida de micrófono. Este método incluye las siguientes etapas: cada banda de frecuencia en un conjunto de bandas de frecuencia de señal de salida de altavoz es mapeada en una matriz correspondiente de bandas de frecuencia de señal de entrada de altavoz, siendo cada banda de frecuencia del conjunto mapeada en varias bandas de frecuencia en la correspondiente matriz. Se determina una estimación de potencia para cada señal de entrada de altavoz en cada matriz de bandas de frecuencia. Las estimaciones de frecuencia determinadas en cada matriz de bandas de frecuencia son combinadas en una estimación correspondiente de no linealidades de altavoces armónicas generadoras de potencia de entrada de altavoz. Las estimaciones de la potencia de entrada de altavoz son transformadas a través de la trayectoria de eco en estimaciones de potencia de eco generada por las no linealidades del altavoz armónico.

De acuerdo con un segundo aspecto, la presente invención implica un método de supresión de eco que utiliza un filtro selectivo de frecuencia basado en la relación entre una estimación de potencia de una señal de extremo cercano y una estimación de potencia de una señal de eco. Este método incluye las etapas siguientes: se determina una estimación de potencia de una señal de eco residual a partir de un restador de eco. Se determina una estimación de potencia de eco generada por las no linealidades de altavoces armónicos de acuerdo con el primer aspecto. La estimación de potencia de la señal de eco se forma sumando la estimación de potencia de la señal de eco residual a la estimación de potencia de eco generada por no linealidades de altavoces armónicos.

De acuerdo con un tercer aspecto, la presente invención se refiere a un estimador de potencia de eco armónico configurado para estimar la potencia de eco generada por las no linealidades de altavoces armónicos en un equipo de usuario que tiene una trayectoria de eco entre una entrada de altavoz y una salida de micrófono. El estimador de potencia de eco armónico incluye los siguientes elementos: un mapeador de banda de frecuencia configurado para mapear cada banda de frecuencia en un conjunto de bandas de frecuencia de la señal de salida de altavoz en una matriz correspondiente de bandas de frecuencia de señal de entrada de altavoz, siendo cada banda de frecuencia del conjunto mapeada en varias bandas de frecuencia en la matriz correspondiente. Un estimador de potencia configurado para determinar una estimación de potencia de cada señal de entrada de altavoz en cada matriz de bandas de frecuencia. Un combinador de estimación de potencia configurado para combinar las estimaciones de potencia determinadas en cada matriz de bandas de frecuencia en una estimación correspondiente de potencia de entrada de altavoz que genera no linealidades de altavoces armónicos. Un transformador de estimación de potencia configurado para transformar las estimaciones de potencia de entrada de altavoz a través de la trayectoria de eco en estimaciones de potencia de eco generada por las no linealidades de altavoces armónicos.

De acuerdo con un cuarto aspecto, la presente invención implica a un cancelador de eco que tiene un supresor de eco residual que utiliza un filtro selectivo de frecuencia basado en la relación entre una estimación de potencia de una señal de extremo cercano y una estimación de potencia de una señal de eco. El cancelador de eco incluye los siguientes elementos: un estimador de potencia configurado para determinar una estimación de potencia de una señal de eco residual de un restador de eco. Un estimador de potencia de eco armónico de acuerdo con el tercer aspecto configurado para determinar una estimación de potencia de eco generada por no linealidades de altavoces armónicos. Un sumador configurado para sumar la estimación de potencia de la señal de eco residual a la estimación de potencia de eco generada por no linealidades de altavoces armónicos.

De acuerdo con un quinto aspecto, la presente invención implica a un equipo de usuario que incluye un cancelador de eco de acuerdo con el cuarto aspecto.

Una ventaja de la presente invención es que proporciona una estimación simple en cuanto a cálculo de la potencia de eco que se origina a partir de las no linealidades de altavoces armónicos utilizando un número de parámetros limitado.

Otra ventaja de la presente invención es que encaja de manera continua en esquemas de banda utilizados normalmente en un supresor de eco residual, que típicamente es el componente en un cancelador de eco en el que se utiliza la estimación de potencia de eco no lineal.

Breve descripción de los dibujos

La invención, junto con otros objetos y ventajas de la misma, puede comprenderse mejor haciendo referencia a la siguiente descripción tomada junto con los dibujos que se acompañan, en los cuales:

la Fig. 1 es un diagrama de bloques que ilustra los principios generales de un cancelador de eco convencional;

la Fig. 2A – B es un diagrama que ilustra respuestas de frecuencia típicas del filtro selectivo de frecuencia aplicado al eco residual de un restador de eco;

la Fig. 3 es un diagrama que ilustra el fenómeno de las no linealidades de altavoces armónicos;

la Fig. 4 es un diagrama de bloques que ilustra una realización de un cancelador de eco de acuerdo con la presente invención;

la Fig. 5 es un diagrama de flujo que ilustra una realización de un método de estimar la potencia de eco generada por las no linealidades de altavoces armónicos de acuerdo con la presente invención;

la Fig. 6 es un diagrama de bloques que ilustra una realización de un estimador de potencia de eco armónico de acuerdo con la presente invención;

la Fig. 7 es un diagrama de flujo que ilustra una realización de un método de supresión de eco de acuerdo con la presente invención;

la Fig. 8 es un diagrama de bloques que ilustra una realización de un equipo de usuario de acuerdo con la presente invención;

la Fig. 9 es un diagrama de bloques que ilustra una realización de un estimador de potencia de eco armónico de acuerdo con la presente invención; y

la Fig. 10 es un diagrama de bloques que ilustra una realización de un cancelador de eco de acuerdo con la presente invención.

5 **Descripción detallada**

La Fig. 1 es un diagrama de bloques que ilustra los principios generales de un cancelador de eco convencional. La señal recibida $x(t)$ es pasada a un altavoz 10 y forma una señal de eco $s(t)$ no deseada en un micrófono 12. Este eco es recogido por el micrófono junto con una señal de extremo cercano $v(t)$ deseada como señal de micrófono $y(t)$. Una trayectoria de eco EP (Echo Path, en inglés) se forma entre la entrada de altavoz y la salida de micrófono. Un

10 restador de eco utiliza un modelo adaptativo para formar una estimación $\hat{s}(t)$ de la señal de eco $s(t)$ en un pronosticador de eco 16. El eco en la señal de micrófono $y(t)$ es entonces reducido restando $\hat{s}(t)$ de $y(t)$ en un sumador 18. Finalmente, todos los ecos residuales $\tilde{s}(t)$ presentes en la salida $e(t)$ del cancelador de eco son suprimidos mediante un supresor de eco residual 20, produciendo con ello la señal de salida final $e_{salida}(t)$ del cancelador de eco.

15 El supresor de eco residual 20 se implementa típicamente de manera que los ecos residuales en $e(t)$ son suprimidos utilizando un filtro selectivo de frecuencia. Las características de la respuesta de frecuencia $G(t, f)$ del filtro selectivo de frecuencia aplicadas por el supresor de eco residual 20 dependen de las características espectrales estimadas $\hat{P}_v(t, f)$ de $v(t)$ y $\hat{P}_s(t, f)$ de $\tilde{s}(t)$. Típicamente, si para una cierta frecuencia f tenemos que $\hat{P}_v(t, f) \gg \hat{P}_s(t, f)$, es decir, la señal de extremo cercano es mucho más fuerte que la señal de eco residual, entonces $G(t, f)$ sería cercana a 1

20 (casi ninguna atenuación). Por otro lado, si tuviésemos que $\hat{P}_v(t, f) \approx \hat{P}_s(t, f)$, es decir, la señal de extremo cercano es aproximadamente igual a la señal de eco residual, entonces $G(t, f)$ se elegiría típicamente pequeña (atenuación importante).

Generalmente se desea tener un comportamiento continuo suave de $G(t, f)$ de pasar a través de la señal a una supresión importante de la señal. Tal comportamiento eliminará las distorsiones provocadas por las discontinuidades

25 en $G(t, f)$ en el tiempo. Típicamente esto se consigue haciendo $G(t, f)$ proporcionar a la relación entre $\hat{P}_s(t, f)$ y $\hat{P}_v(t, f)$:

$$G(t, f) = F \left(\frac{\hat{P}_v(t, f)}{\hat{P}_s(t, f)} \right) \quad (1)$$

donde F es una función que depende de la implementación. Las Figs. 2A – B ilustran ejemplos de la función F que representa la respuesta de frecuencia $G(t, f)$ del filtro de frecuencia selectivo aplicado por el supresor de eco residual

30 20. Claramente, la forma de la función ilustrada en la Fig. 2B es preferible desde el punto de vista de la continuidad.

Puesto que las divisiones son complejas de realizar en cuanto a cálculo, en muchas realizaciones del cancelador de eco en tiempo real el cálculo de $G(t, f)$ se efectúa típicamente sobre bandas de frecuencia para minimizar el número de divisiones necesarias para calcular $G(t, f)$. Si se utiliza un ancho de banda B uniforme para las bandas, $G(t, f)$ puede entonces aproximarse como:

$$35 \quad G(t, f) \approx G(t, b) = F \left(\frac{\hat{P}_v(t, b)}{\hat{P}_s(t, b)} \right), \quad b = \text{parte entera } \{f / B\} \quad (2)$$

Así, $G(t, f)$ es aproximada mediante una función constante a trozos $G(t, b)$.

Un esquema de bandas típico sería utilizar de manera uniforme $B = 250$ Hz para un rango de frecuencias de 0 a 4000 Hz. Para simplificar la explicación en esta memoria, se asumirá de manera general este esquema de bandas, pero la presente invención no está en modo alguno restringida a este esquema de bandas particular. Así, B puede

40 ser mayor o menor que el ejemplo dado. Otra posibilidad es que B varíe con el rango de frecuencias. Como ejemplo, B podría ser menor en la parte media del diagrama de la Fig. 2B que cerca de los puntos de extremo, para tener en cuenta la rápida variación de F en esa región.

Un tipo común de no linealidad en los altavoces genera sobretonos armónicos en la salida del altavoz. La Fig. 3 es un diagrama que ilustra el fenómeno de tales no linealidades de altavoces armónicos en un UE. El diagrama muestra una fundamental (sinusoidal) que varía en frecuencia de 4000 Hz a 0 Hz en el periodo de tiempo dado. Para tal entrada de altavoz sinusoidal la salida del altavoz contiene sobretonos armónicos en 2, 3, 4,... veces la frecuencia fundamental. Estos sobretonos son generados de una manera no lineal puesto que la entrada del altavoz

45

no contiene ninguna potencia (o muy baja) a esas frecuencias. La potencia de los diferentes tonos ha sido ilustrada mediante el grosor de las líneas de la Fig. 3. Así, en el ejemplo, el segundo sobretono es más fuerte que los sobretonos primero y segundo, pero más débil que el tono fundamental.

