

19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 474 792**

51 Int. Cl.:

H04L 27/227 (2006.01)

H04L 27/233 (2006.01)

H04L 27/00 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **08.12.2006 E 06829438 (8)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **26.03.2014 EP 1961176**

54 Título: **Método y aparato para la compensación de ruido de fase en receptores digitales**

30 Prioridad:

12.12.2005 US 301100

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

09.07.2014

73 Titular/es:

**OPTIS WIRELESS TECHNOLOGY, LLC (100.0%)
P.O. Box 250649
Plano, TX 75025, US**

72 Inventor/es:

**WALLEN, ANDERS y
WILHELMSSON, LEIF**

74 Agente/Representante:

FÚSTER OLAGUIBEL, Gustavo Nicolás

ES 2 474 792 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

Procedimiento y aparato para la compensación de ruido de fase en receptores digitales

5 **Campo técnico**

La presente invención se refiere en general a la desmodulación en receptores digitales y, más particularmente, pero no a modo de limitación, a receptores en los que se usa desmodulación dirigida por decisión.

10 **Antecedentes**

En las comunicaciones digitales en general, y en las comunicaciones inalámbricas en particular, los datos transmitidos se ven perturbados por una serie de diferentes imperfecciones. Por ejemplo, cuando la señal se transmite sobre un canal, podría verse interferida por otras señales, o podría verse distorsionada porque el canal de transmisión es dispersivo en el tiempo. Además, la señal será atenuada habitualmente de manera significativa por el canal de transición. Además de las perturbaciones provocadas por el canal, el transmisor y el receptor también distorsionarán la señal transmitida. Las principales situaciones no ideales en los transmisores son producidas por el ruido de fase y la no linealidad en el amplificador de potencia del transmisor. En cuanto al receptor, las principales imperfecciones a considerar son las no linealidades en la interfaz de usuario del receptor y el ruido de fase. El ruido de fase, tanto en el transmisor como en el receptor, es producido principalmente por la arritmia en el sintetizador de frecuencia de la señal portadora.

Para limitar el efecto de las no linealidades en el transmisor así como en el receptor, es ventajoso usar señales con envolventes constantes. Este es el caso, por ejemplo, en GSM y en Bluetooth; véase por ejemplo, el artículo de J. C. Haartsen, "The Bluetooth radio system" ["El sistema de radio Bluetooth"], IEEE Personal Communications, vol. 7, N° 1, febrero de 2000. En señales de amplitud constante no se transmite ninguna información en la amplitud, y toda la información está en la fase de la señal transmitida. Por tanto, un impedimento importante en los sistemas que usan este tipo de modulación es el ruido de fase mencionado anteriormente. Puesto que el ruido de fase se genera tanto en el transmisor como en el receptor, su efecto negativo no puede eliminarse meramente haciendo que la señal recibida sea más intensa. A menudo, los problemas con el ruido de fase se contrarrestan diseñando el sistema de modo que el efecto del ruido de fase sea insignificante. Esto puede conseguirse, por ejemplo, mediante el uso de una potente codificación correctora de errores. En muchos casos, el código corrector de errores es necesario de todos modos y no supondrán un problema los efectos del ruido de fase.

Sin embargo, existen situaciones en las que es deseable no usar codificación correctora de errores. Un ejemplo de este tipo es Bluetooth, en el que se usa la transmisión no codificada para conseguir el máximo rendimiento. De hecho, para sistemas que operan en la banda ISM sin licencia a 2,4 GHz, habitualmente la codificación correctora de errores no es muy eficaz. En su lugar, a menudo es preferible usar sólo codificación detectora de errores, puesto que la codificación correctora de errores no es eficaz si las condiciones de canal cambian de manera considerable durante la transmisión. Es decir, o bien el canal es tan bueno que no es necesaria la codificación correctora de errores, o bien el canal es tan malo que el código corrector de errores sencillamente no es lo suficientemente potente como para corregir los errores presentes en la señal transmitida. Estos dos casos corresponden normalmente a una situación en la que está ausente y presente, respectivamente, una señal interferente.

El artículo de MUTSUMU SERIZAWA ET AL: "PHASE-TRACKING VITERBI DEMODULATOR" ["Desmodulador de Viterbi rastreador de fase"], ELECTRONICS & COMMUNICATIONS IN JAPAN, PART 1- COMMUNICATIONS, WILEY, HOBOKEN, NJ, EE UU, vol. 79, n.º 1, enero de 1996 (1996-01), páginas 82 a 96, da a conocer un sistema de recepción de estimación de secuencia de máxima probabilidad en el que se decide la secuencia de señal transmitida por la máxima probabilidad, usando un algoritmo de Viterbi a partir de la señal modulada, tal como la señal con codificación de convolución modulada en fase. Mutsumu propone un bucle de bloqueo de fase que se prevé de manera correspondiente a cada trayecto de supervivencia en el algoritmo de Viterbi usado en la estimación de la estimación de secuencia de máxima probabilidad. El bucle de bloqueo de fase se selecciona en paralelo a la selección del trayecto de supervivencia. Dicho de otro modo, la sincronización de fase y la estimación de secuencia (de máxima probabilidad) se consiguen simultáneamente.

Como en muchas situaciones no es deseable usar codificación correctora de errores simplemente para tratar el ruido de fase, sería deseable poder usar una transmisión no codificada que aun así no se viera demasiado afectada por el ruido de fase. Una manera sencilla de conseguir este resultado es usar desmodulación diferencial, en la que el receptor diferenciará en primer lugar la señal antes de extraer la información. Como normalmente el ruido de fase es un proceso relativamente lento porque su ancho de banda es significativamente menor que la velocidad de símbolos, tal diferenciación reduce significativamente los efectos negativos del ruido de fase. Sin embargo, se conoce bien que un receptor diferencial no coherente tiene problemas relacionados con la sensibilidad en comparación con uno coherente, y una desventaja aún mayor de un receptor diferencial no coherente es que es mucho más sensible a las imperfecciones de canal tales como la dispersión en el tiempo. Por tanto, existe un término medio entre la capacidad de tratar el ruido de fase y la capacidad de tratar los efectos de dispersión en el tiempo. Específicamente, se puede elegir usar un receptor no coherente para contrarrestar el ruido de fase o se

puede elegir un receptor coherente para obtener un buen rendimiento en canales dispersivos en el tiempo. Por consiguiente, si debe contrarrestarse el ruido de fase, entonces el rendimiento en los canales dispersivos en el tiempo será malo.

- 5 Según al menos una realización de la presente invención, se proporcionan un procedimiento y un aparato en los que se evita el término medio mencionado anteriormente. Al menos otra realización de la presente invención prevé el uso de un receptor coherente, o un receptor casi coherente, en el que el efecto del ruido de fase no tenga un efecto devastador sobre el rendimiento.

10 **Breve resumen de la invención**

En la presente descripción, se describen procedimientos y aparatos según las reivindicaciones 1-4 para la compensación del ruido de fase. El procedimiento funciona de manera dirigida por decisión y preferiblemente se usa junto con un desmodulador semicoherente. Aprovechando el hecho de que el ruido de fase y el ruido térmico en el receptor tienen características diferentes, puede estimarse el ruido de fase y compensarse en cierta medida. Se da a conocer un procedimiento para la compensación de ruido en una señal recibida, que incluye las etapas de recibir una señal recibida en un desmodulador, estando constituida la señal recibida por una suma de una señal transmitida y una señal de perturbación; sumar la señal recibida y una señal de compensación para producir una señal de desmodulación; y determinar un símbolo transmitido basándose en la señal de desmodulación. El procedimiento incluye además determinar una señal de error calculando una diferencia entre la señal de desmodulación y el símbolo transmitido determinado, y determinar la señal de compensación a partir de la señal de error usando un proceso de control de supresión de perturbación basado en un modelo, para reducir la influencia de la señal de perturbación sobre la señal recibida.

25 Un desmodulador incluye un receptor adaptado para recibir una señal recibida, estando constituida la señal recibida por una suma de una señal transmitida y una señal de perturbación; un sumador adaptado para sumar la señal recibida y una señal de compensación para producir una señal de desmodulación; y una unidad de decisión adaptada para determinar un símbolo transmitido basándose en la señal de desmodulación. El desmodulador incluye además un restador adaptado para determinar una señal de error calculando una diferencia entre la señal de desmodulación y el símbolo transmitido determinado; y una unidad de compensación adaptada para determinar la señal de compensación a partir de la señal de error, usando un proceso de control de supresión de perturbación basado en un modelo, para reducir la influencia de la señal de perturbación sobre la señal recibida.

