



19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA

11 Número de publicación: **2 293 921**

51 Int. Cl.:
A61N 1/36 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

86 Número de solicitud europea: **00958940 .9**

86 Fecha de presentación : **25.08.2000**

87 Número de publicación de la solicitud: **1207938**

87 Fecha de publicación de la solicitud: **29.05.2002**

54 Título: **Estimulación nerviosa eléctrica basada en secuencias de muestreo específicas del canal.**

30 Prioridad: **26.08.1999 US 150773 P**

45 Fecha de publicación de la mención BOPI:
01.04.2008

45 Fecha de la publicación del folleto de la patente:
01.04.2008

73 Titular/es:
**Med-EI Elektromedizinische Geräte GmbH
Furstenweg 77A
6020 Innsbruck, AT**

72 Inventor/es: **Zierhofer, Clemens, M.**

74 Agente: **Carpintero López, Francisco**

ES 2 293 921 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

Estimulación nerviosa eléctrica basada en secuencias de muestreo específicas del canal.

5 **Campo de la invención**

La presente invención se refiere a estimulación nerviosa eléctrica, y más particularmente, a electroestimulación del nervio basada en secuencias de muestreo específicas del canal.

10 **Antecedentes**

15 Los implantes cocleares (prótesis del oído interno) son una posibilidad para ayudar a las personas sordas profundas o con una grave reducción de oído. A diferencia de las ayudas para la audición convencionales, que sólo aplican una señal de sonido ampliada y modificada, un implante coclear está basado en estimulación eléctrica directa del nervio acústico. La intención de un implante coclear es estimular estructuras nerviosas en el oído interno eléctricamente de manera que se obtienen impresiones auditivas más parecidas a la audición normal.

20 Una prótesis coclear está compuesta esencialmente por dos partes, el procesador del habla y el estimulador implantado. El procesador del habla contiene el suministro de energía (pilas) de todo el sistema y se usa para realizar el procesamiento de señales de la señal acústica para extraer los parámetros de estimulación. El estimulador genera los patrones de estimulación y los conduce al tejido nervioso mediante una serie de electrodos que normalmente se colocan en la rampa timpánica en el oído interno. La conexión entre el procesador del habla y el estimulador se establece mediante un enlace de radio frecuencia (transcutáneo) o mediante un parche en la piel (percutáneo).

25 Actualmente, la estrategia estimulación más exitosa es la denominada “estrategia de muestreo continuo intercalado” (CIS), como se describe por Wilson B. S., Finley C. C., Lawson D. T., Wolford R. D., Eddington D. K., Rabinowitz W. M., “Better speech recognition with cochlear implants”, Nature, vol. 352, 236 - 238 (julio de 1991) [en lo que sigue en este documento Wilson *et al.*, 1991]. El procesamiento de señalización para CIS en el procesador del habla implica las siguientes etapas:

- 30 (1) separar el intervalo de audio frecuencia en bandas espectrales mediante un conjunto de filtros,
(2) envolver la detección de cada señal de salida del filtro,
35 (3) compresión instantánea no lineal de la señal envolvente (ley de mapeo).

De acuerdo con la organización tonotópica de la cóclea, cada electrodo de estimulación en la rampa timpánica está asociado con un filtro de paso de banda del conjunto de filtros externos. Para la estimulación, se aplican pulsos simétricos de corriente bifásica. Las amplitudes de los pulsos de estimulación se obtienen directamente de las señales envolventes comprimidas (etapa (3) anterior). Estas señales se muestrean secuencialmente, y los pulsos de estimulación se aplican en una secuencia estrictamente no solapante. De esta manera, como una característica CIS típica, sólo un canal de estimulación está activo cada vez. La tasa de estimulación global es comparativamente alta. Por ejemplo, suponiendo una tasa de estimulación global de 18 kpps, y usando un conjunto de filtros de 12 canales, la tasa de estimulación por canal es de 1,5 kpps. Dicha tasa de estimulación por canal normalmente es suficiente para una representación temporal adecuada de la señal envolvente.

45 La tasa de estimulación global máxima está limitada por la duración de la fase mínima por pulso. La duración de fase no puede elegirse arbitrariamente corta, porque cuanto más cortos son los pulsos, mayores tienen que ser las amplitudes de corriente para provocar potenciales de acción en neuronas, y las amplitudes de corriente están limitadas por diversas razones prácticas. Para una tasa de estimulación global de 18 kpps, la duración de fase es de 27 μ s, que está en el límite inferior.

50 Cada salida de los filtros de paso de banda CIS puede considerarse aproximadamente como un senoide a la frecuencia central del filtro de paso de banda, que se modula mediante la señal envolvente. Esto se debe al factor de calidad $Q = 3$ de los filtros. En el caso de un segmento de habla sonoro, esta envolvente es aproximadamente periódica, y la velocidad de repetición es igual a la frecuencia de paso.

55 En la estrategia CIS actual, las señales envolventes sólo se usan para procesamiento adicional, es decir, contienen toda la información de estimulación. Para cada canal, la envolvente está representada como una secuencia de pulsos bifásicos a una velocidad de repetición constante. Como un rasgo característico del CIS, esta velocidad de repetición (típicamente 1,5 kpps) es igual para todos los canales, y no hay relación con las frecuencias centrales de los canales individuales. Se pretende que la velocidad de repetición no sea una indicación temporal para el paciente, es decir, debe ser suficientemente alta, de manera que el paciente no perciba tonos con una frecuencia igual a la velocidad de repetición. La velocidad de repetición normalmente se elige dos veces mayor que el ancho de banda de las señales envolventes (teorema de Nyquist).

65 La Patente de Estados Unidos N° 5601617, en la que se basa la primera parte de la reivindicación 1, describe electrodos que se activan simultáneamente en un implante coclear. Dicho procedimiento permite que la longitud global del ciclo disminuya significativamente.

Sumario de la invención

De acuerdo con la invención, se proporciona un sistema de acuerdo con la reivindicación 1.

5 De acuerdo con otras realizaciones relacionadas, los electrodos estimulan el nervio acústico. La serie de electrodos multicanal puede usarse en una configuración de electrodo monopolar que tiene una toma de tierra remota. Las amplitudes de pulso pueden derivarse muestreando la forma de la onda de la señal, por ejemplo, la mitad del periodo de un senoide entre 0 y π , o un cuarto de un senoide entre 0 y $\pi/2$ de manera que la distribución de amplitud va aumentando de forma monótona. Los pulsos simétricos de corriente bifásica pueden usarse para muestrear la forma de la onda de la señal. La velocidad de pulso de la secuencia de muestreo específica del canal puede estar entre 5-10 kpps. Los parámetros de interacción espacial del canal pueden estar basados en un modelo de electrodo único que tiene degradaciones exponenciales de los potenciales a ambos lados del electrodo, teniendo los pulsos correlacionados amplitudes que se calculan usando propiedades de una matriz tri-diagonal. La serie de electrodos multicanal puede estar en un implante coclear, con lo que el factor de ponderación se transmite al implante coclear. Los bits de inicio y parada, y direcciones asociadas con un electrodo pueden transmitirse también al implante coclear.

De acuerdo con otra realización de la invención, los electrodos en una serie de electrodos multicanal se activan usando secuencias de muestreo específicas del canal aplicando una señal acústica a un conjunto de filtros, estando asociado cada filtro en el conjunto de filtros con un canal que tiene un electrodo. Un factor de ponderación se deriva para cada canal basado en la salida de cada filtro del canal. El factor de ponderación se aplica después a una secuencia de muestreo específica para el canal que tiene una duración, amplitud y número de pulsos particulares, creando una secuencia de muestreo ponderada específica para el canal. Cada electrodo del canal se activa simultáneamente usando pulsos correlacionados con signos, estando basados los pulsos correlacionados con signos en la secuencia de muestreo ponderada específica para el canal, compresión no lineal, y parámetros de interacción espacial del canal.