5 Un método factible de calcular los armónicos en la salida del altavoz podría basarse en los armónicos en la entrada del altavoz. Las soluciones basadas en tal planteamiento requerirían, no obstante, una estimación del espectro total de la entrada del altavoz para estimar la salida no lineal del altavoz, haciendo con ello que el método sea complejo en cuanto a cálculo.

10 En referencia una vez más a la Fig. 1, los sobretonos armónicos en la salida del altavoz $s(t)$ serán recogidos por el micrófono 12 como ecos no lineales. Estos ecos necesitan ser eliminados por el cancelador de eco. No obstante, puesto que el restador de eco 14 está basado en un modelo lineal de la trayectoria de eco EP, el restador de eco no puede reducir los ecos no lineales. Estos deben ser, por lo tanto, eliminados por el supresor de eco residual 20. Para ello, el supresor de eco residual necesita una estimación de la potencia de los ecos no lineales. Además, la estimación de la potencia de los ecos no lineales necesita ser precisa, puesto que de lo contrario el supresor de eco residual necesita efectuar una supresión extra para compensar la incertidumbre en la estimación de potencia de eco no lineal. Esto resultará en una menor transparencia del cancelador de eco reducido de la señal de extremo cercano $v(t)$, lo que no resulta deseable.

15 La Fig. 4 es un diagrama de bloques que ilustra una realización de un cancelador de eco de acuerdo con la presente invención. El cancelador de eco incluye un supresor de eco residual 50 que utiliza un filtro de frecuencia selectivo, tal como $G(t, b)$ descrito anteriormente, basado en la relación entre una estimación de potencia de una señal de extremo cercano y una estimación de potencia de la señal de eco. La diferencia es que ahora la estimación de potencia de la señal de eco también debe incluir una estimación de potencia de eco generada por las no linealidades de altavoz armónico además de la estimación de potencia de eco lineal. Así, el filtro selectivo de frecuencia $G(t, b)$ se representa como:

$$G(t, b) = F \left(\frac{\hat{P}_v(t, b)}{\hat{P}_{s,l}(t, b) + \hat{P}_{s,nl}(t, b)} \right) \quad (3)$$

25 donde

$\hat{P}_v(t, b)$ representa la estimación de potencia de la señal de extremo cercano,

$\hat{P}_{s,l}(t, b)$ representa la estimación de la potencia de eco lineal (representado como $\hat{P}_s(t, b)$ en la ecuación (2)), es decir, una estimación de la potencia de la señal de eco residual del restador de eco 14, y

$\hat{P}_{s,nl}(t, b)$ representa la estimación de potencia de eco generado por las no linealidades de altavoces armónicos.

30 Volviendo a la Fig. 4, el cancelador de eco por lo tanto incluye además un estimador de potencia de eco armónico 30 configurado para determinar la estimación de potencia $\hat{P}_{s,nl}(b)$ de eco generado por las no linealidades de altavoces armónicos. De ahora en adelante se eliminará la dependencia del tiempo en las estimaciones de potencia, para evitar la acumulación de las ecuaciones. No obstante, debe recordarse que las estimaciones de potencia en las ecuaciones que se dan a continuación dependen del tiempo y de la banda de frecuencia b .

35 De lo anterior resulta claro que un aspecto importante de la invención es la estimación de la potencia $\hat{P}_{s,nl}(b)$ del eco no lineal en la señal de micrófono provocada por la no linealidad de altavoces armónicos. La estimación se efectúa en el estimador de potencia de eco armónico 30 por bandas, preferiblemente adaptado a la estructura de bandas del supresor del eco residual.

40 La Fig. 5 es un diagrama de flujo que ilustra una realización del método de estimación de la potencia de eco generada por las no linealidades de altavoces armónicos de acuerdo con la presente invención. El estimador de potencia de eco armónico 30 está configurado para implementar esta funcionalidad.

45 La etapa S1 mapea cada banda de frecuencia en un conjunto de bandas de frecuencia de la señal de salida del altavoz b_{isp} en una matriz correspondiente de bandas de frecuencia de la señal de entrada del altavoz $b(b_{isp}, k)$, donde cada banda de frecuencia del conjunto es mapeada en varias bandas de frecuencia en la correspondiente matriz. El propósito de esta etapa es determinar qué bandas de la señal de entrada $x(t)$ realmente pueden producir un sobretono en la banda de salida del altavoz b_{isp} . En esta memoria, $k = 1, 2, 3, \dots$ denota el número de sobretonos. Un ejemplo de este mapeo (y de cómo puede efectuarse) viene dado en la Tabla 1 del Apéndice 1. De esta Tabla 1 puede verse que la banda de salida de un altavoz b_{isp} puede incluir sobretonos generados por varias bandas de señal de entrada (varios k). Así, típicamente el mapeo es de "una a muchas" bandas, especialmente para las bandas

b_{isp} más altas. Por otro lado, para bandas más bajas, muchas bandas de frecuencia de la correspondiente matriz pueden ser en realidad la misma banda.

5 La etapa S2 determina una estimación de potencia $\hat{P}_x(b(b_{isp}, k))$ de cada señal de entrada del altavoz en cada matriz de bandas de frecuencia. Así, esta etapa determina una estimación de potencia de cada señal de entrada en las bandas que puede generar un sobretono en la banda de salida del altavoz b_{isp} .

La etapa S3 combina determinadas estimaciones de potencia $\hat{P}_x(b(b_{isp}, k))$ en cada matriz de bandas de frecuencia en una estimación correspondiente $\hat{P}_{x,ni}(b_{isp})$ de la potencia de entrada del altavoz que generan las no linealidades en altavoces armónicos. Así, esta etapa determina una estimación de potencia total de los componentes de la señal de entrada que generan sobretonos en la banda de salida del altavoz b_{isp} .

10 En una realización preferida la etapa S3 de combinación puede estar basada en la combinación:

$$\hat{P}_{x,ni}(b_{isp}) = \sum_{k=1}^{N_0} C(b_{isp}, k) \cdot \hat{P}_x(b(b_{isp}, k)) \quad (4)$$

en la que

$\hat{P}_{x,ni}(b_{isp})$ denota la estimación de la potencia de entrada del altavoz en la banda de frecuencia de la señal de salida del altavoz b_{isp} ,

15 $b(b_{isp}, k)$ denota el mapeo (descrito con más detalle en el Apéndice 1),

$\hat{P}_x(b(b_{isp}, k))$ denota las estimaciones de potencia determinadas en las banda de frecuencia de la señal de entrada del altavoz $b(b_{isp}, k)$,

$C(b_{isp}, k)$ denota coeficientes predeterminados (descritos con más detalle en el Apéndice 2),

N_0 denota un número máximo de términos que deben ser incluidos en cada combinación.

20 El número máximo de términos N_0 correspondientes al número máximo de sobretonos para que deben considerarse, por ejemplo, N_0 se basa en el intervalo 3 – 9. Se ha encontrado que $N_0 = 6$ proporciona una complejidad y requisitos de almacenamiento razonables y parece ser suficiente para la mayoría de las no linealidades armónicas que muestran los altavoces. Así, se necesitan relativamente pocos coeficientes para especificar el comportamiento, aun manteniendo un buen control del modelo de altavoz. Los valores reales para los coeficientes son diferentes para diferentes tipos de altavoces. Típicamente, los valores reales son determinados a partir de las estimaciones del espectrograma de las entradas y salidas de altavoces, donde la entrada consiste en un barrido sinusoidal.

25 En una realización solo se combinan determinadas estimaciones de potencia $\hat{P}_x(b(b_{isp}, k))$ que superan un umbral de potencia predeterminado. Este umbral de potencia representa un nivel mínimo por debajo del cual los componentes espectrales no generan armónicos no lineales. Esta realización implica asimismo una mayor reducción de la complejidad. El umbral puede encontrarse efectuando un barrido sinusoidal de frecuencia de diferentes niveles y observando en qué nivel dejan de producirse las no linealidades.

30 En otra realización, solo se incluyen en la suma los términos $C(b_{isp}, k) \cdot \hat{P}_x(b(b_{isp}, k))$ que superan otro umbral predeterminado. En esta realización las estimaciones de potencia determinadas ponderadas mediante los coeficientes $C(b_{isp}, k)$ son comparadas con el umbral, lo que significa que solo se mantienen en la suma los términos más importantes.

35 La etapa S4 transforma las estimaciones $\hat{P}_{x,ni}(b_{isp})$ de la potencia de entrada del altavoz a través de la trayectoria de eco EP en estimaciones de la potencia $\hat{P}_{s,ni}(b)$ de eco generada por las no linealidades de altavoces armónicos. La transformación puede ser realizada multiplicando las estimaciones de la potencia de entrada del altavoz por la magnitud al cuadrado de una estimación $\hat{H}(b)$ de la respuesta en frecuencia de la trayectoria de eco EP de acuerdo con:

$$\hat{P}_{s,ni}(b) = |\hat{H}(b)|^2 \hat{P}_{x,ni}(b), \quad b = 1, \dots, N_{BANDAS} \quad (5)$$

donde N_{BANDAS} es el número de bandas de frecuencia. En un cancelador de eco, $H(b)$ se conoce típicamente a partir de un filtro adaptativo en el estimador de respuesta de impulso de la trayectoria de eco 32 del restador de eco 14. Si

no hay ninguna estimación de $H(b)$ disponible, puede estimarse fácilmente a partir de las características de las señales de entrada del altavoz y de salida del micrófono.

Volviendo a la Fig. 4, en la realización ilustrada el estimador de potencia de eco armónico 30 utiliza la señal de entrada del altavoz $x(t)$ y la estimación $H(b)$ a partir del restador de eco 14 para producir la estimación de la potencia $\hat{P}_{s,n}(b)$ del eco no lineal, como se describirá ahora con referencia a la Fig.6.

La Fig. 6 es un diagrama de bloques que ilustra una realización de un estimador de potencia de eco armónico 30 que implementa el método descrito.

Un mapeador de banda de frecuencia 40 está configurado para mapear cada banda de frecuencia en un conjunto de bandas de frecuencia de señal de salida de altavoz b_{isp} en una matriz correspondiente de bandas de frecuencia de la señal de entrada de altavoz $b(b_{isp}, k)$, donde cada banda de frecuencia en el conjunto es mapeada en varias bandas de frecuencia en la matriz correspondiente. El mapeador de banda de frecuencia 40 puede, por ejemplo, ser implementado como una tabla de búsqueda predeterminada, tal como la Tabla 1 del Apéndice 1.