35 **Breve descripción de los dibujos**

Puede obtenerse una comprensión más completa de la presente invención con referencia a la siguiente descripción detallada de realizaciones ilustrativas de la invención, cuando se considere conjuntamente con los dibujos adjuntos, en los que:

40 la figura 1 es un diagrama de bloques de un desmodulador que tiene un mecanismo para la compensación de errores de fase;

45 las figuras 2A a 2E son diagramas de constelaciones de símbolos para una señal con modulación (D)QPSK a modo de ejemplo;

la figura 3 es un diagrama de bloques simplificado que pone énfasis en la naturaleza de control de retroalimentación de un desmodulador semicoherente;

50 la figura 4 ilustra una comparación de la varianza de la señal de error para desmodulación semicoherente, no coherente y con compensación de ruido de fase;

la figura 5 ilustra la tasa de errores de bloque (BLER) frente a la relación entre señal y ruido del ruido Gaussiano blanco aditivo (SNR_{AWGN}) para desmodulación semicoherente, no coherente y con compensación de ruido de fase;

55 la figura 6 ilustra una comparación entre el rendimiento de la tasa de errores de bloque (BLER) entre la compensación subóptima de ruido de fase (de orden bajo y fija) y la desmodulación semicoherente, no coherente y óptima con compensación de ruido de fase;

60 la figura 7A ilustra un modelo de perturbación de fase que engloba un desplazamiento y ruido Gaussiano blanco aditivo (AWGN);

la figura 7B ilustra un modelo de perturbación de fase que engloba un desplazamiento, ruido Gaussiano blanco aditivo (AWGN) y un modelo simple de ruido de fase; y

65 la figura 7C ilustra un modelo de perturbación de fase que engloba un desplazamiento, ruido Gaussiano blanco aditivo (AWGN) y un modelo de ruido de fase más avanzado y más preciso.

Descripción detallada de la invención

5 A continuación, con referencia a los dibujos adjuntos se describirán en más detalle realizaciones de la invención. Sin embargo, la invención puede implementarse de muchas formas diferentes y no debe interpretarse como limitada a las realizaciones expuestas en el presente documento. La invención sólo debería considerarse limitada por las reivindicaciones según existen en este momento y sus equivalentes.

10 Para ayudar en la descripción de una realización del procedimiento de la presente invención, la presente descripción se basa en datos que se transmiten usando modulación por desplazamiento de fase binaria diferencial (DBPSK). Las muestras r_k espaciadas de símbolos recibidos en el momento k se indican como:

$$r_k = s_k + n_k \tag{1}$$

15 donde $s_k \in \{-1, 1\}$ es representativo de un símbolo transmitido y n_k es un término de ruido que contiene tanto ruido térmico, que habitualmente se supone que es blanco y Gaussiano, como el ruido de fase. En caso de que la desmodulación se realice de manera no coherente, la señal recibida se diferencia según la siguiente ecuación:

$$d_k = r_k r_{k-1}^* \tag{2}$$

20 donde * indica una operación de conjugada compleja, y entonces la decisión se basa en el signo de la parte real de d_k .

Si en lugar de ello se usa una detección coherente, en primer lugar se toma una decisión con respecto a s_{k-1} y s_k , en este caso indicada como \hat{s}_{k-1} y \hat{s}_k , respectivamente. Entonces, se obtiene d_k como:

$$d_k = \hat{s}_k \hat{s}_{k-1} \tag{3}$$

30 Es decir, $d_k = 1$ si $\hat{s}_k = \hat{s}_{k-1}$ y, de lo contrario, $d_k = 0$.

Como se conoce comúnmente, la desventaja de realizar una desmodulación no coherente según la Ecuación 2 es una pérdida de rendimiento. En el caso de DBPSK, la pérdida de rendimiento es normalmente de aproximadamente 1 dB, dependiendo de qué tasa de errores se considere, aunque en el caso de alfabetos de símbolos no binarios la pérdida se vuelve más grande. Sin embargo, la detección coherente según la Ecuación 3 requiere que esté disponible una referencia de fase, por lo que a menudo se acepta la pérdida de rendimiento con la desmodulación no coherente para permitir un receptor menos complejo.

Volviendo a la Ecuación 2, el motivo del peor rendimiento puede explicarse por el hecho de que la referencia de fase r_{k-1} tiene tanto ruido como la propia señal r_k , y por tanto la variable de decisión d_k se verá más afectada por el ruido que r_k . Para una recepción coherente, suponiendo que la decisión con respecto al símbolo \hat{s}_{k-1} sea correcta, la referencia no tendrá ruido y la probabilidad de error es igual a la probabilidad de que se produzca un error con respecto a r_k .

45 Para reducir la diferencia en el rendimiento entre la desmodulación no coherente y la coherente sin añadir demasiada complejidad al receptor, puede usarse un denominado desmodulador semicoherente, según se describe en el artículo de H. Leib, "Data-aided noncoherent demodulation of DPSK" ["Desmodulación no coherente asistida por datos de la DPSK"], *Trans. on Commun.*, págs. 722 a 725, N° 2/3/4, feb./mar./abr. de 1995. Un desmodulador semicoherente se basa en la idea de que la referencia de fase puede formarse de manera dirigida por decisión, y que la fase de referencia puede hacerse menos ruidosa mediante el filtrado. La coherencia de un desmodulador semicoherente viene determinada normalmente por un parámetro de coherencia α , tal como se describe en, por ejemplo, la solicitud de patente estadounidense N° 10/459.604, presentada el 12 de junio de 2003.

55 La solicitud de patente estadounidense N° 10/459.604 describe un modulador semicoherente en el que se crea una señal de referencia u_i a partir de la eliminación de un impacto de modulación sobre una señal de entrada x_i . La señal de referencia u_i puede seguir estando perturbada por impedimentos tales como el ruido y la interferencia entre símbolos (ISI). Puede calcularse el promedio de los impedimentos mediante la integración en un integrador que

opera en el dominio complejo para garantizar que se considera la amplitud del desmodulador semicoherente. El parámetro de coherencia α se introduce con la señal de referencia u_i para formar la salida del integrador, un vector de referencia r_i . Pueden emplearse muchos enfoques para integrar la señal de referencia u_i . En un enfoque descrito en la solicitud de patente estadounidense N° 10/459.604, una ventana de integración exponencial da lugar a la siguiente ecuación:

$$r_i = \alpha * r_{i-1} + (1 - \alpha) * u_i, \quad i=1,2,3 \quad (4)$$

Siendo $\alpha = 0$, no se realiza ningún filtrado y se obtiene el desmodulador completamente no coherente. Del mismo modo, siendo $\alpha \rightarrow 1$, el rendimiento se aproxima al de un desmodulador coherente. Un motivo para usar un desmodulador semicoherente en lugar de uno completamente coherente es que, en caso de que se produzca un desplazamiento de frecuencia en la señal recibida, el desmodulador semicoherente podrá tratarlo actualizando de manera continua la fase de referencia. El parámetro de coherencia α debería elegirse lo suficientemente pequeño para permitir el desplazamiento de frecuencia esperado, pero aún lo suficientemente grande para garantizar que la fase de referencia se filtre en la mayor medida posible.

En muchas situaciones, la perturbación, además del ruido Gaussiano blanco y el desplazamiento de frecuencia, también incluirá ruido de fase. En este caso, el ruido de fase no es blanco, sino que se correlaciona entre dos muestras consecutivas tomadas a la velocidad de símbolos. Específicamente, el ancho de banda del ruido de fase es significativamente menor que la velocidad de símbolos. Haciendo referencia de nuevo a la Ecuación 2, resulta que el efecto del ruido de fase se atenuará para un desmodulador no coherente. Por otro lado, para un desmodulador coherente, el ruido de fase se sumará al ruido blanco, de modo que aumente efectivamente la potencia de ruido total.

Volviendo al desmodulador semicoherente, puede observarse que, para contrarrestar una magnitud creciente de ruido de fase, tiene que reducirse α , de modo que hay que remitirse al uso de un desmodulador cuyo rendimiento puede ser igual de malo que uno no coherente simple. El motivo de esta limitación del desmodulador semicoherente cuando se trata del ruido de fase es que éste se trata como si fuera ruido blanco.

Según al menos una realización de la presente invención, se describen un procedimiento y un aparato que evitan estas limitaciones y que proveen una estimación y compensación del ruido de fase en un desmodulador. Las realizaciones de la presente invención describen además un procedimiento que considera las propiedades de correlación (el ancho de banda) del ruido de fase y que, por ello, da como resultado un desmodulador con rendimiento mejorado.

La formulación del problema según diversas realizaciones de la presente invención está inspirada por la teoría del control Lineal Cuadrático Gaussiano (LQG). La técnica de control LQG se usa normalmente para generar una señal de control para controlar de manera adaptable el funcionamiento de una planta, midiendo la salida de la materia de la planta, y generando la señal de control, teniendo en cuenta la perturbación y el ruido de medición que pueden afectar a la salida. Deberían optimizarse el LQG, usando un modelo lineal de la planta que va a controlarse, y la medida de productos de una cantidad, tal como la varianza. El diseño LQG requiere que sea formulado un modelo de espacio y estados de la planta. Según la técnica LQG, se diseña un controlador para producir señales de control u para controlar una salida y de una planta sujeta a perturbación w . Las ecuaciones del espacio de estados del modelo de planta tienen la siguiente forma:

$$\begin{aligned} x(k+1) &= Ax(k) + Bu(k) + Gw(k) \\ y(k) &= Cx(k) + Du(k) + Hw(k) \end{aligned} \quad (5)$$

donde x representa un vector de estado de la planta, y representa una salida de la planta, u representa señales de control, w se modela como ruido Gaussiano blanco y k representa el índice temporal de tiempo discreto.