De acuerdo con otras realizaciones relacionadas, los electrodos pueden estimular el nervio acústico. El factor de ponderación puede derivarse rectificando la salida de cada filtro, y determinando después la amplitud máxima de cada semi-onda en la señal rectificada. La serie de electrodos multicanal puede usar una configuración de electrodo monopolar que tiene una toma de tierra remota. Las amplitudes de pulso de la secuencia de muestreo específica para el canal pueden derivarse muestreando una forma de la onda de la señal, tal como la mitad del periodo de un senoide entre 0 y π , o un cuarto de un senoide de manera que la distribución de amplitud aumenta de forma monótona. Los pulsos simétricos de corriente bifásica pueden usarse para muestrear la forma de la onda. Cada filtro del canal puede ser un filtro de paso de banda. La duración y el número de pulsos en la secuencia de muestreo específica para el canal pueden derivarse entonces de la frecuencia central del filtro de paso de banda del canal. Por ejemplo, la duración de la secuencia de muestreo específica para el canal puede ser la mitad del periodo de la frecuencia central del filtro de paso de banda. Los parámetros de interacción espacial del canal pueden estar basados en un modelo de electrodo único que tiene degradaciones exponenciales de los potenciales a ambos lados del electrodo, teniendo los pulsos correlacionados con signos amplitudes determinadas usando propiedades de una matriz tri-diagonal. La serie de electrodos multicanal puede estar en un implante coclear, con lo que el factor de ponderación se transmite al implante coclear. Los bits de inicio y parada, y direcciones asociadas con un electrodo pueden transmitirse también al implante coclear.

De acuerdo con otra realización de la invención, los electrodos se activan simultáneamente en una serie de electrodos multicanal usando secuencias de muestreo específicas del canal. Se usan pulsos correlacionados con signos. Las amplitudes de los pulsos correlacionados con signos se calculan teniendo en cuenta parámetros de interacción espacial del canal. Para calcular las amplitudes de los pulsos correlacionados con signos puede usarse un modelo de electrodo único que tiene degradaciones exponenciales de los potenciales a ambos lados del electrodo. Las amplitudes de los pulsos correlacionados con signos pueden calcularse usando propiedades de una matriz tri-diagonal.

De acuerdo con otra realización de la invención, se definen secuencias de muestreo específicas para el canal que tienen una caracterización descriptiva del pulso. La secuencia de muestreo específica para el canal se usa para activar electrodos en una serie de electrodos multicanal, teniendo un electrodo cada filtro en un conjunto de filtros asociado con un canal. Las amplitudes de pulso de la secuencia de muestreo del canal se derivan muestreando una forma de la onda de la señal. La duración y el número de pulsos de la secuencia de muestreo específica para el canal se derivan de una frecuencia asociada con el filtro del canal.

De acuerdo con otras realizaciones relacionadas, el muestreo es de un semi periodo de un senoide entre 0 y π . El muestreo puede ser también de un cuarto de periodo de un senoide entre 0 y $\pi/2$, de manera que la distribución de amplitud del pulso aumenta de forma monótona. El muestreo puede usar pulsos de corriente bifásica. Cada filtro puede ser un filtro de paso de banda. La duración y el número de pulsos en la secuencia de muestreo específica para el canal pueden derivarse de la frecuencia central del filtro de paso de banda del canal. La duración de la secuencia de muestreo específica para el canal puede ser la mitad del periodo de la frecuencia central del filtro de paso de banda.

En otra realización de la invención, se deriva un factor de ponderación para una secuencia de muestreo específica para el canal, usándose la secuencia de muestreo específica para el canal para activar electrodos en una serie de electrodos multicanal, teniendo un electrodo cada filtro en un conjunto de filtros asociado con un canal. La salida de cada filtro se rectifica, creando una señal de semi-onda rectificada. La amplitud máxima de cada semi-onda en la señal de semi-onda rectificada se determina después.

ES 2 293 921 T3

Breve descripción de los dibujos

Las características anteriores de la invención se entenderán más fácilmente por referencia a la siguiente descripción detallada, tomada con referencia a los dibujos adjuntos, en los que:

La Figura 1 muestra secuencias de muestreo específicas del canal (CSSS) para dos sistemas de 6 canales que utilizan pulsos bifásicos a 10 kpp / y una duración de fase de 25 μ s

- a. derivado de un senoide dentro de $[0 \pi]$
- b. derivado de un senoide dentro de $[0 \pi/2]$, amplitudes que aumentan de forma monótona

La Figura 2 muestra la estimulación con secuencias de muestreo específicas del canal (CSSS)

- a. Señal de salida del filtro del paso de banda (653 Hz - 876 Hz)
- b. Salida del filtro de paso de banda de semi-onda rectificada
- c. Secuencia de estimulación asociada con CSSS

La Figura 3 muestra estimulación con secuencias de muestreo específicas del canal (CSSS)

- a. Señal de salida del filtro de paso de banda (3457 Hz - 5500 Hz)
- b. Salida del filtro de paso de banda de semi-onda rectificada
- c. Secuencia de estimulación asociada con CSSS

La Figura 4 muestra una comparación de los patrones de estimulación entre CSSS y CIS

- a. Señal de salida del filtro de paso de banda (653 Hz - 876 Hz)
- b. Secuencia de estimulación de CSSS
- c. Secuencia de estimulación de CIS (muestreo envolvente con pulsos sencillos a 1,5 kpps)

La Figura 5 muestra una comparación de patrones de estimulación entre CSSS y CIS

- a. Señal de salida del filtro de paso de banda (3457 Hz - 5500 Hz)
- b. Secuencia de estimulación de CSSS
- c. Secuencia de estimulación de CIS (muestreo envolvente con pulsos sencillos a 1,5 kpps)

La Figura 6 muestra distribuciones de potencial estimadas en la rampa timpánica ($\lambda = 3,6$ mm, $d = 2,8$ mm)

- a. Respuestas a la activación de un único canal
- b. Distribuciones de Potencial Eficaz (asteriscos para CIS, círculos para CSSS)

La Figura 7 muestra una comparación de los patrones generales de estimulación entre CSSS y CIS (distancia del electrodo: $d = 2,8$ mm, constante espacial: $\lambda = 3,6$ mm)

- a. CSSS de 6 canales
- b. CIS de 6 canales

Descripción detallada de la invención

Se describe un implante coclear con patrones de estimulación que contienen información temporal potenciada, especialmente en el intervalo de baja frecuencia hasta 1 kHz. Se sabe de la bibliografía que las neuronas son capaces de seguir la trayectoria de sinusoidales eléctricos análogos hasta aproximadamente 1 kHz. Esta capacidad no está explotada en la presente estrategia CIS, ya que la velocidad de muestreo es demasiado baja para representar formas de onda envolventes de alta frecuencia.

La estrategia de estimulación utilizada se basa en secuencias de muestreo específicas del canal (CSSS). La idea básica es aplicar un patrón de estimulación, en el que se conserva una relación particular con las frecuencias centrales

ES 2 293 921 T3

de los canales del filtro, es decir, las frecuencias centrales se representan en las formas de onda temporales de los patrones de estimulación, y no se retiran totalmente, como en CIS.

Cada canal de estimulación está asociado con un CSSS particular, que es una secuencia de pulsos bifásicos a velocidad ultra-alta (típicamente 5-10 kpps). Cada CSSS tiene una longitud definida (número de pulsos) y una distribución de amplitud definida. La longitud de un CSSS se deriva de la frecuencia central del filtro de paso de banda asociado. Un CSSS asociado con un canal de filtro inferior es más largo que un CSSS asociado con un canal de filtro superior. Típicamente, es la mitad del periodo de la frecuencia central. La distribución de amplitud puede ajustarse a las necesidades específicas del paciente. Por comodidad, la amplitud del pulso bifásico máximo dentro de un CSSS se normaliza a uno. Para ilustración, se muestran dos ejemplos para un sistema de 6 canales. En la Figura 1(a), los CSSS se derivan muestreando la mitad de un periodo de un senoide, cuya frecuencia es igual a la frecuencia central del filtro de paso de banda (frecuencias centrales a 440 Hz, 696 Hz, 1103 Hz, 1745 Hz, 2762 Hz, y 4372 Hz). El muestreo se consigue mediante pulsos bifásicos a una velocidad de 10 kpps y una duración de fase de 25 μ s. Para los canales N° 5 y N° 6, la mitad de un periodo de las frecuencias centrales es demasiado corta dando lugar a más de un pulso de estimulación, es decir, las “secuencias” están compuestas por un único pulso, respectivamente. En la Figura 1(b), las secuencias se derivan muestreando un cuarto de un senoide con una frecuencia, que es la mitad de la frecuencia central de los filtros de paso de banda. Estos CSSS tienen aproximadamente las mismas duraciones que los CSSS en la Figura 1(a), respectivamente, aunque la distribución de amplitud aumenta de forma monótona. Dichas distribuciones monótonas pueden ser ventajosas, porque cada pulso de la secuencia puede estimular teóricamente neuronas en sitios que no pueden ser alcanzados por sus predecesores. Esto es un puro efecto “geométrico”, y podría dar como resultado posiblemente una distribución temporal más amplia del patrón de estimulación de las neuronas.