Un estimador de potencia 42 que recibe las bandas de frecuencia de la señal de entrada de altavoz $b(b_{isp}, k)$ mapeadas y la señal de entrada de altavoz $x(t)$ está configurado para determinar una estimación de potencia $\hat{P}_x(b(b_{isp}, k))$ de cada señal de entrada de altavoz en cada matriz de bandas de frecuencia.

Un combinador de estimación de potencia 44 conectado al estimador de potencia 42 está configurado para combinar las estimaciones de potencia $\hat{P}_x(b(b_{isp}, k))$ determinadas en cada matriz de bandas de frecuencia en una estimación $\hat{P}_{x,n}(b_{isp})$ correspondiente de la potencia de entrada de altavoz generador de no linealidades de altavoz armónico, por ejemplo de acuerdo con la ecuación (4). Los coeficientes $C(b_{isp}, k)$ predeterminados pueden ser almacenados en una tabla de búsqueda.

Un transformador de estimaciones de potencia 46 conectado al combinador de estimación de potencia 44 está configurado para transformar las estimaciones de la potencia de entrada del altavoz a través de la trayectoria de eco EP en estimaciones de potencia $\hat{P}_{s,n}(b)$ del eco generado por las no linealidades de altavoz armónico. La transformación puede ser llevada a cabo de acuerdo con la ecuación (5). La estimación $\hat{H}(b)$ de la respuesta de frecuencia de la trayectoria de eco EP puede, por ejemplo, ser obtenida a partir del restador de eco 14, como se ilustra en la Fig. 4.

Como se ha descrito previamente, en una realización el combinador de estimaciones de potencia 44 puede ser configurado para incluir solo las estimaciones de potencia determinadas que superan un umbral de potencia predeterminado en la combinación (4).

En otra realización, el combinador de estimaciones de potencia 44 puede ser configurado para incluir solo términos que superan un umbral predeterminado en la suma (4).

Las estimaciones de potencia $\hat{P}_{s,n}(b)$ son enviadas a un supresor de eco residual 50. El supresor de eco residual 50 incluye dos estimadores de potencia 52 y 54. La funcionalidad de los estimadores de potencia 52 y 54 solo se describirá brevemente a continuación, puesto que estos elementos se encuentran típicamente en los supresores de eco residual convencionales.

El estimador de potencia 52 recibe la señal de entrada de altavoz $x(t)$ y la estimación $\hat{H}(b)$ de la respuesta en frecuencia de la trayectoria de eco EP. Utilizando estas entidades, determina la estimación de potencia $\hat{P}_{s,l}(b)$. Esta estimación es enviada a un sumador 56, que la suma a las estimaciones de potencia $\hat{P}_{s,n}(b)$ del eco generado por las no linealidades de altavoz armónico.

El estimador de potencia 54 recibe la señal $v(t) + \tilde{s}(t)$ del restador de eco 14 y forma una estimación de potencia $\hat{P}_v(b)$ de la señal de extremo cercano $v(t)$.

Las estimaciones de la potencia de salida del estimador de potencia 54 y del sumador 56 son enviadas a un filtro de frecuencia selectivo 58 representado por la función F en la ecuación (3), cuyo filtro produce la señal de salida $e_{salida}(t)$.

La Fig. 7 es un diagrama de flujo que ilustra una realización de un método de supresión de eco de acuerdo con la presente invención. La etapa S10 determina una estimación de potencia $\hat{P}_{s,l}(b)$ de una señal de eco residual de un restador de eco. Las etapas S1 a S4, que se explican con más detalle con referencia a la Fig. 5 anterior, determinan

una estimación de la potencia $\hat{P}_{s,nl}(b)$ de eco generada por las no linealidades del altavoz armónico. La etapa S11 forma la estimación de potencia de la señal de eco sumando la estimación de potencia $\hat{P}_{s,l}(b)$ de la señal de eco residual a la estimación de potencia $\hat{P}_{s,nl}(b)$ del eco generado por las no linealidades de altavoz armónico.

5 La Fig. 8 es un diagrama de bloques que ilustra una realización de un equipo de usuario de acuerdo con la presente invención. Un cancelador de eco 60 de acuerdo con la presente invención está conectado a una antena sobre un codificador / decodificador de radio 62 y de conversación 64. La radio efectúa una conversión ascendente / descendente convencional, una amplificación y una decodificación de canal. El codificador / decodificador de conversación 64 efectúa una codificación / decodificación de conversación convencional. Puesto que los dos elementos 62, 64 son unidades convencionales, no se describirán con más detalle.

10 Las etapas, funciones, procedimientos y/o bloques descritos en esta memoria pueden ser implementados en hardware utilizando cualquier tecnología convencional, tal como tecnología de circuitos discretos o de circuitos integrados, incluyendo circuitos electrónicos tanto de propósito general como específicos para una aplicación.

15 De manera alternativa, al menos algunas de las etapas, funciones, procedimientos y/o bloques descritos en esta memoria pueden ser implementados con software para su ejecución mediante un dispositivo de procesamiento adecuado, tal como un microprocesador, un procesador de señal digital, (DSP – Digital Signal Processor, en inglés) y/o cualquier dispositivo lógico programable adecuado, tal como un dispositivo de matriz de puertas programable en campo (FPGA – Field Programmable Gate Array, en inglés).

20 Debe comprenderse que puede ser posible reutilizar las capacidades de procesamiento generales del UE. Esto puede, por ejemplo, realizarse mediante reprogramación del software existente o añadiendo nuevos componentes de software.

25 Como ejemplo de implementación, la Fig. 9 es un diagrama de bloques que ilustra una realización de ejemplo de un estimador de potencia de eco armónico 30 de acuerdo con la presente invención. Esta realización se basa en un procesador 100, por ejemplo, un microprocesador, que ejecuta un componente de software 110 para el mapeo de bandas de frecuencia, un componente de software 120 para la estimación de potencia, un componente de software 130 para la combinación de estimaciones de potencia y un componente de software 140 para la transformación de estimaciones de potencia. Estos componentes de software están almacenados en la memoria 150. El procesador 100 se comunica con la memoria sobre un bus del sistema. La señal de entrada de altavoz $x(t)$ y la estimación $H(b)$ de la respuesta en frecuencia de la trayectoria de eco EP son recibidos por un controlador de entrada / salida (I/O – Input / Output, en inglés) 160 que controla un bus I/O, al cual están conectados el procesador 100 y la memoria 150. En esta realización los parámetros recibidos por el controlador I/O 160 están almacenados en la memoria 150, en la que son procesados mediante los componentes de software. El componente de software 110 puede implementar la funcionalidad de bloque 40 en las realizaciones descritas anteriormente. El componente de software 120 puede implementar la funcionalidad de bloque 42 en las realizaciones descritas anteriormente. El componente de software 130 puede implementar la funcionalidad de bloque 44 en las realizaciones descritas anteriormente. El componente de software 140 puede implementar la funcionalidad de bloque 46 en las realizaciones descritas anteriormente. La estimación de potencia $\hat{P}_{s,nl}(b)$ obtenida del componente de software 140 es recuperada de la memoria 150 mediante el controlador I/O 160 sobre el bus I/O.

35 La Fig. 10 es un diagrama de bloques que ilustra una realización de un cancelador de eco 60 de acuerdo con la presente invención. Además de los componentes de software 110 a 140 descritos con referencia a la Fig. 9, la memoria 150 incluye asimismo un componente de software 200 para la predicción y sustracción del eco, un componente de software 210 para la adición de potencia y un componente de software 220 para la supresión del eco. El componente de software 200 puede implementar la funcionalidad del bloque 14 en las realizaciones descritas anteriormente. El componente de software 210 puede implementar la funcionalidad del bloque 56 en las realizaciones descritas anteriormente. El componente de software 220 puede implementar la funcionalidad del bloque 58 en las realizaciones descritas anteriormente. La señal de entrada de altavoz $x(t)$ y la señal de micrófono $y(t)$ son recibidas por el controlador I/O 160 en el bus I/O, y la señal de salida $e_{\text{SALIDA}}(t)$ del cancelador de eco es enviada al codificador de conversación en el bus I/O.

40 En las realizaciones de la Fig. 9 y la Fig. 10 se asume que otras tareas tales como la desmodulación, la codificación/decodificación de canal y la codificación / decodificación de conversación en un UE son manejadas en algún otro lugar del UE. No obstante, una alternativa es que los componentes de software de la memoria 150 manejen también todas o parte de estas tareas.

50 En caso de que el UE sea un ordenador que recibe paquetes de voz sobre protocolo de Internet (IP), los paquetes de IP son típicamente enviados al controlador I/O 160 y la señal de entrada de altavoz $x(t)$ es extraída mediante otros componentes de software en la memoria 150.

Ejemplos no limitativos de UE típicos en los que puede utilizarse la presente invención son: ordenadores personales (estacionarios o agendas (notebooks, en inglés)), netbooks, PC de tableta, dispositivos móviles con acceso a internet, teléfonos inteligentes, teléfonos inteligentes básicos (feature phones, en inglés).

5 Algunos o todos los componentes de software descritos anteriormente pueden estar contenidos en un medio legible por ordenador, por ejemplo un CD, DVD o disco duro, y ser cargados en la memoria para su ejecución por parte del procesador.

10 Puesto que las no linealidades de los altavoces armónicos pueden producirse para señales de entrada de altavoces de tipo de banda estrecha, estas clases de señales pueden ser detectadas para determinar cuándo debería utilizarse el método descrito para las no linealidades de altavoces armónicos. Para ello pueden detectarse varias señales, y si existen algunos de estos tipos, el método se utiliza, o por el contrario no se utiliza. Tales tipos de señal son, por ejemplo, las señales armónicas y las señales no estacionarias.

Para detectar las señales armónicas que incluyen varios componentes de banda estrecha que pueden activar la no linealidad, puede utilizarse el método de detección inspirado en Cepstrum siguiente. Se calcula el periodograma $P_{\hat{P}_x}(t, k)$ de los 32 bins más bajos de $P_x(t, f)$ para detectar la presencia de armónicos de banda estrecha:

15
$$P_{\hat{P}_x}(t, k) = \text{Periodograma } \{ \hat{P}_x(t, f), f = 1, \dots, 32 \}$$

La razón para utilizar solo los 32 bins más bajos para el cálculo del periodograma es que los armónicos normalmente son más prominentes para estos bins, y el hecho de que incluyan más bins resultaría en una estimación menos precisa.