Normalmente se usa un filtro de Kalman para generar una estimación de estado \hat{x} de modo que $u = -L\hat{x}$ siga siendo óptimo para el problema de retroalimentación de salida, siendo L representativo de una matriz de ganancia de minimización. Esta estimación de estado se genera mediante el filtro de Kalman según la ecuación:

$$\hat{x}(k+1) = A\hat{x}(k) + Bu(k) + K(y(k) - C\hat{x}(k) - Du(k)) \quad (6)$$

siendo K representativo de la ganancia de Kalman, que se obtiene como una solución a una ecuación algebraica de Riccati. El filtro de Kalman es un estimador óptimo cuando se trata con ruido Gaussiano.

- Según las diversas realizaciones del procedimiento de la presente invención, el problema debe convertirse en una formulación adecuada de modo que puedan aplicarse los principios de la teoría de control LQG para la compensación de ruido en un desmodulador. Esto se describe para un desmodulador semicoherente y posteriormente para un caso de compensación de ruido de fase. Aunque las diversas realizaciones de la presente invención se describen como que usan un proceso de control LQG, debería entenderse que los principios de la presente invención pueden aplicarse a otras técnicas de procesos de control de supresión de perturbación basado en un modelo, por ejemplo, otros procesos de control del modelo de perturbación lineal.
- Haciendo referencia ahora a la figura 1, se ilustra un diagrama de bloques de un desmodulador que tiene un mecanismo para la compensación de errores de fase, tal como los provocados por error constante, ruido de fase, ruido Gaussiano blanco aditivo (AWGN), etc. Un transmisor envía símbolos representados con una fase φ_{env} particular en el plano I-Q. Para una señal de modulación (D)QPSK ejemplar, pueden tomarse posibles valores de φ_{env} en cualquier instante como $0, \pi/2, \pi,$ o $-\pi/2$, tal como se ilustra en la figura 2A. El canal de propagación y la interfaz de usuario del receptor suman una señal de perturbación de fase l a la fase del símbolo enviado, de modo que el desmodulador 10 reciba una señal recibida con una fase $\varphi_{rec} = \varphi_{env} + l$. Esto se ilustra en la figura 2B, que muestra muestras con ruido y con rotación de fase, en comparación con las de la figura 2A. Según al menos una realización de la presente invención, la señal recibida puede filtrarse usando un filtro que funciona para atenuar de manera óptima la señal de perturbación l .
- En la estructura del desmodulador según una realización de la presente invención tal como se ilustra en la figura 1, se crea entonces una señal desmodulada φ_{dem} sumando una señal de compensación φ_{corr} a la fase recibida φ_{rec} de modo que $\varphi_{dem} = \varphi_{rec} + \varphi_{corr}$. El objetivo de la señal de compensación φ_{corr} es reducir el impacto de la perturbación de fase l sobre la señal recibida. Este procedimiento da como resultado una constelación de señales en la que las muestras de (D)QPSK se han acercado a los ejes real e imaginario, por ejemplo, tal como se ilustra en la figura 2C. Entonces se usa una unidad de decisión 15 para elegir el valor de fase φ_{dec} admisible más próximo como el valor de fase decidido, representativo de la fase de la señal transmitida, tal como se ilustra, por ejemplo, en la figura 2D. Calculando una diferencia de fase, o señal de error de fase, φ_{err} , entre φ_{dem} y φ_{dec} ($\varphi_{err} = \varphi_{dem} - \varphi_{dec}$), se eliminan sustancialmente los efectos de modulación, de modo que todas las muestras se ubiquen cerca del eje real positivo, tal como se ilustra, por ejemplo, en la figura 2E. Entonces se usa la señal de error φ_{err} como entrada para una unidad de compensación 20 que se encarga de calcular un nuevo valor de φ_{corr} que se usará para la siguiente señal recibida. La unidad de compensación se representa simbólicamente en la figura 1 como incluyendo un bucle de retroalimentación negativa representado por el bloque de ganancia 23, un filtro 25 y un retardo de unidad 27. El objetivo es hallar una función de transferencia $H_c(z^{-1})$ del filtro 25 que funcione para hacer que los errores de fase φ_{err} sean lo más pequeños posible. Según al menos una realización de la presente invención, se introduce un modelo de perturbación en un diseño lineal cuadrático Gaussiano (LQG) para producir la función de transferencia $H_c(z^{-1})$ del filtro 25. Según al menos una realización de la presente invención, puede ser deseable filtrar la señal recibida usando un filtro de paso bajo para reducir el ruido blanco antes de procesar adicionalmente la señal recibida.
- Al eliminar los efectos de la modulación de señal y de la unidad de decisión, el sistema de la figura 1 puede redefinirse como una configuración del problema de control del tipo ilustrado en la figura 3. Haciendo referencia a la figura 3, se ilustra un diagrama de bloques simplificado que pone énfasis en la naturaleza de control de retroalimentación de un desmodulador semicoherente. De manera similar a la figura 1, el bucle de control de retroalimentación incluye un bloque de ganancia 23, un filtro 25 y un retardo de unidad 27. La señal y es equivalente a la señal φ_{err} , es decir, la señal que ha de mantenerse lo más pequeña posible. La señal u representa la señal de control que va a usarse para el siguiente símbolo recibido, es decir, $u(k-1) = \varphi_{corr}(k)$, siendo k el índice del símbolo en el tiempo. Según las realizaciones de la presente invención, el filtro 25 puede implementarse usando un controlador o microprocesador, por ejemplo.
- Haciendo referencia aún a la figura 3, se describe adicionalmente una formulación LQG de un desmodulador semicoherente según la presente invención. Un problema de diseño del control LQG consiste en un "proceso" lineal (el retardo de unidad, que procede de la unidad de decisión tentativa) para el que se desea minimizar una función de pérdida cuadrática (sumas de varianzas) cuando está sujeto a una entrada de ruido Gaussiano. El controlador óptimo resultante $H_c(z^{-1})$ también es lineal. Pueden encontrarse comentarios adicionales sobre la teoría de LQG en muchos manuales de control, por ejemplo, K. J. Astrom y B. Wittenmark, *Computer-Controlled Systems* [Sistemas controlados por ordenador], tercera edición, Prentice Hall 1997. Para transferir un sistema semicoherente convencional a un problema LQG, es necesario modelar la perturbación l como salida de un sistema con entradas de ruido blanco. La parte de ruido Gaussiano blanco aditivo (AWGN) de la perturbación encaja directamente en el marco LQG, pero es necesario introducir la perturbación constante usando una técnica de modelado de la misma como ruido blanco integrado. Esto puede justificarse intuitivamente indicando que la respuesta de impulso de un integrador es exactamente una constante. Si se desea construir un sistema que pueda realizar un seguimiento de esta constante en cualquier momento, la descripción de la perturbación también debe incluir cierta aleatoriedad en la entrada del integrador.
- Por tanto, el modelo de perturbación del sistema viene dado por

$$l = \begin{bmatrix} 1 \\ z-1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} w_1 \\ w_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 \\ z-1 \end{bmatrix} w \quad (7)$$

5 donde w_1 y w_2 son procesos de ruido Gaussiano blanco con varianzas R_1 y R_2 , respectivamente. Por tanto, y viene dado por

$$y(k) = u(k-1) + \begin{bmatrix} 1 \\ z-1 \end{bmatrix} w \quad (8)$$

10 La figura 7A ilustra un modelo de perturbación de fase tal como se describe mediante la ecuación 7 que engloba un desplazamiento y ruido Gaussiano blanco aditivo (AWGN), sumados entre sí para formar la perturbación l .

Ahora, todo el sistema puede escribirse en forma de espacio de estados, como:

$$\begin{aligned} x(k+1) &= Ax(k) + Bu(k) + Gw(k) \\ &= \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} x(k) + \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} u(k) + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} w(k) \\ y(k) &= Cx(k) + Du(k) + Hw(k) \\ &= \begin{bmatrix} 1 & 1 \end{bmatrix} x(k) + \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix} w(k) \end{aligned} \quad (9)$$

15 donde $Ax(k)$ es el estado actual, $x(k+1)$ es el siguiente estado, $u(k)$ es la señal de control actual, $w(k)$ es el ruido actual, $y(k)$ es un error de fase que ha de minimizarse y las variables de estado $x_1(k) = u(k-1)$ y $x_2(k) = \sum_{j=k} w_1(j)$. Según las diversas realizaciones de la invención, la variable D se fija en un valor de cero para simplificar las ecuaciones del espacio de estados, y es innecesaria debido al retardo integrado en la realización descrita.