Un ejemplo de un patrón de estimulación basado en CSSS se representa en la Figura 2 para un segmento de habla sonoro. Para razones de claridad, la influencia de la interacción espacial del canal no se tiene en cuenta aquí. Además, y en el siguiente texto, la compresión no lineal instantánea se omite por comodidad, sin embargo se es consciente de que dicha conversión es necesaria para los patrones de estimulación reales. La Figura 2(a) muestra la salida de un filtro de paso de banda (frecuencias de corte a 553 Hz y 876 Hz). La Figura 2(b) ilustra la versión de semi-onda rectificadas de la señal. En la Figura 2(c), cada pulso de semi-onda se sustituye por un CSSS, en el que la amplitud del pulso máximo dentro de cada CSSS es igual al máximo del pulso de semi-onda asociado. De esta manera, la Figura 3 representa una secuencia de CSSS ponderados y desplazados temporalmente. El CSSS usado para este ejemplo es igual al CSSS en la Figura 1(a) para el canal CH2, y por comodidad, cada pulso bifásico se representa como una única línea vertical.

Un ejemplo de un patrón de estimulación basado en CSSS para un canal de mayor frecuencia se muestra en la Figura 3 (el segmento de habla de entrada es el mismo que para la Figura 2, la interacción espacial del canal tampoco se tiene en cuenta en esta ocasión). El filtro de paso de banda aquí selecciona un intervalo entre 3475 Hz y 5500 Hz. Con una frecuencia central de 4273 Hz, el periodo es de 229 μ s, y muestreando la mitad de este periodo da lugar a un único pulso (cf. el CSSS como se muestra en la Figura 1 para el canal CH5). Aquí, el muestreo envolvente se reduce a un muestreo con pulsos sencillos a una velocidad igual a aproximadamente la frecuencia central de 4273 Hz.

En la Figura 4 las secuencias de estimulación del nuevo procedimiento se comparan directamente con las secuencias CIS correspondientes a 1,5 kpps. La secuencia basada en CSSS en la Figura 4(b) representa claramente la estructura temporal fina más la información de la envolvente de la salida de paso de banda mostrada en la Figura 4(a), mientras que el patrón CIS en la Figura 4(c) se obtiene muestreando la envolvente y, de esta manera, se retira cualquier estructura temporal fina. En un canal de estimulación a mayores frecuencias, las Figuras 5(b) y (c) se derivan por muestreo envolvente con pulsos sencillos. Sin embargo, en este intervalo de frecuencia, las neuronas sólo son capaces de seguir la trayectoria de la señales envolventes, pero no pueden seguir la propia frecuencia de estimulación. La diferencia entre las trazas 2 y 3 es la velocidad de muestreo, que es considerablemente menor para CIS.

Para la implementación práctica del nuevo procedimiento de estimulación como se ha descrito anteriormente es necesario utilizar técnicas de estimulación simultánea. El muestreo intercalado como se emplea en CIS no es práctico aquí, ya que esto requeriría pulsos de estimulación con una duración de fase de sólo unos pocos microsegundos.

En lo siguiente, se resumen los mecanismos más importantes de interacción de canales implicados con implantes cocleares.

Interacción de canales

En principio, la interacción de canales en relación con estrategias de estimulación pulsátiles ocurre como un efecto espacial y temporal. La interacción temporal podría separarse además en interacción “física” y “fisiológica”.

a. Interacción espacial de canales

La interacción espacial de canales significa que hay un solapamiento geométrico considerable de campos eléctricos en la locación del tejido nervioso excitable, si se activan diferentes electrodos de estimulación (situados en la rampa timpánica). De esta manera, no teniendo en cuenta la interacción temporal de canales, pueden activarse las mismas neuronas si se estimulan diferentes electrodos. La estimulación de un electrodo particular contra un electrodo con toma de tierra remota (estimulación monopolar) provoca un potencial eléctrico dentro de la rampa timpánica que

puede describirse en líneas generales mediante dos exponenciales de degradación en ambos lados del electrodo, y la constante espacial (en seres humanos) es típicamente $\lambda = 3,6$ mm, como se describe por Wilson B. S., Finley C. C., Zerbi M., y Lawson D.T., "Speech processors for auditory prostheses", Seventh Quarterly Progress Report, del 1 de febrero al 30 de abril de 1994, NIH Contract N01-DC-2-2401 [en lo que sigue en este documento Wilson *et al.*, 1994].
 Este tipo de interacción de canales se debe en primer lugar a los fluidos conductores y tejidos que rodean la serie de electrodos de estimulación. Una constante espacial similar se obtiene también por simulación, si se supone un modelo sencillo de una cóclea compuesto exclusivamente por resistores óhmicos, como se describe por Kral A., Hartmann R., Mortazavi D., y Klinke R., "Spatial resolution of cochlear implants: the electrical field and excitation of auditory afferents", Hearing Research 121, pág. 11-28, (1998). Este modelo permite un cómputo cuantitativo aproximado de los potenciales eléctricos dentro de la rampa timpánica, así como en la posición de neuronas excitables.

b. Interacción temporal física de canales

La interacción temporal física de canales significa que las propiedades eléctricas de un pulso de estimulación en el tejido nervioso se ven influidas por su predecesor, por ejemplo, debido a la carga residual almacenada en el tejido y en las capacitancias de membrana de las neuronas. La interacción temporal física se suprime en gran medida usando pulsos bifásicos simétricos de estimulación. La mayor parte de la carga suministrada al tejido excitable durante la primera fase de un pulso de estimulación se retira durante la segunda. Sin embargo, como el tejido muestra algún comportamiento capacitivo, queda alguna carga residual después del final del pulso de estimulación y posiblemente puede influir al pulso de estimulación posterior. Teóricamente, los pulsos trifásicos (con carga neta cero) ayudarían a reducir adicionalmente la interacción temporal física de los canales.

c. Interacción temporal fisiológica de canales

La interacción fisiológica se refiere a los efectos asociados con las propiedades refractarias de las neuronas. Siguiendo a Wilson *et al.*, 1994, una función de recuperación $r(t)$ puede definirse como

$$r(t) = 0, \quad \text{para } t < a, \text{ y}$$

$$r(t) = 1 - \exp\left(-\frac{t-t_a}{\tau}\right), \quad \text{para } t > t_a, \quad (1)$$

con un periodo refractario absoluto $t_a = 700 \mu s$, y una constante temporal $\tau = 1250 \mu s$ para el periodo refractario relativo. Por ejemplo, si se aplican dos pulsos de estimulación supra-umbral, y el segundo pulso cae dentro del periodo refractario absoluto después del primero, no puede suscitarse potencial de acción adicional. Si el segundo pulso ocurre durante el periodo refractario relativo, es necesaria una amplitud potenciada para generar un potencial de acción.

La influencia de la interacción temporal fisiológica sobre el entendimiento del habla se investiga actualmente en diversos centros de investigación por todo el mundo. Por el momento, parece que la similitud entre los patrones de excitación neural debido a estimulación eléctrica y patrones de excitación natural puede potenciarse, si se emplean tasas de estimulación muy altas (> 3 kpps por canal, como se describe por Matsuoka A. J., "Compound action potentials evoked by electrical pulse trains: effects of stimulus parameters on response patterns", tesis en la universidad de Iowa, (julio de 1998), que se incorpora a este documento como referencia. Las altas velocidades pueden mimetizar el ruido de la membrana (actividad espontánea) y mantener así diferentes neuronas en diferentes estados refractarios. Si este es el caso, puede esperarse que los patrones del conjunto del habla reflejen la envolvente de amplitud modulada de secuencias de pulso eléctrico hasta frecuencias considerablemente mayores y, de esta manera, puede proporcionarse más información temporal al cerebro.