20 La planicidad de $P_{\hat{P}_x}(t, k)$ es entonces estimada como el número de bins en $P_{\hat{P}_x}(t, k)$ que superan un umbral de 0,7 $\max \{ P_{\hat{P}_x}(t, k) \}$. Si este número es superior a 2, entonces se considera que la señal incluye armónicos.

Este esquema de detección para señales no estacionarias puede ser utilizado para captar el inicio de las señales armónicas que, a menudo, mediante la técnica anterior, se pierde. Estas se caracterizan por un cambio en las estadísticas de señal y son detectadas como no linealidades en la señal. La técnica de detección detecta no estacionariedades como una desviación importante de la potencia media y se efectúa como sigue:

$$\text{Decisión} = \begin{cases} \text{estacionaria, si } 0,71 P_x^{avg}(t) < P_x(t) < 1,41 P_x^{avg}(t) \\ \text{no estacionaria,} & \text{si no} \end{cases}$$

$$P_x(t) = \frac{1}{L} \sum_{k=0}^{L-1} x^2(t)$$

25
$$P_x^{avg}(t) = \frac{15}{16} P_x^{avg}(t) + \frac{1}{16} P_x(t)$$

Resultará evidente para los expertos en la materia que pueden realizarse varias modificaciones y cambios a la presente invención sin separarse del alcance de la misma, que se define mediante las reivindicaciones adjuntas.

Apéndice1

30 Puesto que un sobretono tiene que ser un múltiplo entero de la frecuencia fundamental, los sobretonos en una cierta banda de salida del altavoz originarán desde una matriz de bandas de entrada del altavoz. La Tabla 1 que se muestra a continuación es un mapeo de ejemplo basado en un ancho de banda equidistante de 250 Hz para cada banda de frecuencia.

Tabla 1

Banda	Sobretono									
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
2	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
3	2	1	1	1	1	1	1	1	1	1
4	2	2	1	1	1	1	1	1	1	1
5	3	2	2	1	1	1	1	1	1	1
6	3	2	2	2	1	1	1	1	1	1
7	4	3	2	2	2	1	1	1	1	1
8	4	3	2	2	2	2	1	1	1	1
9	5	3	3	2	2	2	2	1	1	1
10	5	4	3	2	2	2	2	2	1	1
11	6	4	3	3	2	2	2	2	2	2
12	6	4	3	3	2	2	2	2	2	2
13	7	5	4	3	3	2	2	2	2	2
14	7	5	4	3	3	2	2	2	2	2
15	8	5	4	3	3	3	2	2	2	2
16	8	6	4	4	3	3	2	2	2	2
17	9	6	5	4	3	3	3	2	2	2
18	9	6	5	4	3	3	3	2	2	2
19	10	7	5	4	4	3	3	3	2	2
20	10	7	5	4	4	3	3	3	2	2
21	11	7	6	5	4	3	3	3	3	3
22	11	8	6	5	4	4	3	3	3	3
23	12	8	6	5	4	4	3	3	3	3
24	12	8	6	5	4	4	3	3	3	3
25	13	9	7	5	5	4	4	3	3	3
26	13	9	7	6	5	4	4	3	3	3
27	14	9	7	6	5	4	4	3	3	3
28	14	10	7	6	5	4	4	4	3	3
29	15	10	8	6	5	5	4	4	3	3
30	15	10	8	6	5	5	4	4	3	3
31	16	11	8	7	6	5	4	4	3	3
32	16	11	8	7	6	5	4	4	3	3

Como un ejemplo más, el código MATLAB® siguiente puede utilizarse para determinar un mapeo similar con una frecuencia de muestreo de 48 kHz de una estructura de banda que utiliza 250 Hz / banda y 6 sobretonos:

```
f0 = 0:250:(24000-250); f0 = f0';
```

```
f1 = 249:250:(24000); f1 = f1';
```

```
M = 1+[floor(f0/2/250) floor(f1/2/250) floor(f0/3/250) floor(f1/3/250) floor(f0/4/250) floor(f1/4/250), ... floor(f0/5/250) floor(f1/5/250) floor(f0/6/250) floor(f1/6/250) floor(f0/7/250) floor(f1/7/250)];
```

5 M = M(:, 1:2:end);

Apéndice 2

Las no linealidades armónicas en el altavoz son modelizadas por medio de la amplitud relativa de los armónicos (relativos y fundamental), denotados $\{h_k\}$ y un factor de ganancia γ_n que describe la potencia de las no linealidades producidas por una cierta frecuencia.

- 5 Una estimación del espectro de las no linealidades se calcula a partir del espectro de la señal de salida del altavoz como:

$$P_X^{\text{Armónico}}(f) = \sum_{n=1}^{NBANDAS} A_n \cdot \gamma_n \cdot P_X(f_n)$$

donde los vectores $\{A_n\}$ se determinan a partir de $\{h_k\}$ de acuerdo con la difusión de los sobretonos (el mapeo de frecuencia se describe en el apéndice 1):

$$\begin{aligned} f_{1,} & [0 - 250[: h_1(f_1) + \dots + h_k(f_1) \\ f_{2,} & [250 - 500[: h_1(f_1) + \dots + h_k(f_1) \\ f_{3,} & [500 - 750[: h_1(f_2) + h_2(f_1) + \dots + h_k(f_1) \\ f_{4,} & [750 - 1000[: h_1(f_2) + h_2(f_2) + h_3(f_1) + h_4(f_1) + \dots + h_k(f_1) \\ f_{5,} & [1000 - 1250[: h_1(f_3) + h_2(f_2) + h_3(f_2) + h_4(f_1) + h_5(f_1) + \dots + h_k(f_1) \\ f_{6,} & [1250 - 1500[: h_1(f_3) + h_2(f_2) + h_3(f_2) + h_4(f_2) + h_5(f_2) + h_6(f_1) + \dots + h_k(f_1) \\ f_{7,} & [1500 - 1750[: h_1(f_4) + h_2(f_3) + h_3(f_2) + h_4(f_2) + h_5(f_2) + h_6(f_1) + \dots + h_k(f_1) \\ f_{8,} & [1750 - 2000[: h_1(f_4) + h_2(f_3) + h_3(f_2) + h_4(f_2) + h_5(f_2) + h_6(f_2) + h_7(f_1) + \dots + h_k(f_1) \\ & \vdots \end{aligned}$$

- 10 Por ello:

$$A_1 = \begin{bmatrix} \alpha_{1,1} \\ \vdots \\ \alpha_{1,NBANDAS} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_1 + h_2 + \dots + h_k \\ h_1 + h_2 + \dots + h_k \\ h_2 + \dots + h_k \\ \vdots \end{bmatrix}, A_2 = \begin{bmatrix} \alpha_{2,1} \\ \vdots \\ \alpha_{2,NBANDAS} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ h_1 \\ h_1 + h_2 \\ h_2 + h_3 \\ \vdots \end{bmatrix}, \dots$$

La amplitud relativa $\{h_k\}$ de los armónicos y de los factores de ganancia fundamentales γ_n deben ser seleccionados de acuerdo con la no linealidades producida por el altavoz.

- 15 Los coeficientes $C(b_{isp}, k)$ en la ecuación (4) están formados por productos de estos parámetros.

Abreviaturas

DSP	Procesador de señal digital	Digital Signal Processor, en inglés
FFT	Transformada rápida de Fourier	Fast Fourier Transform, en inglés
FPGA	Matriz de puertas programables en campo	Field Programmable Gate Array, en inglés
I/O	Entrada / Salida	Input / Output, en inglés
IP	Protocolo de internet	Internet Protocol, en inglés
UE	Equipo de usuario	User Equipment, en inglés

Referencias

[1] A. Stenger, R. Rabenstein, "ADAPTIVE VOLTERRA FILTERS FOR NONLINEAR ACOUSTIC ECHO CANCELLATION", <http://www.ee.bilkent.edu.tr/~signal/Nsip99/papers/146.pdf>

[2] G. Budura, C. Botoca, "Nonlinearities Identification using The LMS Volterra Filter", <http://hermes.etc.upt.ro/docs/cercetare/articole/BudBot05.pdf>

[3] Hongyun Dai, Wei-Ping Zhul, "Compensation of Loudspeaker Nonlinearity in Acoustic Echo Cancellation Using Raised-Cosine Function", *EEE TRANSACTIONS ON CIRCUITS AND SYSTEMS-II: EXPRESS BRIEFS*, VOL. 53, Nº 11, Noviembre de 2006

[4] H. Schurer, C. H. Slump, O. E. Herrmann, "Second Order Volterra Inverses for Compensation of Loudspeaker Nonlinearity", November 2009, <http://doc.utwente.nl/17422/1/00482982.pdf>

REIVINDICACIONES

1. Método de estimación de una potencia de eco generada por no linealidades de altavoces armónicos en un equipo de usuario que tiene una trayectoria de eco entre una entrada de altavoz y una salida de micrófono, incluyendo el citado método las etapas de:

5 mapear (S1) cada banda de frecuencia en un conjunto de bandas de frecuencia de señal de salida de altavoz (b_{isp}) en una matriz correspondiente de bandas de frecuencia de señal de entrada de altavoz ($b(b_{isp}, k)$), siendo cada banda de frecuencia del conjunto mapeada en varias bandas de frecuencia en la correspondiente matriz;

determinar (S2) una estimación de potencia ($\hat{P}_x(b(b_{isp}, k))$) de cada señal de entrada en cada matriz de bandas de frecuencia;

10 combinar (S3) determinadas estimaciones de potencia ($\hat{P}_x(b(b_{isp}, k))$) en cada matriz de bandas de frecuencia en una estimación correspondiente ($\hat{P}_{x,nl}(b_{isp})$) de la potencia de entrada de altavoz que generan las no linealidades de altavoces armónicos;

transformar (S4) las estimaciones ($\hat{P}_{x,nl}(b_{isp})$) de potencia de entrada de altavoz a través de la trayectoria de eco (EP) en las estimaciones de potencia ($\hat{P}_{s,nl}(b)$) del eco generado por las no linealidades de altavoces armónicos.