20 La siguiente etapa de la solución del problema es hallar la señal de control $u(k)$ que minimice la varianza de $y(k)$. Como existe un retardo de unidad de u a y , no hay nada que hacer con respecto al término de ruido blanco $w_2(k)$. Para eliminar el término $w_1(k)$ completamente, se desea fijar $u(k) = -x_2(k+1)$. Sin embargo, esto no es posible por dos razones. En primer lugar, no es posible ver el futuro y, en segundo lugar, x_2 no es una variable que pueda medirse, sino sólo estimarse. Por tanto, lo mejor que puede conseguirse es que

$$u(k) = -\hat{x}_2(k+1|k) = -\begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix} \hat{x}(k+1|k) = -\begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix} A \hat{x}(k|k) = -L \hat{x}(k|k) \quad (10)$$

30 donde $\hat{x}(k|k)$ indica la estimación de Kalman óptima del estado $x(k)$ usando mediciones hasta el momento k . $\hat{x}(k|k)$ puede escribirse como una combinación lineal de estimaciones previas $\hat{x}(k-1|k-1)$ y nuevas mediciones $y(k)$. Por consiguiente $u(k)$ puede formarse como $y(k)$ filtrado a través de una función de transferencia lineal.

35 Dependiendo de la relación entre ruido integrado y blanco (R_1/R_2), serán óptimos diferentes filtros de Kalman y, por tanto, diferentes controladores. Sin embargo, serán todos de forma $H_c(z^{-1}) = \text{constante}/(1 - z^{-1})$. De manera más precisa, con α definido tal como en las descripciones anteriores del desmodulador semicoherente, como un parámetro de coherencia, la función de transferencia viene dada por $H_c(z^{-1}) = (1-\alpha)/(1 - z^{-1})$. El valor del parámetro $\alpha = 0,9$, que se ha encontrado que es un buen valor en muchas situaciones prácticas, corresponde a una relación de potencia relativa $R_1/R_2 \approx 0,01$. Puede observarse que la formulación LQG en esta configuración produce un controlador con el mismo denominador que está presente en el modelo de perturbación.

40 Es inmediato ver que el desmodulador semicoherente calculado en este caso puede eliminar un error de fase constante en estacionalidad. Haciendo referencia de nuevo a la figura 3, puede observarse que la función de transferencia desde la perturbación l al error de fase y puede expresarse como

$$H_{yt}(z^{-1}) = \frac{1}{1 + \frac{(1-\alpha)z^{-1}}{1-z^{-1}}} = \frac{1-z^{-1}}{1-\alpha z^{-1}} \quad (11)$$

que incluye un cero para $z=1$ y, por tanto, se anulará un error constante / como es de esperar.

5 Ahora que se ha descrito anteriormente el principio de la formulación LQG, es inmediato extender el sistema a otras perturbaciones más complejas, tal como el ruido de fase. A continuación se describirá una formulación LQG para la compensación del ruido de fase según la presente invención. El objetivo es no eliminar los efectos del ruido de fase completamente, puesto que esto no sería posible. En cambio, el marco LQG hace posible minimizar la varianza, por ejemplo, en la salida del sistema con componentes de ruido variable presentes. En dos ejemplos a continuación se describe una metodología para la compensación del ruido de fase, pero debería ser obvio para alguien medianamente experto en la técnica que los principios de la presente invención pueden aplicarse también a otros modelos de ruido de fase.

15 Para ilustrar el uso de un modelo de ruido de fase dinámico, se considera un ejemplo de primer orden. En este ejemplo, sea dado el modelo del ruido de fase en tiempo discreto mediante una función de transferencia gobernada por el ruido blanco:

$$H_n(z) = \frac{\sqrt{1-\lambda^2}}{z-\lambda} \quad (12)$$

20 donde λ es una constante real con $|\lambda| < 1$ que determina el ancho de banda del ruido de fase. $H_n(z)$ se normaliza de modo que el ruido de fase en su salida tenga la misma potencia que el ruido blanco en la entrada.

25 A continuación se aplicará el diseño LQG para el caso de ruido de fase con un modelo simple de ruido de fase de primer orden. Sumando el ruido de fase a las fuentes de perturbación en la explicación anterior se obtiene una perturbación / expresada como:

$$l = \begin{bmatrix} \frac{1}{z-1} & 1 & H_n(z) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} w_1 \\ w_2 \\ w_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{z-1} & 1 & \frac{\sqrt{1-\lambda^2}}{z-\lambda} \end{bmatrix} w \quad (13)$$

30 donde w_3 es el ruido blanco introducido con varianza R_3 en el subsistema de generación de ruido de fase $H_n(z)$. La figura 7B ilustra un modelo de perturbación de fase tal como se describe mediante la Ecuación 13, que engloba un desplazamiento, ruido Gaussiano blanco aditivo (AWGN) y un modelo simple de ruido de fase, que se suman entre sí para formar la perturbación l .

35 En comparación con la Ecuación 7, que corresponde a un estado en la Ecuación 9, habrá $1+1=2$ estados correspondientes a la Ecuación 13. Entonces, un modelo completo del espacio de estados del sistema viene dado por:

$$\begin{aligned} x(k+1) &= Ax(k) + Bu(k) + Gw(k) \\ &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & \lambda \end{bmatrix} x(k) + \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} u(k) + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \sqrt{1-\lambda^2} \end{bmatrix} w(k) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} y(k) &= Cx(k) + Hw(k) \\ &= -[0 \quad 1 \quad 1]x(k) + [0 \quad 1 \quad 0]w(k) \end{aligned} \quad (14)$$

5 donde el primer estado corresponde al retardo de unidad ("el proceso"), el segundo estado a un desplazamiento constante desconocido y el tercer estado al modelo del ruido de fase. Es conveniente elegir una representación del espacio de estados como en la Ecuación 14, donde la salida consiste en la acción de compensación $u(k-1)$, y las salidas de las perturbaciones. De manera similar a la Ecuación 10, ahora el control óptimo viene dado por:

$$\begin{aligned} u(k) &= -\hat{x}_2(k+1|k) - \hat{x}_3(k+1|k) = \\ &= -[0 \quad 1 \quad 1]\hat{x}(k+1|k) = -LA\hat{x}(k|k) \end{aligned} \quad (15)$$

10 El filtro de Kalman óptimo que da $\hat{x}(k|k)$ depende de las relaciones reales entre las varianzas de perturbación R_1 , R_2 y R_3 , así como del ancho de banda del ruido de fase que se determina mediante λ .

15 En situaciones en las que el modelo de primer orden descrito anteriormente no es un modelo preciso del ruido de fase, un modelo de orden superior, más realista, del ruido de fase, que es válido en la banda de paso, viene dado en tiempo continuo por una función de transferencia gobernada por el ruido blanco:

$$H_{nc}(s) = K \frac{3s/\omega_n + 1}{(s/\omega_n + 1)^3} \quad (16)$$

20 donde K es una constante de normalización; nc indica tiempo continuo de ruido, s es la variable de la transformada de Laplace y ω_n es una constante que depende, por ejemplo, de la tecnología usada. Para obtener algunos valores numéricos para una situación ejemplar, puede suponerse que el desmodulador se usa para la modalidad de tasa de transmisión de datos mejorada, que en lo sucesivo se denomina modalidad de tasa media (MR), y para una modalidad de tasa alta (HR) propuesta del sistema Bluetooth, que se describe en el artículo de J.C. Haartsen, "The Bluetooth radio system" ["El sistema de radio Bluetooth"], *IEEE Personal Communications*, vol. 7, N° 1, febrero de 2000. Como valores nominales, puede usarse $\omega_n = 2\pi \times 50$ kHz para la tasa media (velocidad de símbolos de 1 MHz) y puede usarse $\omega_n = 2\pi \times 120$ kHz para una tasa alta (velocidad de símbolos de 4 MHz). Debería observarse que el ancho de banda experimentado del ruido de fase será inferior para la tasa alta, a pesar del mayor ancho de banda real, debido a la mayor velocidad de símbolos. Mediante el muestreo de $H_{nc}(s)$ a la velocidad de símbolos, se obtienen los siguientes modelos de tiempo discreto con parámetros numéricos para los dos casos:

30

$$H_{n,MR}(z) = \frac{0.23328(z - 0.90058)(z + 0.75621)}{(z - 0.73040)^3} \quad (17)$$

$$= \frac{0.23328z^2 - 0.033677z - 0.15887}{z^3 - 2.1912z^2 + 1.6005z - 0.38966} \quad (18)$$

$$= \frac{b_1z^2 + b_2z + b_3}{z^3 + a_1z^2 + a_2z + a_3} \quad (19)$$

$$H_{n,HR}(z) = \frac{0.12038(z - 0.93910)(z + 0.84570)}{(z - 0.82820)^3} \quad (20)$$

$$= \frac{0.12038z^2 - 0.011244z - 0.95605}{z^3 - 2.4846z^2 + 2.0578z - 0.56808} \quad (21)$$

La figura 7C ilustra un modelo de perturbación de fase tal como se describe mediante la Ecuación 19 que engloba un desplazamiento, ruido Gaussiano blanco aditivo (AWGN) y un modelo de ruido de fase más avanzado y más preciso, sumados entre sí para formar la perturbación l .