Consideración de la interacción espacial del canal

En la estrategia CIS, la influencia de la interacción espacial del canal se reduce empleando pulsos que no solapan en el tiempo (muestreo intercalado). La conductividad en la rampa timpánica conduce aquí a una difusión considerable y a una descentralización del campo eléctrico en el sitio del tejido excitable. Sin embargo, ocurre un efecto adicional, si se considera la estimulación simultánea de dos o más electrodos contra un electrodo con toma de tierra remota. Aquí la conductividad representa un cambio de conductancia entre electrodos activos, que en general da como resultado una mezcla temporal de superposición de campos eléctricos constructivos y destructivos en la posición de las neuronas. Por ejemplo, si dos canales de estimulación simultáneos producen corrientes con iguales amplitudes, pero señales diferentes, la mayor parte de la corriente fluirá a través del derivador de conductancia y no alcanzará las neuronas pretendidas. Este efecto adicional puede retirarse, si se emplean pulsos "correlacionados con signos". Correlacionado con signos en este documento significa que las señales de las fases de pulsos de estimulación simultáneos son iguales. Esto asegura que la suma de las magnitudes de las corrientes de estimulación individuales se fuerza a fluir hacia el electrodo de referencia. De esta manera, en el sitio de las neuronas excitables, sólo es posible la superposición constructiva de corrientes.

La inyección de una corriente mediante un único electrodo activo en la rampa timpánica provoca una tensión particular en el tejido justo al lado del electrodo (medido contra el electrodo de referencia remoto), y una degradación exponencial a ambos lados del electrodo. La constante espacial típicamente es $\lambda = 3,6$ mm, como se describe por Wilson *et al*, 1994. Suponiendo un sistema óhmico lineal y puro, la inyección de corrientes en más de un electrodo provoca una superposición de las distribuciones de potencial debido a las corrientes individuales.

La idea aquí es modificar las corrientes de estimulación de manera que al menos los potenciales en la posición de los electrodos sean iguales que en el caso de una única estimulación de canal. Suponiendo que hay N canales, las amplitudes de corriente x_n ($n = 1 - N$) para el canal único (no simultáneo) y las amplitudes y_n ($n = 1 - N$) para canales simultáneos están relacionadas por el siguiente conjunto de ecuaciones lineales:

$$\begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ \dots \\ x_{N-2} \\ x_{N-1} \\ x_N \end{pmatrix} = \mathbf{H} \begin{pmatrix} y_1 \\ y_2 \\ y_3 \\ \dots \\ y_{N-2} \\ y_{N-1} \\ y_N \end{pmatrix}, \quad (2)$$

donde la Matriz H es

$$\mathbf{H} = \begin{pmatrix} 1 & e^{-\frac{d}{\lambda}} & e^{-\frac{2d}{\lambda}} & \dots & e^{-\frac{(N-3)d}{\lambda}} & e^{-\frac{(N-2)d}{\lambda}} & e^{-\frac{(N-1)d}{\lambda}} \\ e^{\frac{d}{\lambda}} & 1 & e^{-\frac{d}{\lambda}} & \dots & e^{-\frac{(N-4)d}{\lambda}} & e^{-\frac{(N-3)d}{\lambda}} & e^{-\frac{(N-2)d}{\lambda}} \\ e^{\frac{2d}{\lambda}} & e^{\frac{d}{\lambda}} & 1 & \dots & e^{-\frac{(N-5)d}{\lambda}} & e^{-\frac{(N-4)d}{\lambda}} & e^{-\frac{(N-3)d}{\lambda}} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ e^{-\frac{(N-3)d}{\lambda}} & e^{-\frac{(N-4)d}{\lambda}} & e^{-\frac{(N-5)d}{\lambda}} & \dots & \dots & e^{-\frac{d}{\lambda}} & e^{-\frac{2d}{\lambda}} \\ e^{-\frac{(N-2)d}{\lambda}} & e^{-\frac{(N-3)d}{\lambda}} & e^{-\frac{(N-4)d}{\lambda}} & \dots & 1 & e^{-\frac{d}{\lambda}} & e^{-\frac{d}{\lambda}} \\ e^{-\frac{(N-1)d}{\lambda}} & e^{-\frac{(N-2)d}{\lambda}} & e^{-\frac{(N-3)d}{\lambda}} & \dots & e^{\frac{d}{\lambda}} & 1 & e^{\frac{d}{\lambda}} \\ e^{-\frac{(N-1)d}{\lambda}} & e^{-\frac{(N-2)d}{\lambda}} & e^{-\frac{(N-3)d}{\lambda}} & \dots & e^{\frac{2d}{\lambda}} & e^{\frac{d}{\lambda}} & 1 \end{pmatrix}, \quad (3)$$

Los coeficientes de la matriz H reflejan la interacción espacial del canal. Un coeficiente en la fila i y columna j describe la fracción del potencial del canal único provocado por el electrodo N° j en la posición de electrodo N° i.

Para amplitudes dadas x_n , se deduce

$$\begin{pmatrix} y_1 \\ y_2 \\ y_3 \\ \dots \\ y_{N-2} \\ y_{N-1} \\ y_N \end{pmatrix} = \mathbf{H}^{-1} \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ \dots \\ x_{N-2} \\ x_{N-1} \\ x_N \end{pmatrix}, \quad (4)$$

donde \mathbf{H}^{-1} es la matriz inversa de H. Afortunadamente, la matriz \mathbf{H}^{-1} en general es una matriz tri-diagonal con elementos que no son cero sólo en las diagonales cercanas principales, superior e inferior (véase el Apéndice).

ES 2 293 921 T3

Se muestra un ejemplo en la Figura 6 para seis electrodos ($N = 6$). El eje-x se normaliza a una distancia $d = 2,8$ mm entre los electrodos, es decir, los electrodos están en las posiciones 1 a 6. Se supone una constante espacial $\lambda = 3,6$ mm. El eje-y se normaliza al potencial de electrodo máximo N° 4 en la posición 4. La Figura 6(a) representa las distribuciones de tensión individual en la rampa timpánica como respuestas a corrientes de electrodo individuales a diferentes amplitudes.

Para CIS, los electrodos se activan secuencialmente, y de esta manera, cada uno de la distribución de potencial individual se aplica durante la duración de una fase de pulso. Suponiendo una velocidad de repetición de pulso de 1,5 kppulsos/s por cada canal, el tiempo global necesario para presentar las seis distribuciones es de $666 \mu s$, que es justo aproximadamente la duración del periodo refractario absoluto ($t_a = 700 \mu s$). Esto permite la siguiente aproximación preliminar: para CIS, debido a la interacción fisiológica de los canales, el patrón de estimulación “eficaz” es el contorno de las distribuciones de potencial individual, como se muestra en la Figura 6(b), (asteriscos).

Para la Figura 6(b) (círculos), se computan las amplitudes y_n ($n = 1-6$) para estimulación simultánea mediante (4). Como se exige, los potenciales coinciden en las posiciones del electrodo. Obviamente, los picos obtenidos tomando el contorno de las distribuciones no simultáneas de potencial CIS son más pronunciados que con CSSS. Desafortunadamente, no todas las distribuciones de amplitud $x_n > 0$ producen soluciones y_n con elementos positivos para todos los n . Esto está en contradicción con el principio de “correlación de signos”, y requiere computar un vector modificado y'_n , que sólo contiene elementos no negativos (véase el Apéndice).

Para el sistema CSSS, Figura 7(a), las secuencias de muestreo envolvente para cada canal se eligen como se muestra en la Figura 1(a). Para obtener las señales de estimulación reales para cada canal, se tiene en cuenta la interacción espacial del canal. Como era de esperar, el patrón de estimulación refleja la estructura temporal fina. En particular, la frecuencia central del canal N° 2 se representa en la forma temporal de la onda. Puede observarse lo que se denomina “efecto agujero”: si electrodo N° 2 no está activo, es decir, si la salida del canal de filtro N° 2 es negativa, entonces otros máximos espectrales no se enmascaran (debido a la interacción espacial del canal) y aparecen en la forma de la onda.

El sistema CIS, Figura 7(b), se basa en una velocidad de muestreo global de 10 kpps, que da como resultado una velocidad de 1667 pps por canal para el sistema de 6 canales. La detección envolvente para cada canal se consigue con un rectificador de onda completa y un filtro de paso bajo con una frecuencia de corte de 400 Hz (filtro Butterworth de 2° orden), respectivamente. Obviamente, se muestrea y se presenta la señal envolvente, pero la estructura temporal fina se pierde.

Implementación de un sistema de implante coclear basado en CSSS

Aunque está basado en una estimulación altamente sincrónica, el procedimiento CSSS es muy adecuado para una implementación en un sistema de implante coclear práctico. La velocidad de transferencia de información desde el procesador del habla al implante puede mantenerse comparativamente baja. Un ejemplo de una base de datos para un sistema CSSS de 12 canales se muestra en la Tabla 1.