15 2. El método de la reivindicación 1, en el que la etapa de combinación (S3) se basa en la combinación:

$$\hat{P}_{x,nl}(b_{isp}) = \sum_{k=1}^{N_0} C(b_{isp}, k) \cdot \hat{P}_x(b(b_{isp}, k))$$

en la que

$\hat{P}_{x,nl}(b_{isp})$ denota la estimación de potencia de entrada de altavoz en una banda de frecuencia de señal de salida de altavoz b_{isp} ,

20 $b(b_{isp}, k)$ denota el mapeo,

$\hat{P}_x(b(b_{isp}, k))$ denota estimaciones de potencia determinada en banda de frecuencia de señal de entrada de altavoz $b(b_{isp}, k)$,

$C(b_{isp}, k)$ denota coeficientes predeterminados,

N_0 denota un número máximo de términos para ser incluidos en cada combinación.

25 3. El método de la reivindicación 1 o 2, en el que solo se combinan determinadas estimaciones de potencia que superan un umbral de potencia predeterminado.

4. El método de la reivindicación 2, en el que solo se incluyen en la suma los términos que superan un umbral predeterminado.

30 5. El método de la reivindicación 1, 2, 3 o 4, en el que la etapa de transformación (S4) multiplica las estimaciones de potencia de entrada de altavoz por la magnitud al cuadrado de una estimación ($\hat{H}(b)$) de la respuesta en frecuencia de la trayectoria de eco (EP).

6. Método de supresión de eco que utiliza un filtro de frecuencia selectivo basado en la relación entre una estimación de potencia de una señal de extremo cercano y una estimación de potencia de una señal de eco, que incluye las etapas de:

35 determinar (S10) una estimación de potencia ($\hat{P}_{s,r}(b)$) de una señal de eco residual procedente de un restador de eco (14);

determinar (S1–S4), de acuerdo con una cualquiera de las reivindicaciones 1 – 5, una estimación de potencia ($\hat{P}_{s,nl}(b)$) de eco generada por las no linealidades de altavoces armónicos;

formar (S11) la estimación de potencia de la señal de eco sumando la estimación de potencia $(\hat{P}_{s,n}(b))$ de la señal de eco residual a la estimación de potencia $(\hat{P}_{s,n}(b))$ de eco generado por las no linealidades de altavoces armónicos.

5 7. Estimador de potencia de eco armónico configurado para estimar la potencia de eco generado por las no linealidades de altavoces armónicos en un equipo de usuario que tiene una trayectoria de eco entre una entrada de altavoz y una salida de micrófono, incluyendo el citado estimador de potencia de eco armónico:

10 un mapeador de banda de frecuencia (40) configurado para mapear cada banda de frecuencia en un conjunto de bandas de frecuencia de señal de salida de altavoz (b_{isp}) en una matriz correspondiente de bandas de frecuencia de señal de entrada de altavoz ($b(b_{isp}, k)$), siendo cada banda de frecuencia del conjunto mapeada en varias bandas de frecuencia en la correspondiente matriz;

un estimador de potencia (42) configurado para determinar una estimación de potencia $(\hat{P}_x(b(b_{isp}, k)))$ de cada señal de entrada de altavoz en cada matriz de bandas de frecuencia;

15 un combinador de estimación de potencia (44) configurado para combinar determinadas estimaciones de potencia $(\hat{P}_x(b(b_{isp}, k)))$ en cada matriz de bandas de frecuencia en una estimación $(\hat{P}_{x,n}(b_{isp}))$ correspondiente de la potencia de entrada de altavoz que generan las no linealidades de altavoces armónicos;

un transformador de estimación de potencia (46) configurado para transformar las estimaciones de potencia de entrada de altavoz a través de la trayectoria de eco (EP) en estimación de potencia $(\hat{P}_{s,n}(b))$ del eco generado por las no linealidades de altavoces armónicos.

20 8. Estimador de potencia de eco armónico de acuerdo con la reivindicación 7, en el que el combinador de estimación de potencia (44) está configurado para generar una combinación basada en:

$$\hat{P}_{x,ni}(b_{isp}) = \sum_{k=1}^{N_0} C(b_{isp}, k) \cdot \hat{P}_x(b(b_{isp}, k))$$

en la que

$\hat{P}_{x,n}(b_{isp})$ denota la estimación de potencia de entrada de altavoz en una banda de frecuencia de señal b_{isp} de salida de altavoz,

25 $b(b_{isp}, k)$ denota el mapeo,

$\hat{P}_x(b(b_{isp}, k))$ denota estimaciones de potencia determinadas en banda de frecuencia de señal de entrada de altavoz $b(b_{isp}, k)$,

$C(b_{isp}, k)$ denota coeficientes predeterminados,

N_0 denota un número máximo de términos para ser incluidos en cada combinación.

30 9. El estimador de potencia de eco armónico de la reivindicación 7 u 8, en el que el combinador de estimación de potencia (44) está configurado para incluir solo determinadas estimaciones de potencia que superan un umbral de potencia predeterminada en la combinación.

10. El estimador de potencia de eco armónico de la reivindicación 8, en el que el combinador de estimación de potencia (44) está configurado para incluir solo términos que superan un umbral predeterminado en la suma.

35 11. El estimador de potencia de eco armónico de la reivindicación 7, 8, 9 o 10, en el que el transformador de estimaciones de potencia (46) está configurado para multiplicar las estimaciones de la potencia de entrada de altavoz por la magnitud al cuadrado de una estimación $(\hat{H}(b))$ de la respuesta en frecuencia de la trayectoria de eco.

40 12. Un cancelador de eco que tiene un supresor de eco residual que utiliza un filtro de frecuencia selectivo basado en la relación entre una estimación de potencia de una señal de extremo cercano y una estimación de potencia de una señal de eco, incluyendo el citado cancelador de eco las etapas de:

un estimador de eco (52) configurado para determinar una estimación de potencia $(\hat{P}_{s,r}(b))$ de una señal de eco residual de un restador de eco;

un estimador de potencia de eco armónico (30) de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones 7 – 11, configurado para determinar una estimación de potencia $(\hat{P}_{s,n}(b))$ de eco generado por las no linealidades de altavoces armónicos;

5 un sumador (56) configurado para sumar la estimación de potencia $(\hat{P}_{s,n}(b))$ de la señal de eco residual a la estimación de potencia $(\hat{P}_{s,n}(b))$ de eco generado por las no linealidades de altavoces armónicos.

13. Un equipo de usuario que incluye un cancelador de eco (60) de acuerdo con la reivindicación 12.

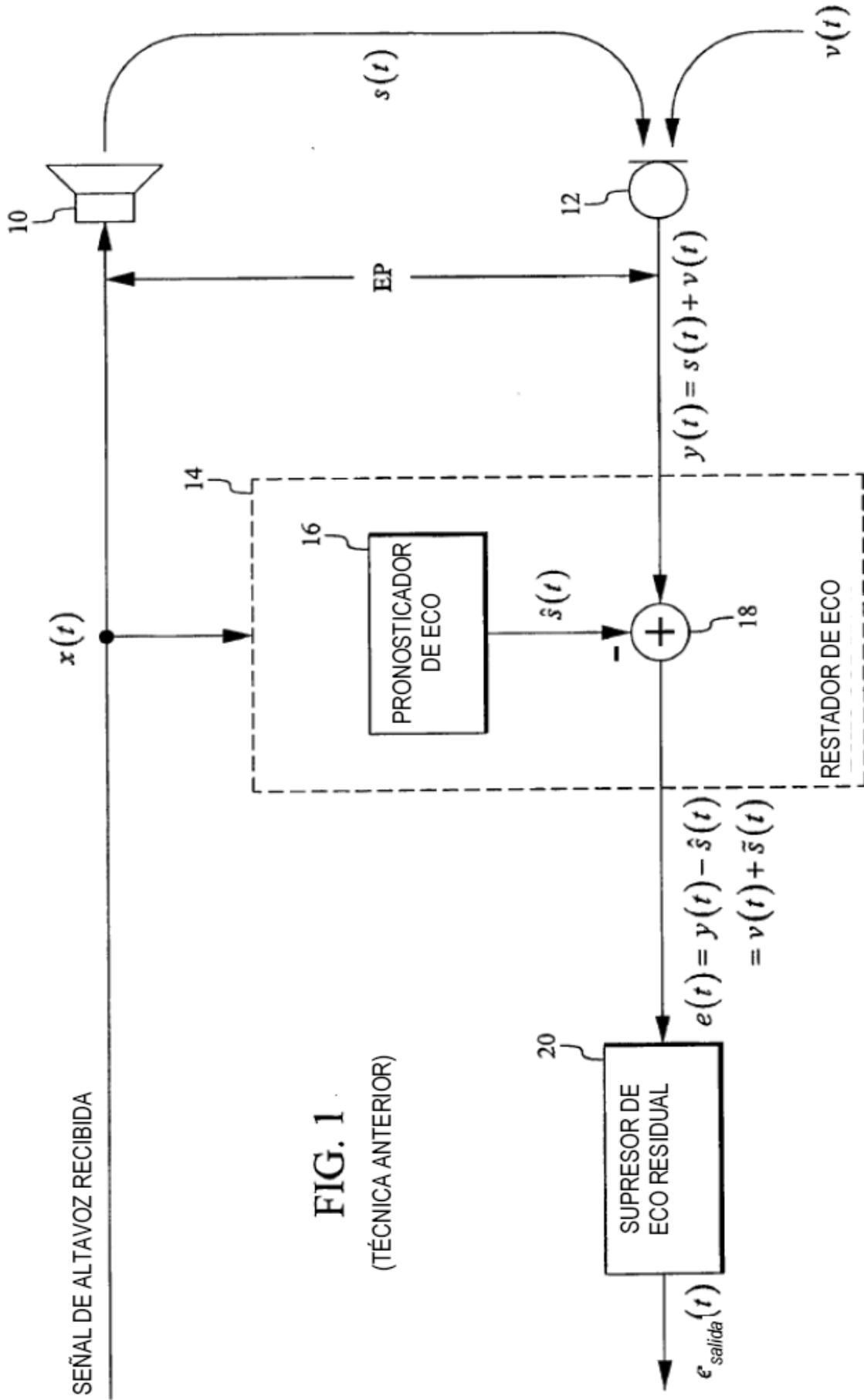


FIG. 1
(TÉCNICA ANTERIOR)