Ambas funciones de transferencia se han normalizado de modo que el ruido blanco con varianza unitaria en la entrada produzca un ruido de fase con varianza unitaria en la salida. Los ceros positivos en las funciones de transferencia se corresponden bien con los ceros de tiempo continuo en $H_{nc}(s)$, mientras que los ceros negativos son resultados del proceso de muestreo.

Ahora, puede ponerse el modelo de ruido de fase en el marco LQG de una manera similar a la del modelo de ruido de fase de primer orden. Se tratan tanto la solución de tasa media como la de tasa alta, dependiendo de la selección de coeficientes. Para la tasa media, la perturbación l viene dada por

$$l = \begin{bmatrix} \frac{1}{z-1} & 1 & H_{n,MR}(z) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} w_1 \\ w_2 \\ w_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{z-1} & 1 & H_{n,MR}(z) \end{bmatrix} w \quad (22)$$

donde w_3 es ruido blanco introducido con varianza R_3 en el subsistema de generación de ruido de fase $H_{n,MR}$. Puede obtenerse una ecuación similar para la solución de tasa alta. En comparación con la Ecuación 13, que corresponde a $1+1=2$ estados en la Ecuación 14, habrá $1+3=4$ estados correspondientes a la Ecuación 22. Entonces un modelo completo del espacio de estados del sistema viene dado por:

$$x(k+1) = Ax(k) + Bu(k) + Gw(k) = \quad (23)$$

$$\begin{bmatrix} 0 & & & & \\ & 1 & & & \\ & & -a_1 & 1 & 0 \\ & & -a_2 & 0 & 1 \\ & & -a_3 & 0 & 0 \end{bmatrix} x(k) + \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} u(k) + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & b_1 \\ 0 & 0 & b_2 \\ 0 & 0 & b_3 \end{bmatrix} w(k)$$

$$y(k) = Cx(k) + Hw(k) = [1 \ 1 \ 1 \ 0 \ 0]x(k) + [0 \ 1 \ 0]w(k)$$

donde el primer estado corresponde al retardo de unidad (el "proceso"), el segundo estado a un desplazamiento constante desconocido y los estados tercero, cuarto y quinto al modelo del ruido de fase. Los elementos vacíos en la matriz A son ceros, pero se omiten para dar énfasis a la estructura diagonal en bloques del sistema. Es conveniente elegir una realización del espacio de estados de modo que la salida del modelo de ruido de fase corresponda solamente a un estado (x_3). De manera similar a la Ecuación 15, el control óptimo viene ahora dado por:

$$u(k) = -\hat{x}_2(k+1|k) - \hat{x}_3(k+1|k) = -[0 \ 1 \ 1 \ 0 \ 0]\hat{x}(k+1|k) = -L\hat{x}(k|k) \quad (24)$$

De nuevo, el filtro de Kalman óptimo que da $\hat{x}(k|k)$ depende de las relaciones reales entre las varianzas de perturbación R_1 , R_2 y R_3 .

A continuación se ilustrará el rendimiento de una implementación ejemplar de una realización del algoritmo según la presente invención. Se comparará tanto con la desmodulación semicoherente ($\alpha = 0,9$) como con la no coherente. El rendimiento en cuanto a la varianza σ^2_{error} de la señal de error se ilustra en la figura 4, que ilustra una comparación de la varianza de la señal de error para desmodulación semicoherente, no coherente y con compensación de ruido de fase. En la figura 4, R_1 y R_2 (desplazamiento constante y varianza del AWGN, respectivamente) se han mantenido constantes durante la implementación, y R_3 ha variado. Cuando muestran los resultados, sólo están presentes el AWGN y el ruido de fase.

Haciendo referencia de nuevo a la figura 4, pueden hacerse varias observaciones. Cuando el ruido de fase es pequeño comparado con el AWGN, entonces hay poca ganancia en comparación con el desmodulador semicoherente porque el desmodulador no puede contrarrestar el AWGN, y esta es la causa principal del rendimiento degradado. Por otro lado, cuando el ruido de fase se vuelve significativo, digamos, $R_3/R_2 > 0$ dB, entonces se consigue una mejora considerable. Es digno de tener en cuenta que, para unas buenas condiciones de canal, por ejemplo, cuando el AWGN es pequeño, entonces la ganancia comparada con el desmodulador semicoherente puede superar fácilmente 5 dB.

Debería observarse que la ganancia que puede conseguirse mediante el desmodulador de la presente invención depende del ancho de banda relativo del ruido de fase y del ancho de banda del ruido Gaussiano (que se determinará mediante el filtro de selectividad cuyo ancho de banda es igual al de la señal deseada). En lugar de considerar la varianza de la señal de error, podría considerarse en cambio la tasa de errores. Las simulaciones ejemplares corresponden a una configuración que usa 8DPSK en la modalidad de tasa alta de Bluetooth.

Haciendo referencia ahora a la figura 5, se muestra la tasa de errores de bloque (BLER) como una función de la potencia recibida. La figura 5 ilustra la BLER frente a la relación entre señal y ruido del ruido Gaussiano blanco aditivo (SNR_{AWGN}) para desmodulación semicoherente, no coherente y con compensación de ruido de fase. El ruido en las simulaciones incluye tanto el ruido de fase de banda estrecha a una relación constante entre señal y ruido, $SNR_{PN} = 19,5$ dB, como el AWGN para el cual la SNR varía a lo largo del eje horizontal. Por tanto, para una potencia recibida alta, domina el ruido de fase, mientras que para una potencia baja, el AWGN es la principal fuente de ruido.

El rendimiento con respecto a la interferencia entre símbolos (ISI) es una de las principales motivaciones para usar una desmodulación más coherente. Optimizar la varianza con respecto a la ISI es equivalente a la ecualización, que va más allá del alcance de esta invención. Sin embargo, para una estructura dada de la compensación de ruido de fase, la magnitud de la ISI debería tener un impacto sobre la elección de los parámetros de diseño. En este caso, pueden hacerse dos observaciones: Desde la perspectiva de la compensación del ruido de fase, la ISI actúa más como AWGN que como ruido de fase, en el sentido de que las desviaciones con respecto a la referencia de fase pueden considerarse independientes entre muestras. Dado que no hay línea de visión, la magnitud de la ISI debida a la propagación multitrayectoria, como el ruido de fase, tiende a no depender excesivamente de la potencia recibida en un entorno interior típico. En conjunto, puede llegarse a la conclusión de que la elección de parámetros de diseño en la compensación del ruido de fase debe ser un equilibrio entre la cantidad de ruido de fase por un lado, y la cantidad de AWGN + ISI por el otro.

La formulación LQG anterior da como resultado la estrategia óptima que minimiza la varianza del error en el bucle de seguimiento de fase. Por tanto, puede considerarse como un límite inferior para otras posibles estrategias de control. La solución LQG en el ejemplo dado, descrito anteriormente, requiere un controlador de cuarto orden, que debería diseñarse dinámicamente para el equilibrio real entre las fuentes de perturbación. En situaciones en las que no se desee usar un control que produzca una solución óptima, pueden usarse estrategias de control subóptimas, tal como se describirá adicionalmente a continuación.

Una solución subóptima es usar una reducción de orden de modo que se use una estructura de controlador semicoherente sencilla, pero que se optimice la elección de α para diferentes situaciones de perturbación. Es decir, α debería ser grande para puntos operativos dominados por la ISI o el AWGN, y pequeño para puntos operativos dominados por el ruido de fase. Una estrategia de control mejorada es seleccionar, por ejemplo, una estructura de controlador de segundo orden, y a continuación optimizar los parámetros para diferentes situaciones de perturbación. Esto también puede conseguirse sustituyendo el modelo de orden superior dado por la Ecuación 23 por un modelo de orden inferior dado por la Ecuación 14.

El controlador óptimo es de naturaleza dinámica, es decir, los parámetros efectivos del controlador dependen del punto operativo. En una configuración simplificada, puede realizarse un diseño fijo que tenga parámetros de diseño estáticos para una región de operación en la que sean sumamente cruciales las mejoras del rendimiento. Entonces el rendimiento será óptimo en esta región pero subóptimo en otras. Específicamente, el rendimiento será subóptimo en las regiones en las que las condiciones son o muy buenas o muy malas. Sin embargo, en la región en la que la condición sea muy buena, el rendimiento seguirá siendo lo suficientemente bueno, aunque los parámetros no sean óptimos. Por otro lado, en la región en la que la condición es muy mala, ni siquiera una elección de parámetros óptima sería lo suficientemente buena, por lo que el uso allí de parámetros subóptimos no marca ninguna diferencia.