Una base de datos está compuesta por 16 bits, incluyendo bits de INICIO y PARADA. Los dos bits especiales SPEC1 y SPEC0 representan un canal de información de velocidad baja y se usan para la inicialización del implante. Al implante se le suministran permanentemente datos que definen las distribuciones de amplitud y determinan la velocidad de repetición de los CSSS normalizados, así como datos que definen los niveles de la corriente de referencia para cada canal. Estos datos se almacenan en memorias de implante particulares. Además, se transmiten bits de seguridad (por ejemplo, para comprobación de redundancia cíclica (CRC)). Obsérvese que para un funcionamiento apropiado del implante, la información que define los CSSS normalizados y los niveles de la corriente de referencia teóricamente tienen que transmitirse solo una vez.

ES 2 293 921 T3

TABLA 1

Base de datos

5
10
15
20
25
30
35

Nº de Bit	Definición
1	INICIO
2	ADD3
3	ADD2
4	ADD1
5	ADD0
6	W7
7	W6
8	W5
9	W4
10	W3
11	W2
12	W1
13	W0
14	SPEC1
15	SPEC0
16	PARADA

Los cuatro bits de dirección ADD3-ADD0 definen la dirección del canal, y los bits W7-W0 el factor de ponderación de los CSSS asociados. La velocidad de repetición de los CSSS es comparativamente baja, especialmente en los canales de baja frecuencia. No es necesario transmitir las amplitudes de los pulsos individuales de velocidad ultra-alta, ya que las distribuciones de amplitud ya están almacenadas en el implante.

Suponiendo un intervalo de análisis de entrada entre 350 Hz - 5500 Hz para un sistema de 12 canales, y un espaciado logarítmico del intervalo del filtro de paso de banda, da como resultado frecuencias centrales de 393 Hz, 494 Hz, 622 Hz, 782 Hz, 983 Hz, 1237 Hz, 1556 Hz, 1958 Hz, 2463 Hz, 3098 Hz, 3898 Hz, y 49036 Hz. De esta manera, la velocidad de repetición de CSSS media es igual a la suma de las frecuencias centrales, es decir, $R_{\text{CSSS}} = 22386$ Hz. Esto es igual a la velocidad de repetición media de la base de datos, $R_{\text{base de datos}}$. La velocidad de bit global medio resultante es $R_{\text{bit}} = 16R_{\text{base de datos}} = 358$ kbit/s. De esta manera, una velocidad de bit de 600 kbit/s para un implante coclear práctico es suficiente para transferir la información completa. Sin embargo, esta es una velocidad moderada comparada con el caso, si cada pulso de estimulación tuviera que definirse independientemente. Aquí, suponiendo una velocidad marco de 10 kpps de pulsos de estimulación simultáneos y una base de datos de 16 bit por pulso, resulta una velocidad de global de 1920 kbit/s. Dicha velocidad de bit es casi imposible de alcanzar con un sistema de enlace inductivo a un consumo de energía razonable.

Dentro del implante, la corrección de las amplitudes debido a la interacción espacial del canal tiene que realizarse para cada marco de estimulación simultáneo.

Sumario

En resumen, el procedimiento CSSS de estimulación puede resumirse de la siguiente manera.

(1) Para la estimulación, se usa una serie de electrodos multicanal dentro de la rampa timpánica y un electrodo con toma de tierra remota (configuración de electrodo monopolar). La estimulación básica de la forma de la onda es un pulso bifásico, simétrico.

(2) La estimulación implica la activación simultánea de electrodos en la rampa timpánica empleando pulsos correlacionados con signos. Correlacionado con signos significa que si dos o más pulsos ocurren simultáneamente en diferente electrodos, las fases positiva y negativa son absolutamente sincrónicas en el tiempo.

ES 2 293 921 T3

(3) Las amplitudes de los pulsos correlacionados con signos se estiman teniendo en cuenta parámetros de interacción espacial del canal. Suponer que un único electrodo provoca degradaciones exponenciales de los potenciales a ambos lados del electrodo permite un cálculo computacionalmente eficaz de las amplitudes de pulso, ya que está implicada una matriz tri-diagonal.

(4) Procesar la señal acústica implica un conjunto de filtros para separar el intervalo de audio frecuencia (similar a CIS). De acuerdo con la organización tonotópica de la rampa timpánica, cada filtro de paso de banda está asociado con un electrodo de estimulación.

(5) Cada canal de estimulación está asociado con una secuencia de muestreo normalizada específica para el canal (CSSS) de pulsos de velocidad ultra-alta. Típicamente, se emplean velocidades entre 5-10 kpps. Para cada canal, el CSSS tiene diferente longitud y diferente distribución de amplitud. La amplitud máxima de un CSSS normalizado es uno.

(6) La longitud de un CSSS se deriva de la frecuencia central del filtro de paso de banda asociado. Típicamente, es la mitad del periodo de la frecuencia central. Por ejemplo, una frecuencia central de paso de banda de 500 Hz da como resultado una longitud de CSSS de 1 ms que comprende 10 pulsos, (suponiendo una velocidad ultra-alta de 10 kpps).

(7) La distribución de amplitud de un CSSS se elige para rendimiento óptimo con respecto a minimizar el ruido de la membrana. Se mantendrán tantas neuronas como sea posible en diferentes estados refractarios.

Aunque se han descrito diversas realizaciones ejemplares de la invención, resultará evidente para los especialistas en la técnica que pueden hacerse diversos cambios y modificaciones que conseguirán algunas de las ventajas de la invención sin alejarse del verdadero alcance de la invención. Se pretende cubrir estas y otras modificaciones obvias mediante las siguientes reivindicaciones.

Apéndice

El producto matricial (2) puede verse como un *producto de convolución* de una secuencia infinita h_n y una secuencia y_n , con elementos que no son cero sólo en las posiciones $n = 1, 2, \dots, N$, es decir,

$$x_n = h_n * y_n,$$

(A1)

donde la secuencia h_n se da mediante

$$h_n = \alpha^n u_n + \alpha^{-n} u_{-n-1}.$$

(A2)

La función u_n es la etapa unitaria, es decir, $u_n = 1$ para $n \geq 0$, y $u_n = 0$ para $n < 0$. La secuencia h_n representa una respuesta de impulso infinito (IIR) con degradaciones exponenciales a ambos lados del origen ($|\alpha| < 1$). La transformada z se da mediante

$$H(z) = \frac{1}{(1 - \alpha z^{-1})} + \frac{-1}{(1 - \alpha^{-1} z^{-1})},$$

(A3)

que puede expresarse como

$$H(z) = \frac{\left(\alpha + \frac{1}{\alpha}\right)}{\left(z^{+1} - \left(\alpha + \frac{1}{\alpha}\right) + z^{-1}\right)}.$$

(A4)

ES 2 293 921 T3

La transformación de (A1) en el dominio z produce

$$\mathbf{X}(z) = \mathbf{H}(z)\mathbf{Y}(z),$$

(A5)

y de modo que

$$\mathbf{Y}(z) = \mathbf{H}^{-1}(z)\mathbf{X}(z).$$

(A6)

Insertando (A4) se obtiene

$$\mathbf{Y}(z) = \frac{1}{\left(\alpha + \frac{1}{\alpha}\right)} \left(z^{+1} - \left(\alpha + \frac{1}{\alpha}\right) + z^{-1}\right) \mathbf{X}(z).$$

(A7)

La transformada- z inversa produce inmediatamente

$$y_n = \frac{1}{\left(\alpha + \frac{1}{\alpha}\right)} (\delta_{n+1} - \left(\alpha + \frac{1}{\alpha}\right) \delta_n + \delta_{n-1}) * x_n,$$

(A8)

donde δ_n es el impulso unitario, es decir, $\delta_n = 1$ para $n = 0$, y $\delta_n = 0$ en cualquier otro caso. El primer término del producto de convolución (A8) es una respuesta de impulso finito (FIR). La ecuación (A8) puede expresarse como

$$y_n = \frac{1}{\left(\alpha + \frac{1}{\alpha}\right)} (x_{n+1} - \left(\alpha + \frac{1}{\alpha}\right) x_n + x_{n-1}),$$