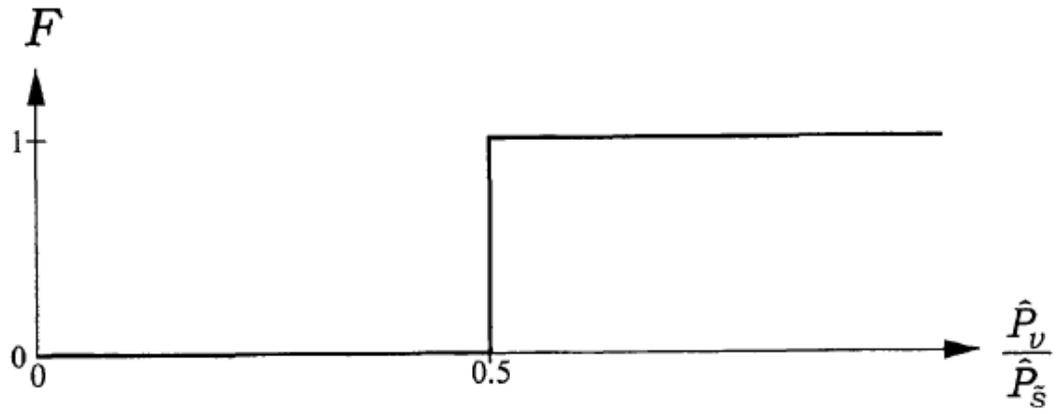


FIG. 2A

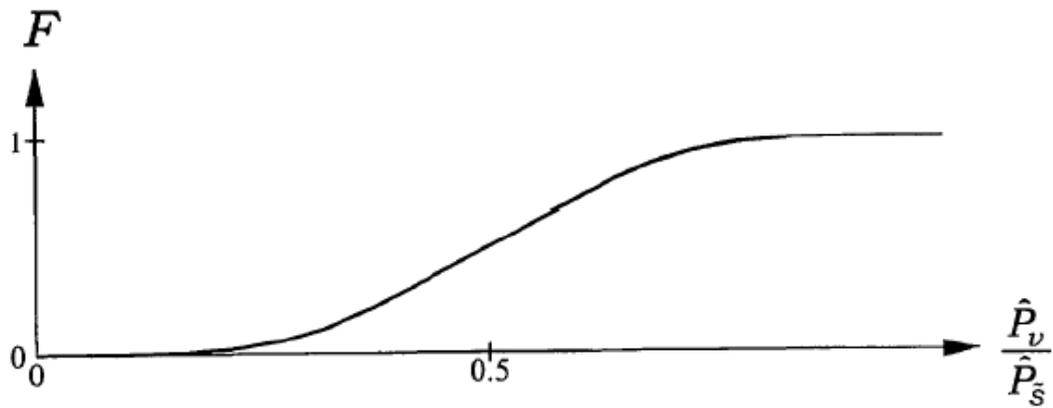


FIG. 2B

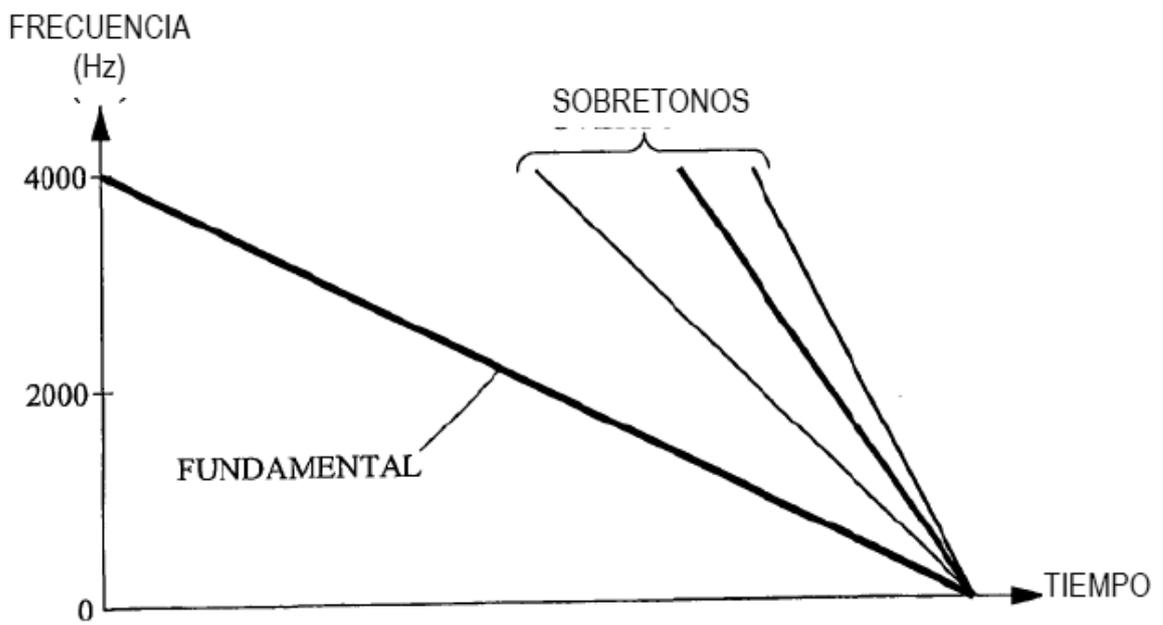


FIG. 3