A continuación se ilustrará el rendimiento cuando se usa un control subóptimo para el sistema ejemplar anterior. La

5 figura 6 representa la tasa de errores de bloque para una solución subóptima que usa ambas simplificaciones descritas anteriormente, es decir, una estructura fija de controlador de segundo orden diseñada en el punto operativo nominal $SNR_{AWGN} = 20$ dB. La figura 6 ilustra una comparación entre el rendimiento de la tasa de errores de bloque (BLER), entre la compensación de ruido de fase subóptima (de orden bajo y fija) basada en la Ecuación 14, y la desmodulación semicoherente, no coherente y con compensación óptima del ruido de fase basada en la Ecuación 23. A partir de la figura 6 puede concluirse que el controlador fijo, de orden bajo, funciona casi tan bien como el controlador de orden superior que se ha diseñado para cada punto operativo.

10 Las realizaciones de la presente invención proporcionan un procedimiento y un aparato para minimizar la varianza en la entrada de la unidad de decisión en un desmodulador dirigido por decisión en presencia de ruido de fase, AWGN, y un desplazamiento de referencia de fase constante desconocido. Sin embargo, debería ser obvio para los expertos en la técnica que la invención no está limitada a este ejemplo. Los principios de la presente invención pueden aprovecharse para minimizar la varianza en la entrada de la unidad de decisión para cualquier técnica de supresión de perturbación basada en un modelo. Por ejemplo, una extensión que puede incorporarse fácilmente es un desplazamiento de frecuencia de portadora, que corresponde a una referencia de fase variable en el tiempo.

15 Debe ponerse énfasis en que los términos “comprenden”, “comprende” y “que comprende”, cuando se usan en el presente documento, se utilizan para especificar la presencia de características, enteros, etapas o componentes expuestos, pero no excluyen la presencia o adición de una o más características, enteros, etapas, componentes o grupos de los mismos.

20 La descripción detallada anterior es de una o más realizaciones de la invención. El alcance de la invención no debería quedar limitado necesariamente por esta descripción. Más bien, el alcance de la invención se define mediante las siguientes reivindicaciones y los equivalentes de las mismas.

25

REIVINDICACIONES

1. Un procedimiento para la compensación del ruido en una señal recibida, que comprende las etapas de:

5 recibir una señal recibida en un desmodulador, estando compuesta la señal recibida por una suma de una señal transmitida y una señal de perturbación;
 sumar la señal recibida y una señal de compensación para producir una señal de desmodulación;
 determinar un símbolo transmitido en función de la señal de desmodulación;
 10 determinar una señal de error calculando una diferencia entre la señal de desmodulación y el símbolo transmitido determinado, caracterizado por la etapa de:
 determinar la señal de compensación a partir de la señal de error, usando un proceso de control de supresión de perturbación basado en un modelo, en el que la señal de perturbación comprende ruido de fase y en el que la determinación de la señal de compensación comprende modelar la señal de perturbación con un modelo de perturbación I que tiene la ecuación:

15

$$I = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ z-1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} w_1 \\ w_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ z-1 & 1 \end{bmatrix} w$$

donde w1, w2 y w comprenden procesos de ruido Gaussiano y z denota la variable de la transformada Z.

2. Un procedimiento para la compensación del ruido en una señal recibida, que comprende las etapas de:

20

recibir una señal recibida en un desmodulador, estando compuesta la señal recibida por una suma de una señal transmitida y una señal de perturbación,
 sumar la señal recibida y una señal de compensación para producir una señal de desmodulación;
 determinar un símbolo transmitido en función de la señal de desmodulación;
 25 determinar una señal de error calculando una diferencia entre la señal de desmodulación y el símbolo transmitido determinado, caracterizado por la etapa de:
 determinar la señal de compensación a partir de la señal de error, usando un proceso de control de supresión de perturbación basado en un modelo, en el que la señal de perturbación comprende ruido de fase,
 30 y en el que la determinación de la señal de compensación se genera modelando la señal de perturbación con un modelo de perturbación I que tiene la ecuación:

30

$$I = \begin{bmatrix} 1 & 1 & H_n(z) \\ z-1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} w_1 \\ w_2 \\ w_3 \end{bmatrix}$$

35 donde z denota la variable de la transformada Z y w1, w2 y w3 comprenden entradas de ruido blanco en un modelo de subsistema de generación de ruido de fase de la señal de perturbación que tiene una función de transferencia Hn(z)[.].

3. Un desmodulador (10), que comprende:

40

un receptor adaptado para recibir una señal recibida, estando compuesta la señal recibida por una suma de una señal transmitida y una señal de perturbación;
 un sumador adaptado para sumar la señal recibida y una señal de compensación, para producir una señal de desmodulación;
 45 una unidad de decisión (15) adaptada para determinar un símbolo transmitido basándose en la señal de desmodulación;
 un restador adaptado para determinar una señal de error calculando una diferencia entre la señal de desmodulación y el símbolo transmitido determinado; estando caracterizado el desmodulador (10) por:
 una unidad de compensación (20) adaptada para determinar la señal de compensación a partir de la señal de error, usando un proceso de control de supresión de perturbación basado en un modelo, en el que la señal de perturbación comprende ruido de fase y en el que la determinación de la señal de compensación comprende modelar la señal de perturbación con un modelo de perturbación I que tiene la ecuación:

50

$$I = \begin{bmatrix} 1 \\ z-1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} w_1 \\ w_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 \\ z-1 \end{bmatrix} w$$

donde w_1 , w_2 y w comprenden procesos de ruido Gaussiano y z denota la variable de la transformada Z.

5 4. Un desmodulador (10), que comprende:

un receptor adaptado para recibir una señal recibida, estando compuesta la señal recibida por una suma de una señal transmitida y una señal de perturbación,

10 un sumador adaptado para sumar la señal recibida y una señal de compensación para producir una señal de desmodulación;

una unidad de decisión (15) adaptada para determinar un símbolo transmitido basándose en la señal de desmodulación;

15 un restador adaptado para determinar una señal de error calculando una diferencia entre la señal de desmodulación y el símbolo transmitido determinado, estando caracterizado el desmodulador (10) por:

una unidad de compensación (20) adaptada para determinar la señal de compensación a partir de la señal de error, usando un proceso de control de supresión de perturbación basado en un modelo, en el que la señal de perturbación comprende ruido de fase y en el que la determinación de la señal de compensación se genera modelando la señal de perturbación con un modelo de perturbación I que tiene la ecuación:

$$I = \begin{bmatrix} 1 \\ z-1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & H_n(z) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} w_1 \\ w_2 \\ w_3 \end{bmatrix}$$

20 donde z denota la variable de la transformada Z y w_1 , w_2 y w_3 comprenden entradas de ruido blanco en un modelo de subsistema de generación de ruido de fase de la señal de perturbación que tiene una función de transferencia $H_n(z)$ [.].