(A9)

que es un conjunto de ecuaciones lineales. Para calcular y_n en las posiciones $n = 1$ y $n = N$ es necesario conocer las amplitudes x_0 y x_{N+1} . Como la secuencia y_n puede tener elementos que no son cero únicamente en las posiciones $n = 1, 2, \dots, N$, se deduce con (A1)

$$x_0 = y_1 \alpha + y_2 \alpha^2 + \dots + y_N \alpha^N = \alpha (y_1 + y_2 \alpha^1 + \dots + y_N \alpha^{N-1}) = \alpha x_1,$$

(A10)

y de forma similar

$$x_{N+1} = y_1 \alpha^N + y_2 \alpha^{N-1} + \dots + y_N \alpha = \alpha (y_1 \alpha^{N-1} + y_2 \alpha^{N-2} + \dots + y_N) = \alpha x_N$$

(A11)

ES 2 293 921 T3

Insertando x_0 y x_{N+1} en (A9) para $n = 1$ y $n = N$ permite escribir (A9) como una ecuación matricial, y la matriz necesariamente tiene que ser idéntica a la matriz inversa de H :

$$\begin{pmatrix} y_1 \\ y_2 \\ y_3 \\ \dots \\ y_{N-2} \\ y_{N-1} \\ y_N \end{pmatrix} = \mathbf{H}^{-1} \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ \dots \\ x_{N-2} \\ x_{N-1} \\ x_N \end{pmatrix},$$

(A12)

donde la matriz \mathbf{H}^{-1} es una matriz tri-diagonal dada mediante

$$\mathbf{H}^{-1} = \begin{pmatrix} b_0 & -a & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ -a & b & -a & \dots & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -a & b & \dots & 0 & 0 & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & b & -a & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \dots & -a & b & -a \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & -a & b_0 \end{pmatrix},$$

(A13)

con coeficientes

$$b_0 = \frac{1}{\left(\frac{1}{\alpha} - \alpha\right)} \frac{1}{\alpha},$$

$$b = \frac{1}{\left(\frac{1}{\alpha} - \alpha\right)} \left(\alpha + \frac{1}{\alpha}\right), \text{ y}$$

$$a = \frac{1}{\left(\frac{1}{\alpha} - \alpha\right)}.$$

(A14)

Debe mencionarse que el análisis puede expandirse simplemente al caso, si la secuencia infinita h_n (A2) es de la forma

$$h_n = \alpha^n u_n + \beta^{-n} u_{-n-1},$$

(A15)

es decir, las degradaciones exponenciales son diferentes para $n > 0$ y $n < 0$ ($|\alpha| < 1$, $|\beta| < 1$).

ES 2 293 921 T3

En lo que sigue, se supone que para un vector x_n dado, con $x_n > 0$ para todo n ($n = 1, 2, \dots, N$), la ecuación (3) produce un vector y_n que contiene elementos negativos en las posiciones k , es decir, $y_k < 0$. Los elementos negativos significan amplitudes de corriente negativas, que están en contradicción con el principio de correlación de signos y, por lo tanto, tienen que evitarse.

Un procedimiento para manejar dicho caso es calcular un nuevo vector y'_n , donde los elementos en las posiciones k se ajustan a cero, es decir, $y'_{n=k} = 0$. Esta restricción requiere un vector de entrada modificado x'_n . En el procedimiento propuesto, x'_n difiere del vector X_n sólo en las posiciones k y permanece sin cambiar en el resto, es decir, $x'_{n \neq k} = x_{n \neq k}$ y $x'_{n=k} \neq x_{n=k}$.

Se reivindica que las condiciones

$$y'_{n=k} = 0, \text{ y } x'_{n \neq k} = x_{n \neq k}$$

(A16)

producen una solución definitiva para el vector x'_n en todas las posiciones.

Para probar esta reivindicación para un patrón arbitrario de k , se buscan “secuencias-cero” de índices cercanos dentro de k de longitud L . Por comodidad, el índice más pequeño dentro de cada secuencia-cero se denomina índice de partida k_0 . Por ejemplo, para $N = 12$, y suponiendo un patrón $k = [1, 2, 5, 6, 7, 10]$, pueden identificarse tres secuencias-cero $[1, 2]$, $[5, 6, 7]$, y $[10]$ con longitudes $L = 2, 3$, y 1 , y los índices de partida son $1, 5$, y 10 , respectivamente. Una secuencia-cero de longitud $L = 1$ se denomina también “secuencia”.

Hay que distinguir dos categorías:

Categoría (1): una secuencia-cero que no contiene índices 1 o N , y

Categoría (2): una secuencia-cero que contiene un índice 1 o N .

Para el ejemplo de la secuencia-cero anterior $[1, 2]$ pertenece a la categoría (2), las secuencias-cero $[5, 6, 7]$, y $[10]$ pertenecen a la categoría (1).

ad Categoría (1): aquí, para una secuencia-cero dada, los elementos cercanos con y_n positivo en el intervalo inferior y superior de una secuencia-cero existen en las posiciones $n = k_0 - 1$ y $n = k_0 + L$, respectivamente. Por ejemplo, para $N = 12$ y una secuencia-cero $[5, 6, 7]$, $k_0 = 5$, y $L = 3$, y de esta manera las posiciones cercanas son $n = 4$ y $n = 8$.

Ajustando $y'_{n=k} = 0$ produce el siguiente conjunto de ecuaciones:

$$\begin{aligned} 0 &= -ax'_{k_0-1} + bx'_{k_0} - ax'_{k_0+1} \\ 0 &= \quad \quad -ax'_{k_0} + bx'_{k_0+1} - ax'_{k_0+2} \\ &\dots \quad \quad \quad \dots \\ 0 &= \quad \quad \quad \quad \quad -ax'_{k_0+L-3} + bx'_{k_0+L-2} - ax'_{k_0+L-1} \\ 0 &= \quad \quad \quad \quad \quad -ax'_{k_0+L-2} + bx'_{k_0+L-1} - ax'_{k_0+L}. \end{aligned}$$

(A17)

ES 2 293 921 T3

Los elementos x_{k0-1} y x_{k0+L} , y los coeficientes a y b son conocidos, y de esta manera para $L > 1$, (A17) puede escribirse como

$$\begin{matrix} 5 \\ 10 \\ 15 \end{matrix}
 \begin{pmatrix} x'_{k0} \\ x'_{k0+1} \\ x'_{k0+2} \\ \dots \\ x'_{k0+L-3} \\ x'_{k0+L-2} \\ x'_{k0+L-1} \end{pmatrix} = \frac{1}{a} Q_L^{-1} \begin{pmatrix} x_{k0-1} \\ 0 \\ 0 \\ \dots \\ 0 \\ 0 \\ x_{k0+L} \end{pmatrix}$$

(A18)

con la matriz cuadrada Q_L

$$\begin{matrix} 25 \\ 30 \\ 35 \end{matrix}
 Q_L = \frac{1}{a^2} \begin{pmatrix} b & -a & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ -a & b & -a & \dots & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -a & b & \dots & 0 & 0 & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & b & -a & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \dots & -a & b & -a \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & -a & b \end{pmatrix}$$

(A19)

El número de líneas (y filas) de la matriz Q_L es L ($L > 1$). Obsérvese que las amplitudes x'_k se determinan totalmente mediante las amplitudes "cercanas" x_{k0-1} y x_{k0+L} . En particular, las amplitudes x'_{k0} y x'_{k0+L-1} pueden calcularse con

$$\begin{matrix} 45 \\ 50 \end{matrix}
 \begin{aligned} x'_{k0} &= \frac{c^{(L)}}{a} x_{k0-1} + \frac{d^{(L)}}{a} x_{k0+L}, \text{ y} \\ x'_{k0+L-1} &= \frac{d^{(L)}}{a} x_{k0-1} + \frac{c^{(L)}}{a} x_{k0+L}, \end{aligned}$$

(A20)

donde los coeficientes $c^{(L)}$ y $d^{(L)}$ son los elementos en la esquina superior izquierda y derecha de la matriz Q^{-1} , respectivamente, es decir, en las posiciones de la matriz (1, 1) y (1, L). Para cada longitud L , existe un único par de coeficientes $c^{(L)}$ y $d^{(L)}$. Para $L = 1$, la evaluación de (A17) produce $c^{(1)} = c^{(2)} = \frac{a^2}{b}$. Con (A20), pueden determinarse las amplitudes y'_{k0-1} y y'_{k0+L} :