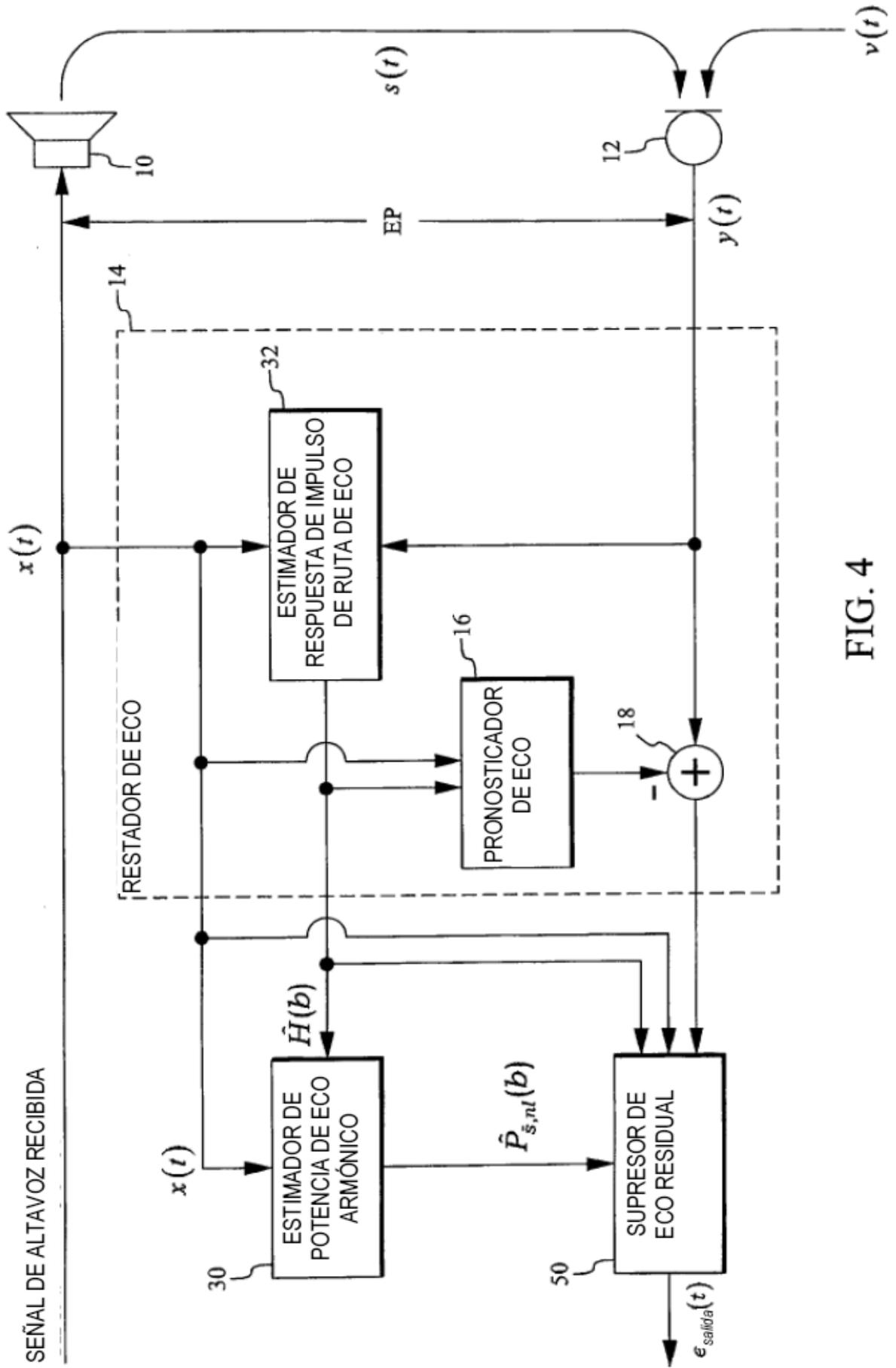


FIG. 4

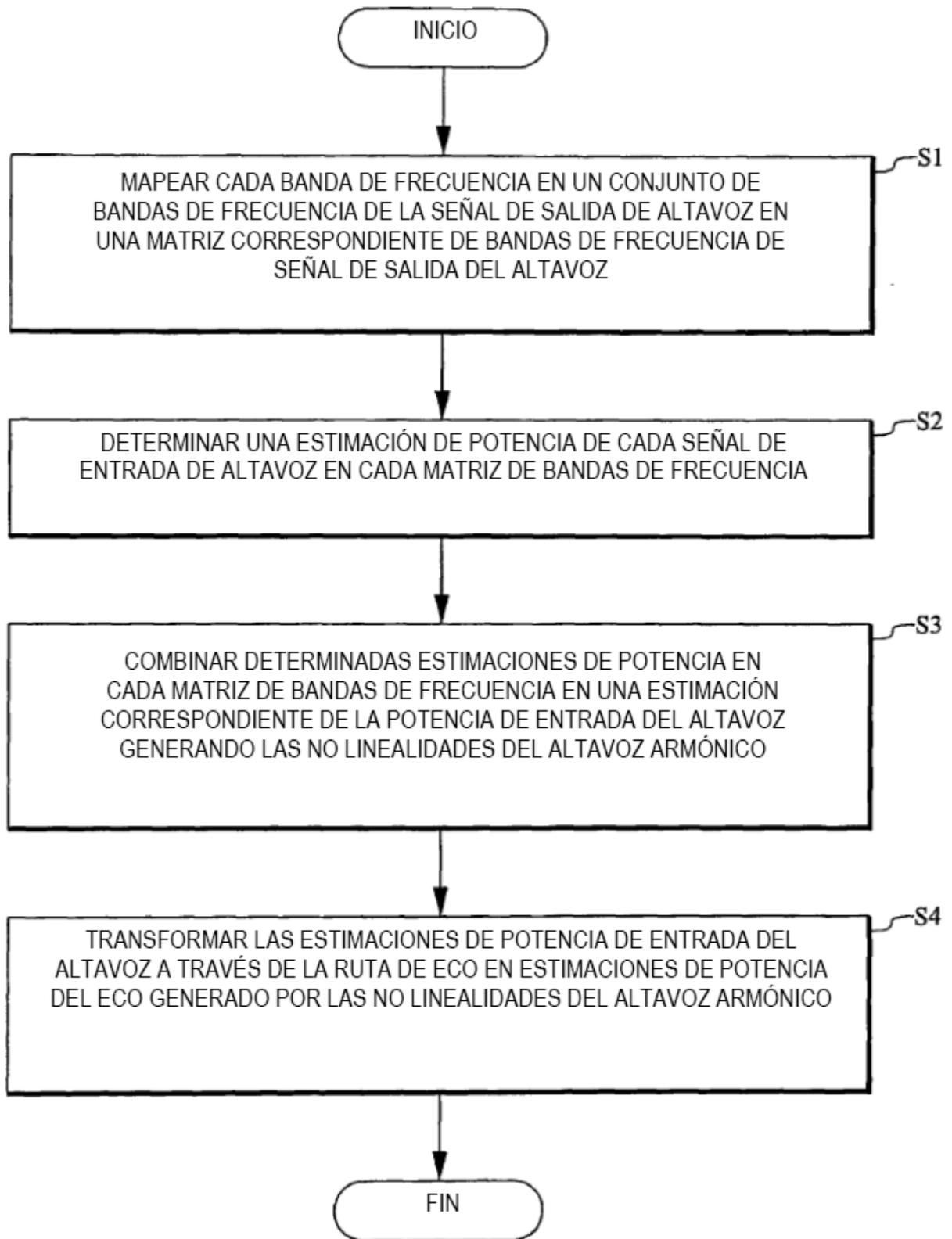


FIG. 5

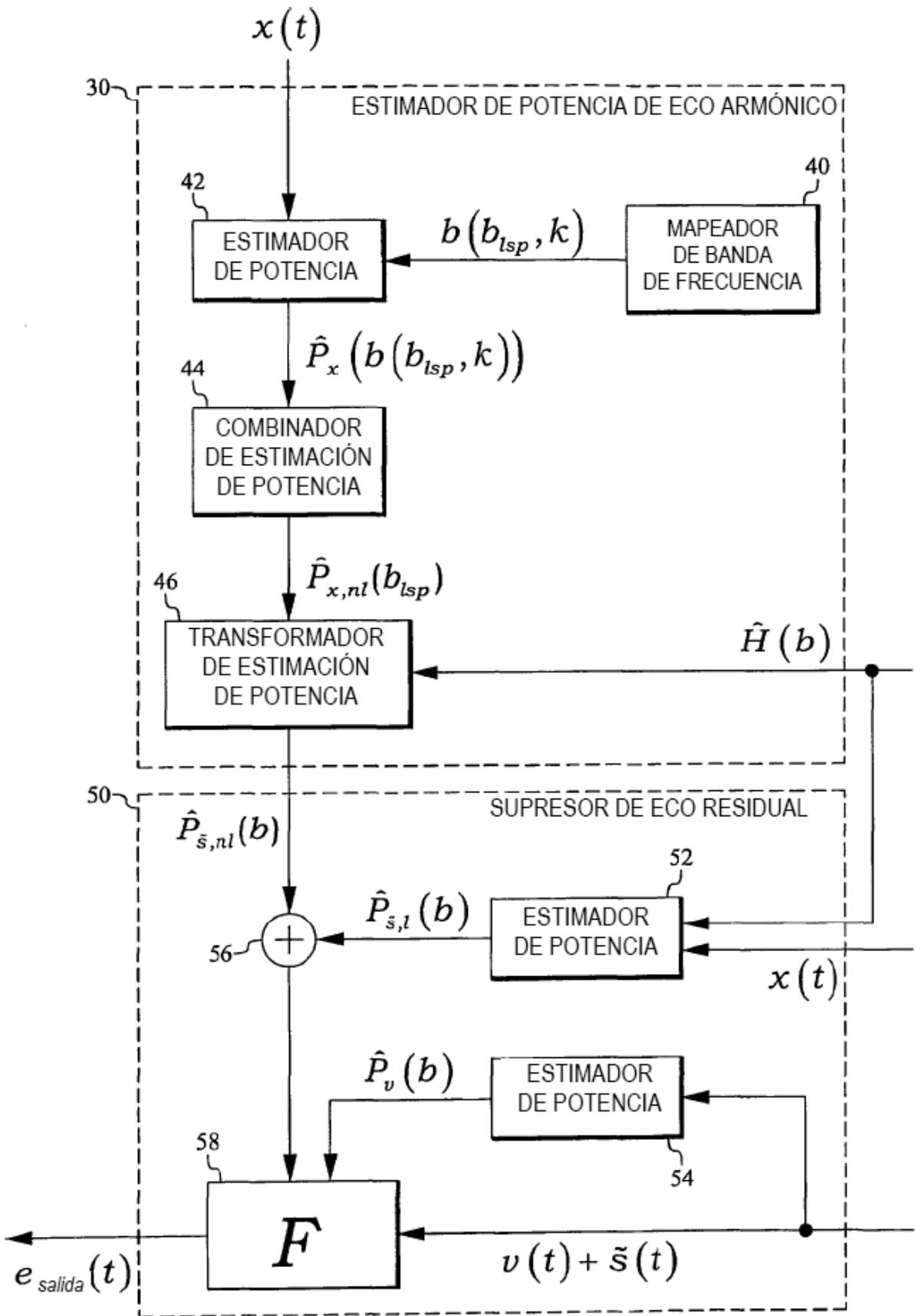


FIG. 6

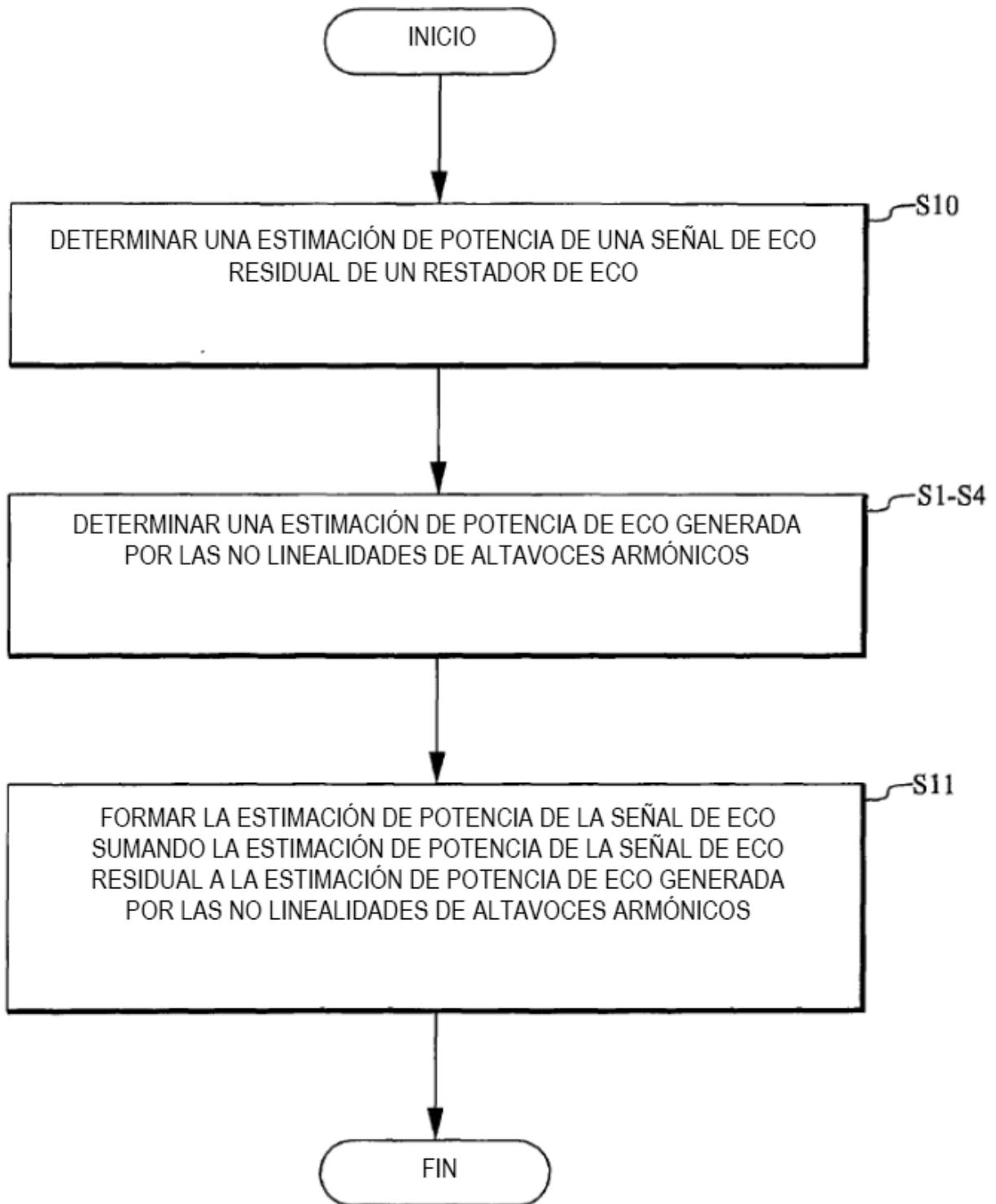