25

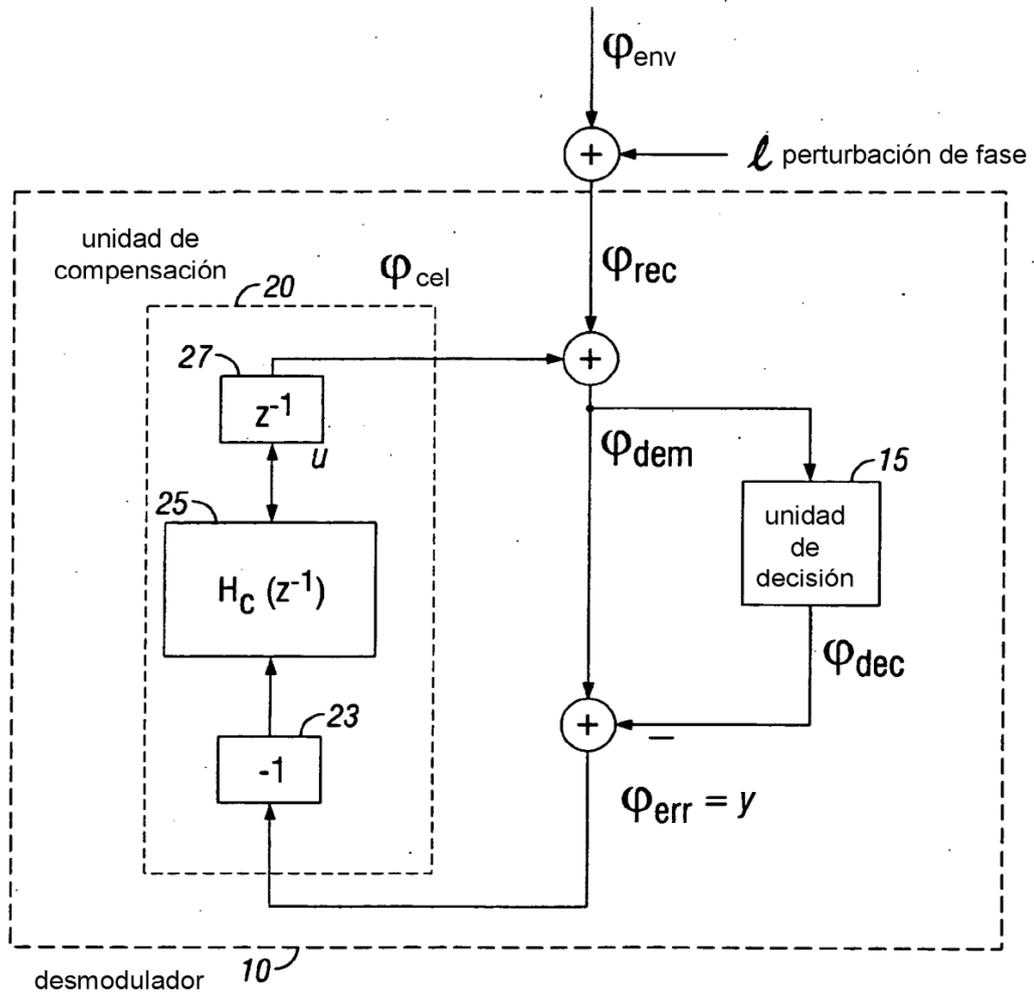


FIG. 1

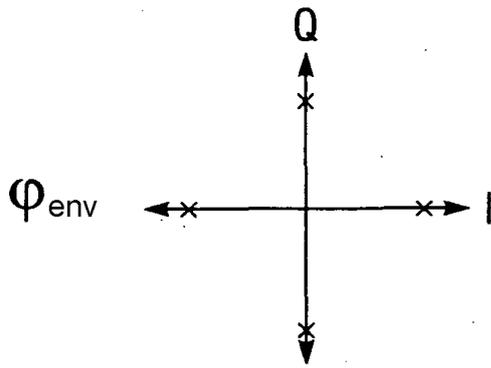


FIG. 2A

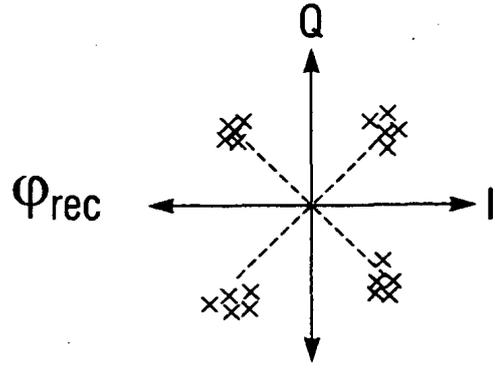


FIG. 2B

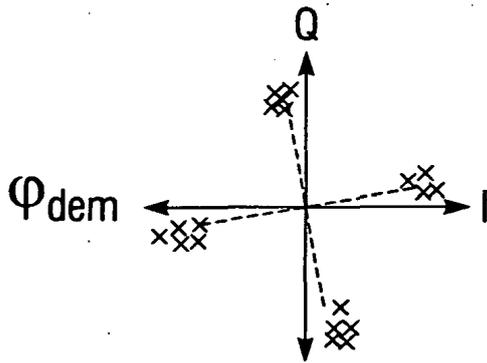


FIG. 2C

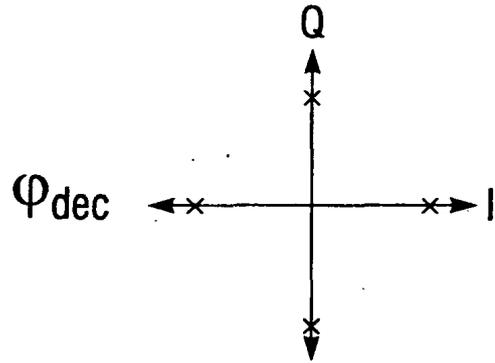


FIG. 2D

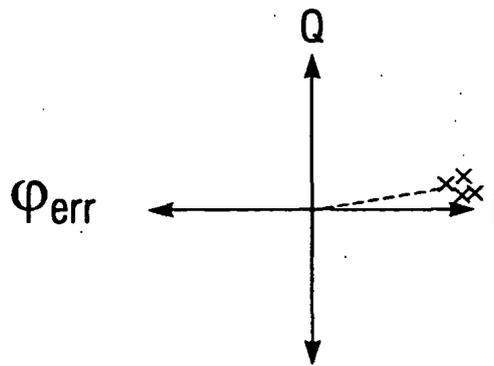


FIG. 2E