ES 2 293 921 T3

$$\begin{aligned}
 y'_{k0-1} &= -ax_{k0-2} + bx_{k0-1} - ax'_{k0} = \\
 &= -ax_{k0-2} + (b - c^{(L)})x_{k0-1} - d^{(L)}x_{k0+L}, y
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 y'_{k0+L} &= -ax'_{k0+L-1} + bx_{k0+L} - ax_{k0+L+1} = \\
 &= -d^{(L)}x_{k0-1} + (b - c^{(L)})x_{k0+L} - ax_{k0+L+1}.
 \end{aligned}$$

(A21)

De esta manera, ajustando las amplitudes $y'_k = 0$ para una secuencia-cero se obtiene como resultado una modificación de los elementos en y_n sólo en posiciones que son cercanas a la secuencia-cero. Obsérvese que otros elementos de y_n no se ven afectados. La ecuación (A21) puede implementarse mediante las siguientes etapas:

- (1) sustituir los coeficientes $-a, b, y -a$ en la línea $k0-1$ por $-a, b+c^{(L)}, y -d^{(L)}$,
- (2) sustituir los coeficientes $-a, b, y -a$ en la línea $k0+L$ por $-d^{(L)}, b+c^{(L)}, y -a$,
- (3) suprimir las líneas y filas con índices k de la matriz H^{-1} , y retirar los elementos con índices k del vector x_n .

ad caso (2): si una secuencia-cero contiene el índice 1, las amplitudes modificadas son exponenciales hasta el índice L (cf. (A10)), y pueden derivarse de la amplitud x_{L+1} :

$$\begin{pmatrix} x'_1 \\ x'_2 \\ \dots \\ x'_L \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \alpha^L x_{L+1} \\ \alpha^{L-1} x_{L+1} \\ \dots \\ \alpha x_{L+1} \end{pmatrix}.$$

(A22)

Respecto a la operación matricial, el coeficiente b de la línea $L+1$ de H^{-1} tiene que sustituirse por el coeficiente b_0 . Después todas las líneas y filas con índices k tienen que retirarse, y los elementos de x_n con índices k pueden ignorarse.

Análogamente, si una secuencia-cero contiene un índice N , las amplitudes modificadas son exponenciales para los índices mayores de $k0+L$ y pueden derivarse de la amplitud x_{k0-1} :

$$\begin{pmatrix} x'_{k0} \\ x'_{k0+1} \\ \dots \\ x'_N \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \alpha x_{k0-1} \\ \alpha^2 x_{k0-1} \\ \dots \\ \alpha^L x_{k0-1} \end{pmatrix}.$$

(A23)

Respecto a la operación matricial, el coeficiente b de la línea $k0-1$ de H^{-1} tiene que sustituirse por el coeficiente b_0 . Después todas las líneas y filas con índices k tienen que retirarse, y los elementos de x_n con índices k pueden ignorarse.

Teóricamente, el vector y'_n puede contener de nuevo elementos negativos, aunque la magnitud de los elementos negativos es comparativamente pequeña. Una repetición del procedimiento propuesto podría eliminarlos, aunque en muchos casos, es suficiente sustituir los elementos negativos por ceros y no tener en cuenta el impacto.

Basado en el análisis anterior, puede aplicarse el siguiente procedimiento computacional eficaz para la consideración de interacción del canal en un sistema de N canales.

ES 2 293 921 T3

(1) Calcular y_n por multiplicación de H^{-1} y x_n .

(2) Seleccionar los elementos $Y_{n=k} < 0$ y ajustar $Y_k = 0$.

5 (3) Modificar los elementos de H^{-1} de acuerdo con (A21), (A22), (A23)

(4) Retirar todas las líneas y filas de H^{-1} con índices k , y retirar todos los elementos x_k .

(5) Calcular los elementos y'_n , que son cercanos a las secuencias-cero.

10

Ejemplo

Sea el resultado de la multiplicación matricial $y_n = H^{-1}x_n$ (matriz H^{-1} definida por los coeficientes b_0 , b , y a , para un sistema de 12 canales ($N = 12$) un vector que contiene elementos negativos en las posiciones $k = [1, 2, 6, 7, 9, 10, 11]$. Entonces el vector modificado y'_n es

15

$$y'_n = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ y'_3 \\ y'_4 \\ y'_5 \\ 0 \\ 0 \\ y'_8 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ y'_{12} \end{pmatrix},$$

20

25

30

35

40

(A24)

y los elementos desconocidos se calculan mediante

45

$$\begin{pmatrix} y'_3 \\ y'_4 \\ y'_5 \\ y'_8 \\ y'_{12} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} b_0 & -a & 0 & 0 & 0 \\ -a & b & -a & 0 & 0 \\ 0 & -a & b-c^{(2)} & -d^{(2)} & 0 \\ 0 & 0 & -d^{(2)} & b-c^{(2)}-c^{(3)} & -d^{(3)} \\ 0 & 0 & 0 & -d^{(3)} & b_0-c^{(3)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_3 \\ x_4 \\ x_5 \\ x_8 \\ x_{12} \end{pmatrix}.$$

50

55

(A25)

Obsérvese que el elemento $y'_4 = y_4$, porque la posición $n = 4$ no es cercana a una secuencia-cero. El elemento y'_8 es cercano a dos secuencias-cero. Por lo tanto, el elemento correspondiente en la diagonal principal es $b-c^{(2)}-c^{(3)}$, reflejando la influencia de ambas secuencias-cero. Los coeficientes $c^{(2)}$, $d^{(2)}$ y $c^{(3)}$, $d^{(3)}$ se calculan invirtiendo las matrices Q_2 , y Q_3 , que ellas mismas sólo dependen de los coeficientes a y b .

60

65

REIVINDICACIONES

- 5 1. Un sistema para activar electrodos, incluyendo el sistema una serie de electrodos multi-canal; y un medio estimulador para activar simultáneamente dos o más electrodos en la serie de electrodos usando secuencias de muestreo específicas del canal y pulsos correlacionados con signos, en el que la correlación de signos significa que los signos de las fases de pulsos simultáneos son iguales,
- 10 en el que el medio estimulador calcula las amplitudes de los pulsos correlacionados con signos basándose en parámetros de interacción espacial del canal, **caracterizado** porque calcular las amplitudes de los pulsos correlacionados con signos incluye corregir las amplitudes de manera que hay aún un solapamiento geométrico de los campos eléctricos de cada electrodo.
- 15 2. Un sistema de acuerdo con la reivindicación 1, en el que cada electrodo en la serie de electrodos multi-canal está asociado con una secuencia de muestreo específica para el canal que tiene una duración, amplitud, y número de pulsos predefinidos y en el que el medio estimulador aplica un factor de ponderación a cada secuencia de muestreo específica para el canal para crear una secuencia de muestreo ponderada específica para el canal para cada electrodo en la serie de electrodos, estando basados los pulsos correlacionados con signos, en cada muestreo específico del canal ponderado del electrodo.
- 20 3. Un sistema de acuerdo con la reivindicación 2, que comprende adicionalmente un medio de memoria para almacenar cada secuencia de muestreo específica para el canal.
- 25 4. Un sistema de acuerdo con la reivindicación 2, en el que la secuencia de muestreo específica para las amplitudes del pulso del canal se derivan muestreando una forma de la onda de la señal.
5. Un sistema de acuerdo con la reivindicación 4, en el que la forma de la onda de la señal es la mitad del periodo de un senoide entre 0 y π .
- 30 6. Un sistema de acuerdo con la reivindicación 4, en el que la forma de la onda de la señal es un cuarto del periodo de un senoide entre 0 y $\pi/2$ de manera que la distribución de amplitud del pulso aumenta de forma monótona.
7. Un sistema de acuerdo con la reivindicación 2, en el que la secuencia de muestreo específica para el canal incluye pulsos simétricos de corriente bifásica.
- 35 8. Un sistema de acuerdo con la reivindicación 2, en el que la secuencia de muestreo específica para el canal tiene una velocidad de pulso entre 5-10 kpps.
- 40 9. Un sistema de acuerdo con la reivindicación 2, que comprende adicionalmente un medio procesador del habla para determinar el factor de ponderación para cada secuencia de muestreo específica para el canal.
10. Un sistema de acuerdo con la reivindicación 9, que comprende adicionalmente una conexión de radio frecuencia entre el medio procesador del habla y el medio estimulador.
- 45 11. Un sistema de acuerdo con la reivindicación 9, en el que el medio procesador del habla incluye un conjunto de filtros para recibir una señal eléctrica representativa acústica, estando cada filtro en el conjunto de filtros asociado con uno de los electrodos en la serie de electrodos multicanal y en el que el medio procesador del habla deriva un factor de ponderación para cada electrodo en la serie de electrodos multi-canal desde un filtro de canal asociado.
- 50 12. Un sistema de acuerdo con la reivindicación 11, que comprende adicionalmente un rectificador para rectificar la salida de cada filtro para crear una señal de semi-onda rectificada, en el que el medio procesador del habla determina una amplitud máxima de cada semi-onda en la señal de semi-onda rectificada.
13. Un sistema de acuerdo con la reivindicación 11, en el que cada filtro es un filtro de paso de banda.
- 55 14. Un sistema de acuerdo con la reivindicación 13, en el que la duración y el número de los pulsos en la secuencia de muestreo específica para el canal se deriva de la frecuencia central del filtro de paso de banda del canal.
- 60 15. Un sistema de acuerdo con la reivindicación 14, en el que la duración de la secuencia de muestreo específica para el canal es la mitad del periodo del filtro de paso de la frecuencia central de la banda.
16. Un sistema de acuerdo con la reivindicación 1, en el que la serie de electrodos se dispone en una configuración de electrodo monopolar que tiene una toma de tierra remota.
- 65 17. Un sistema de acuerdo con la reivindicación 1, en el que los parámetros de interacción espacial del canal están basados en un modelo de electrodo único que tiene degradaciones exponenciales de los potenciales a ambos lados del electrodo.