FIG. 7

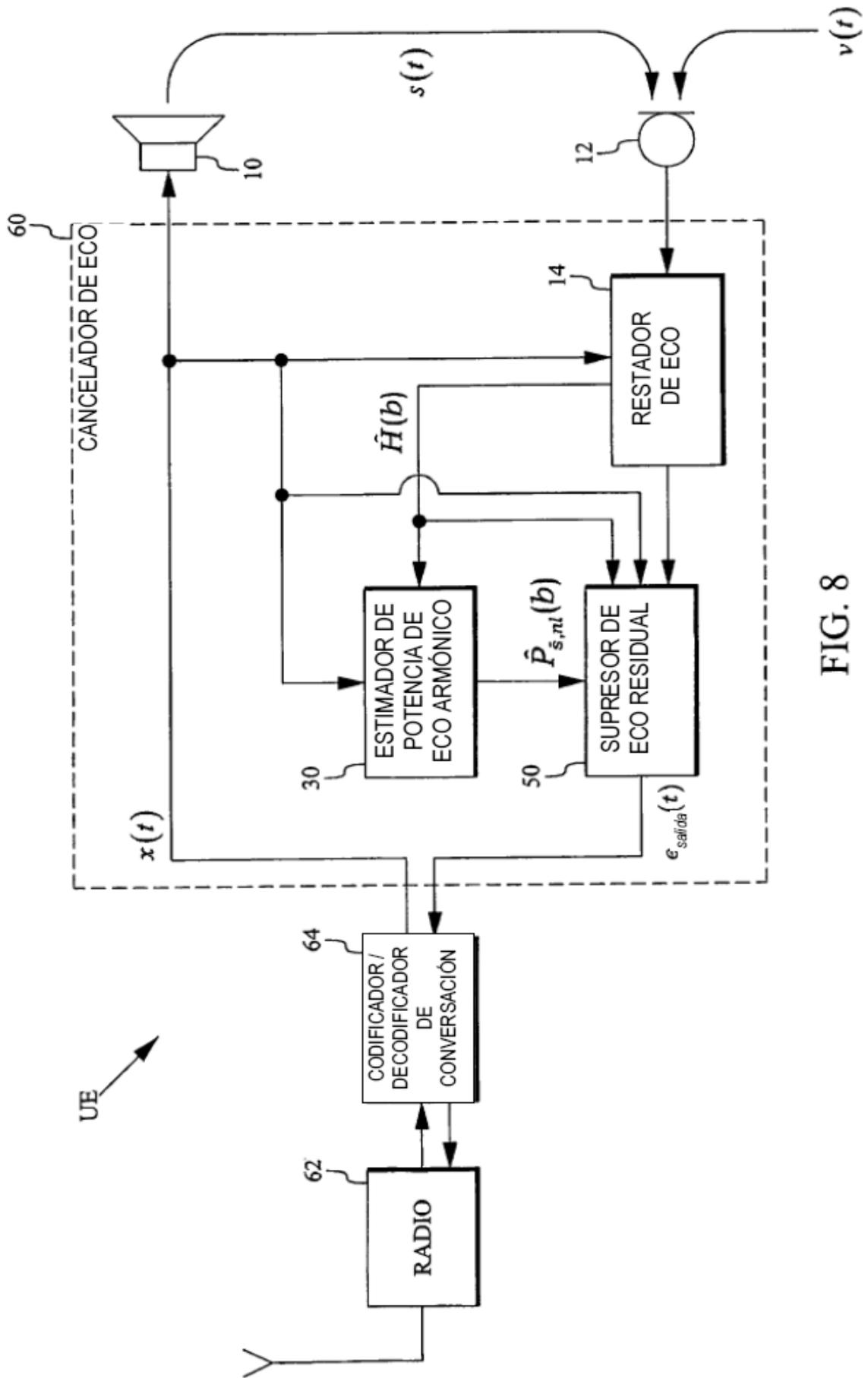


FIG. 8

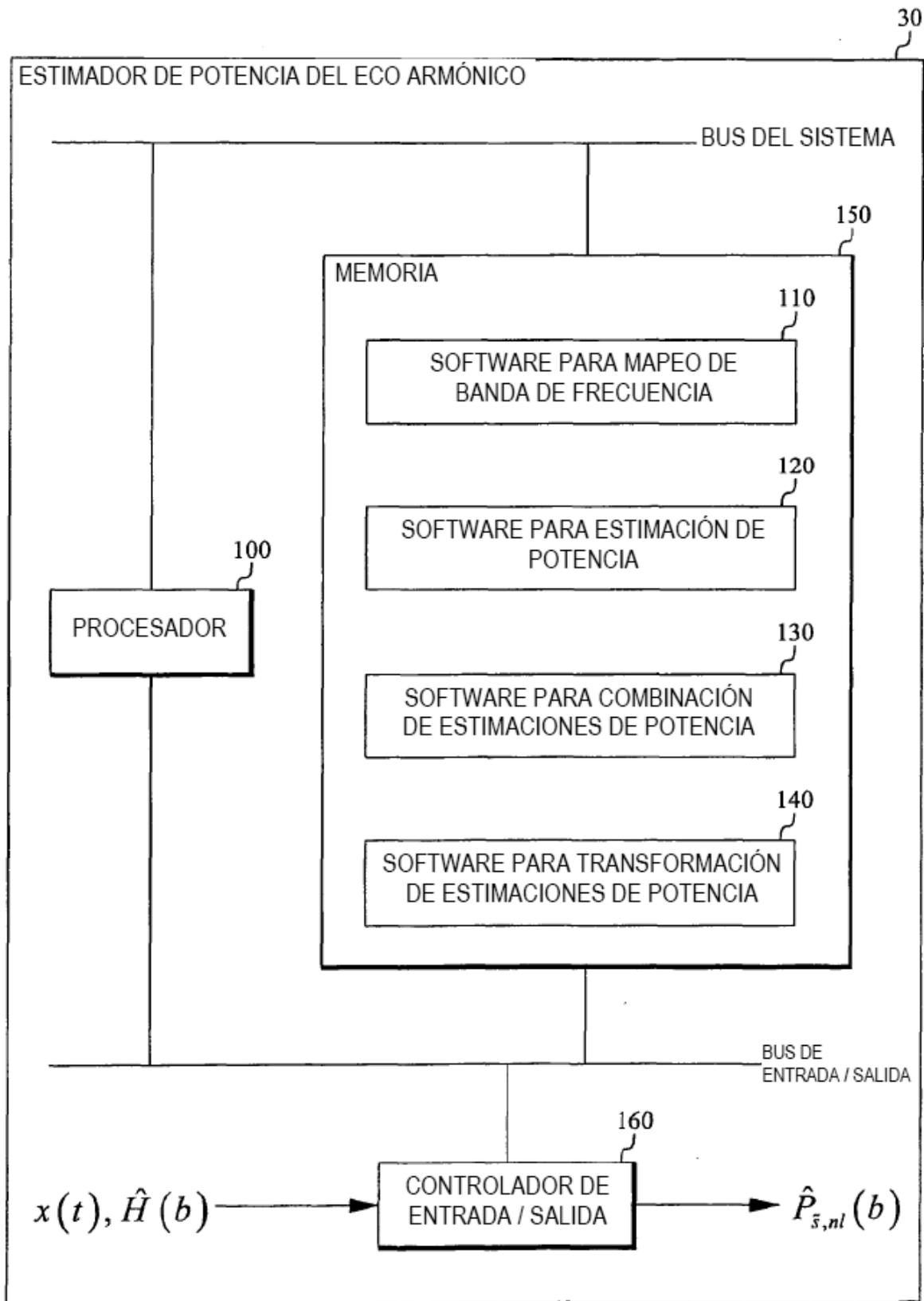


FIG. 9

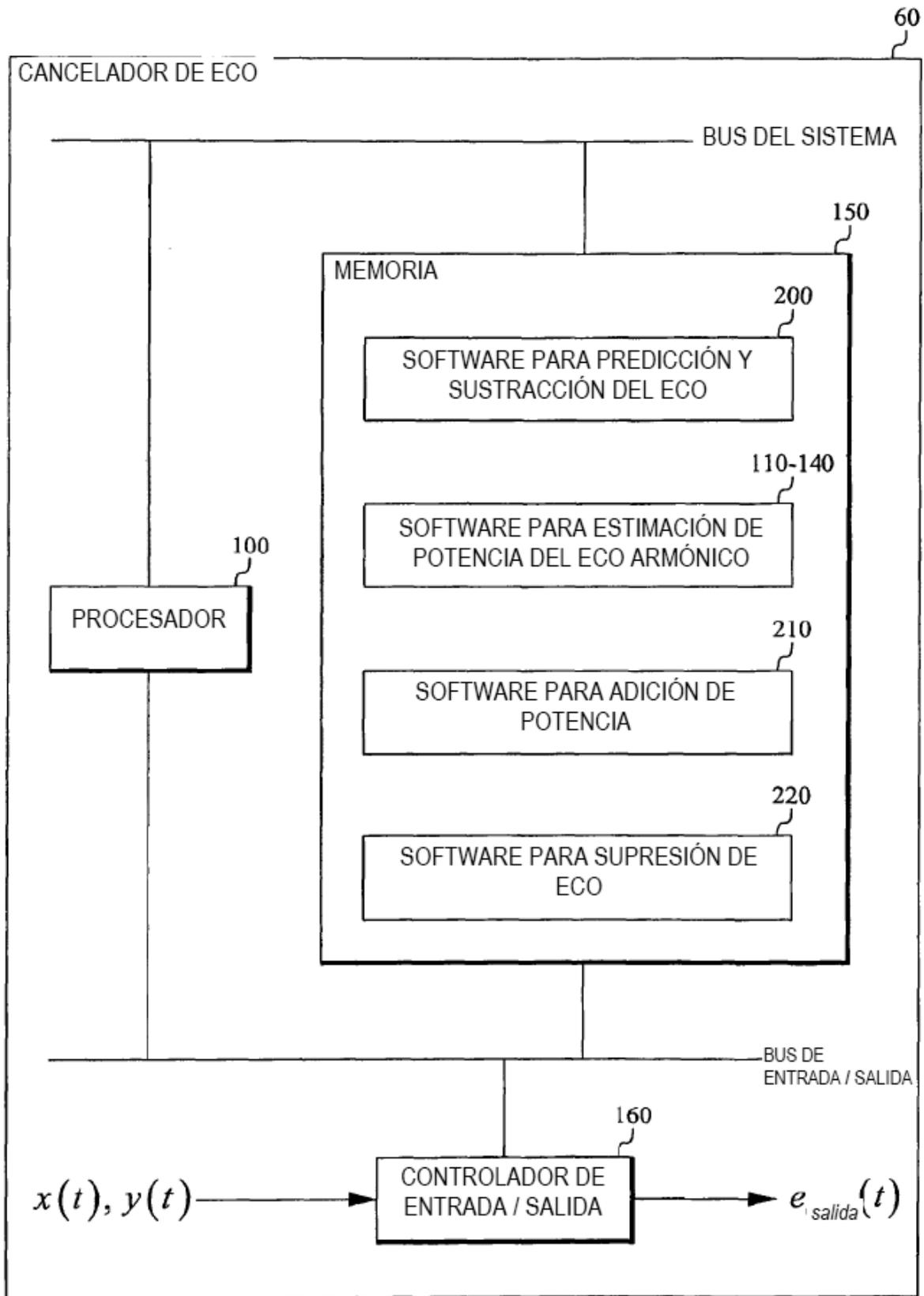


FIG. 10