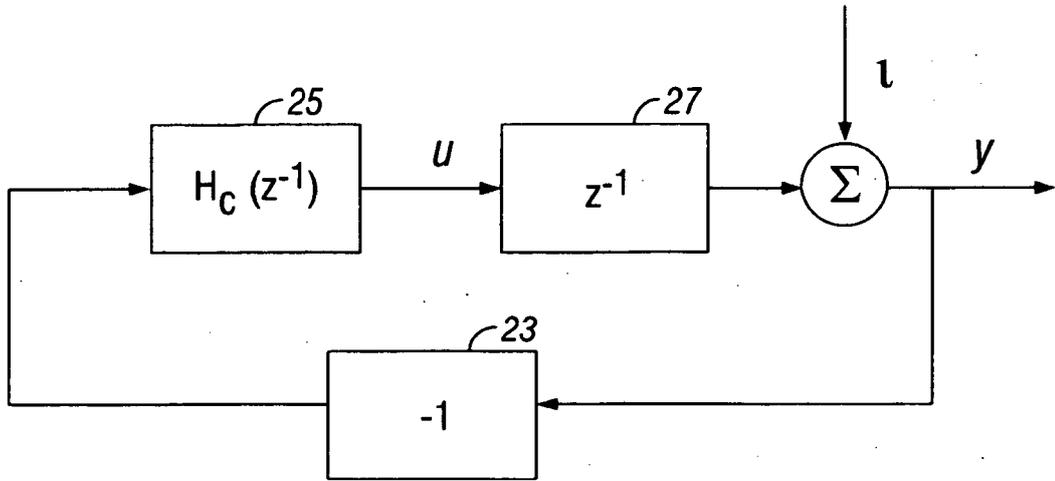


FIG. 3

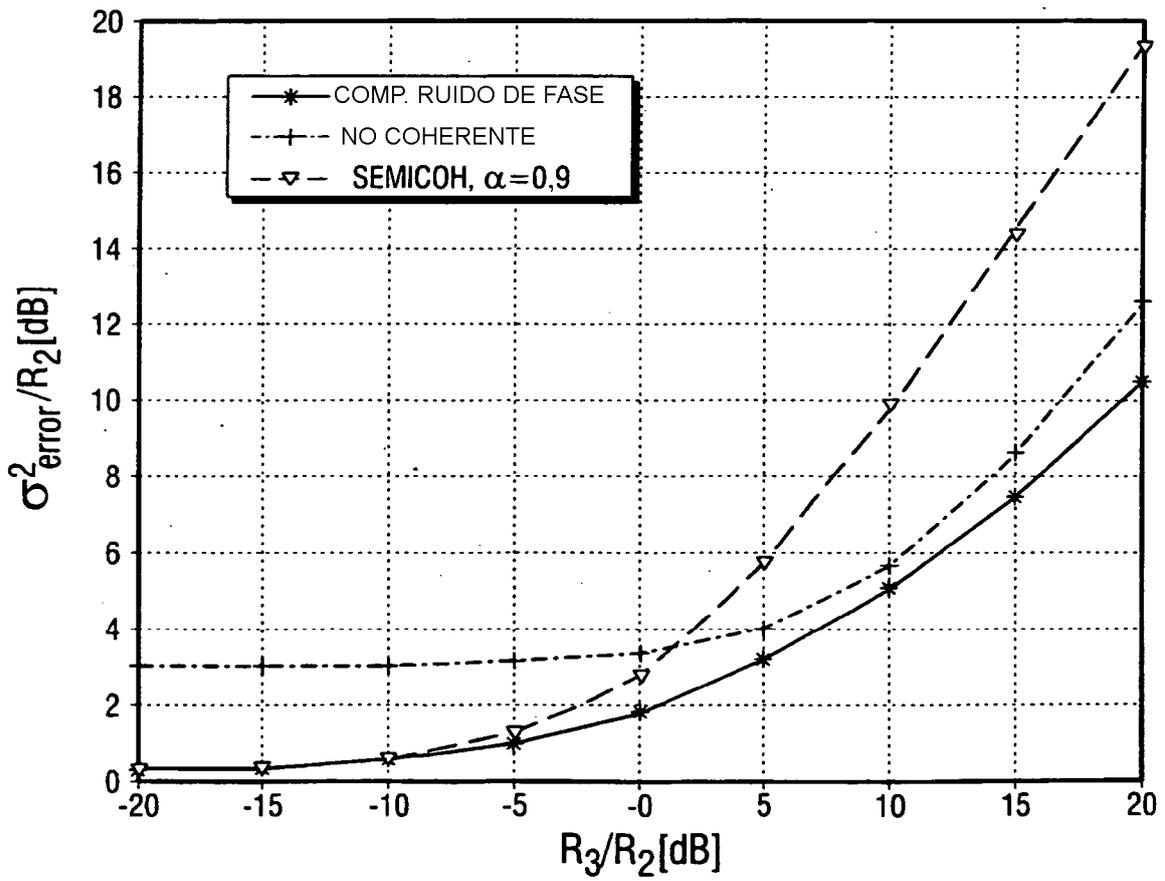


FIG. 4

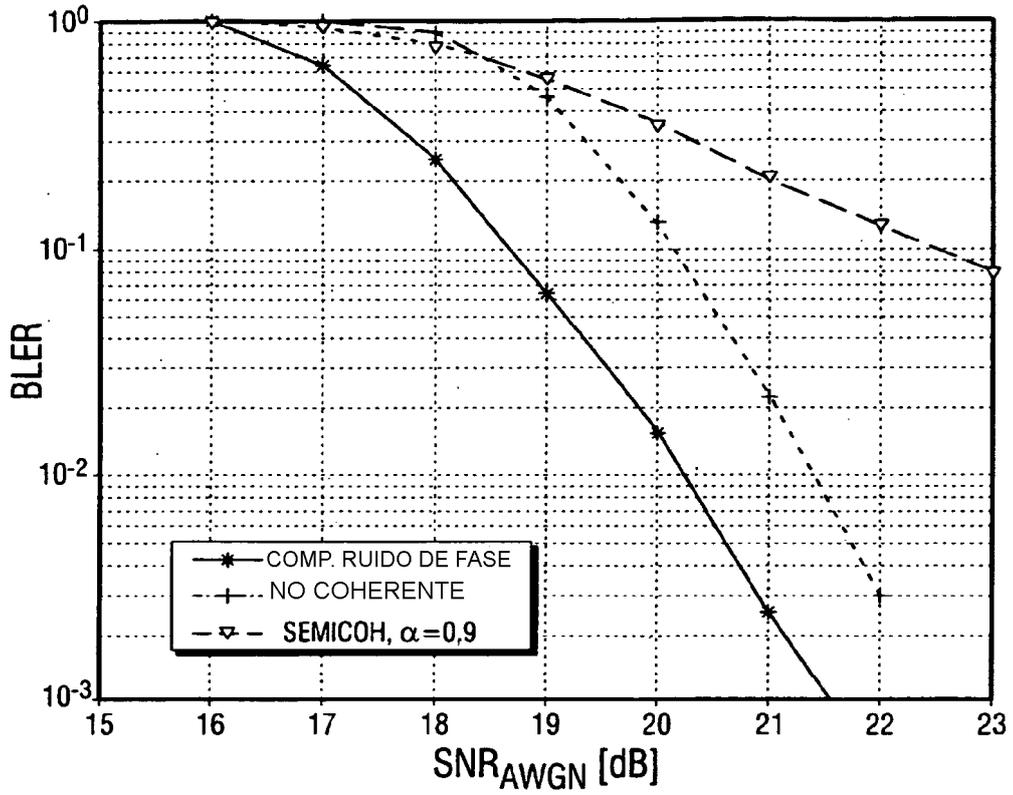


FIG. 5

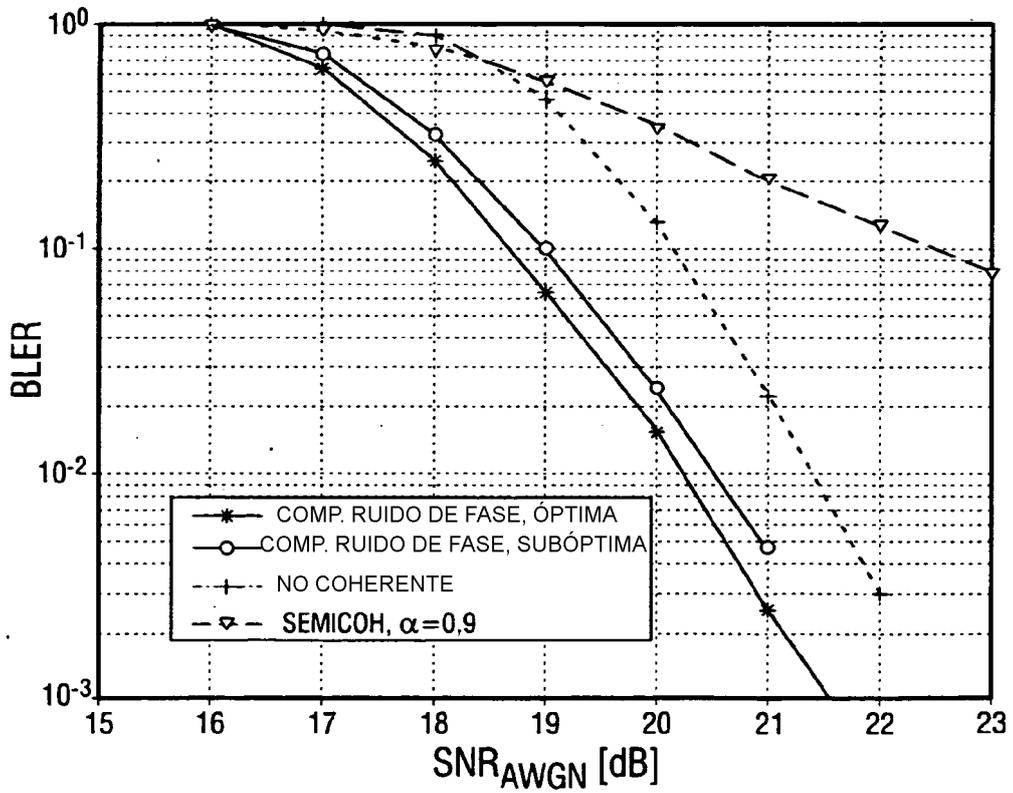


FIG. 6

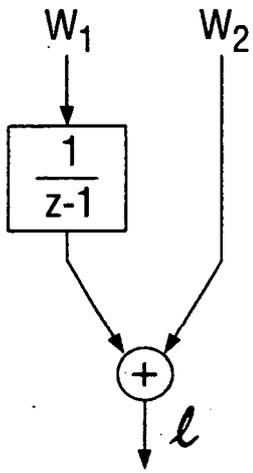


FIG. 7A

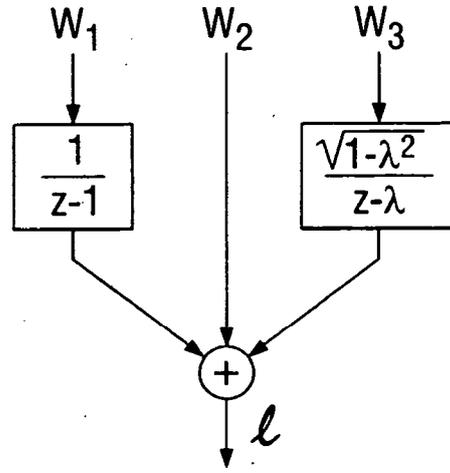


FIG. 7B

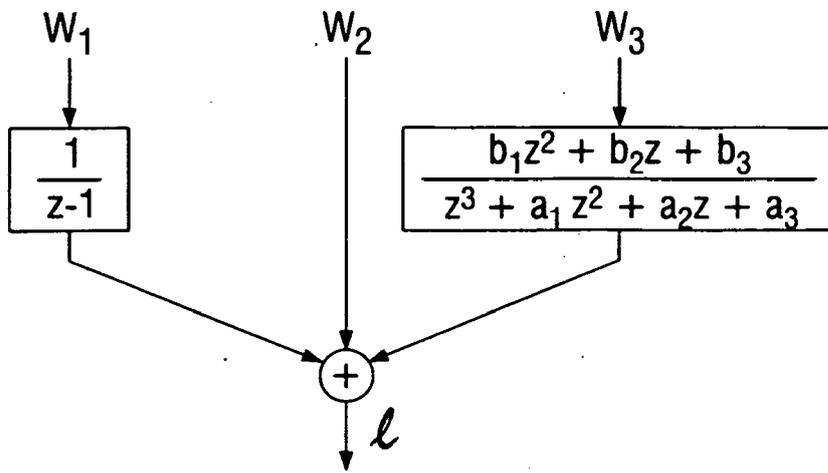


FIG. 7C