ES 2 293 921 T3

18. Un sistema de acuerdo con la reivindicación 1, en el que el medio estimulador usa propiedades de una matriz tri-diagonal para determinar las amplitudes de los pulsos correlacionados con signos.

5 19. Un sistema de acuerdo con la reivindicación 18 que es un sistema de implante.

20. Un sistema de acuerdo con la reivindicación 1, en el que el sistema incluye un implante coclear capaz de estimular el nervio acústico.

10

15

20

25

30

35

40

45

50

55

60

65

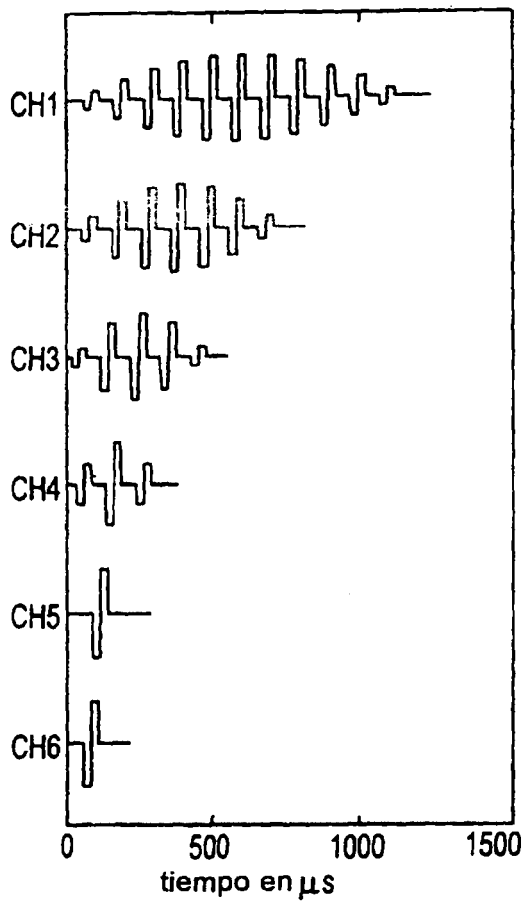


FIG. 1(a)

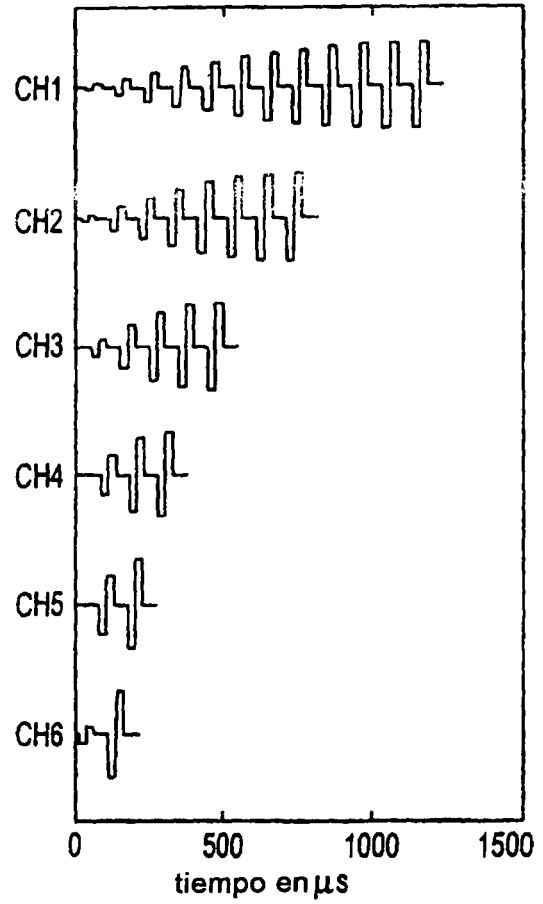


FIG. 1(b)

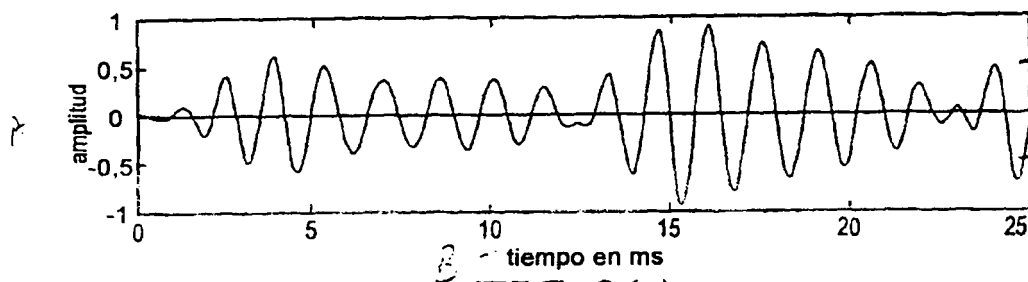


FIG. 2(a)

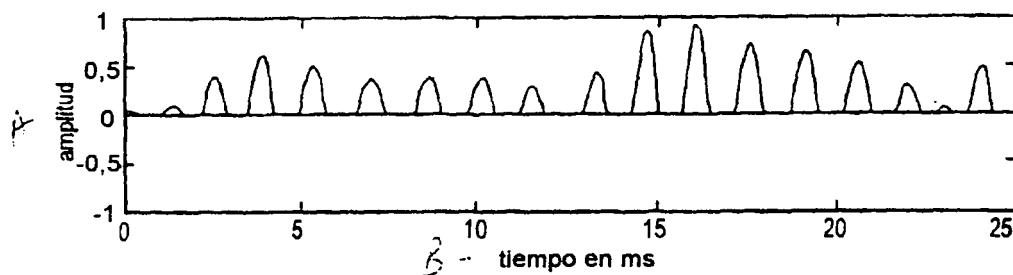


FIG. 2(b)



FIG. 2(c)

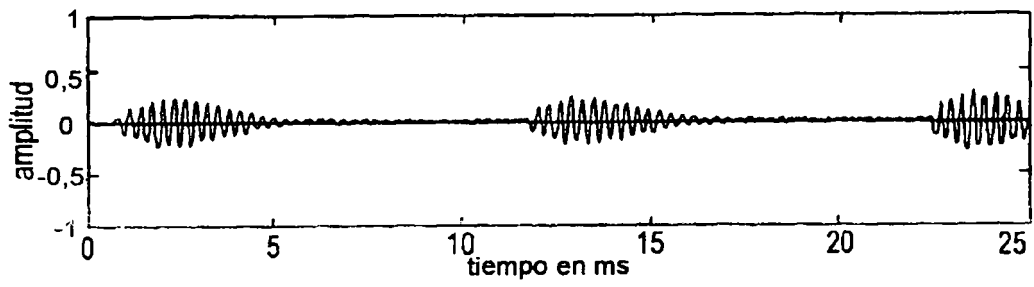


FIG. 3(a)

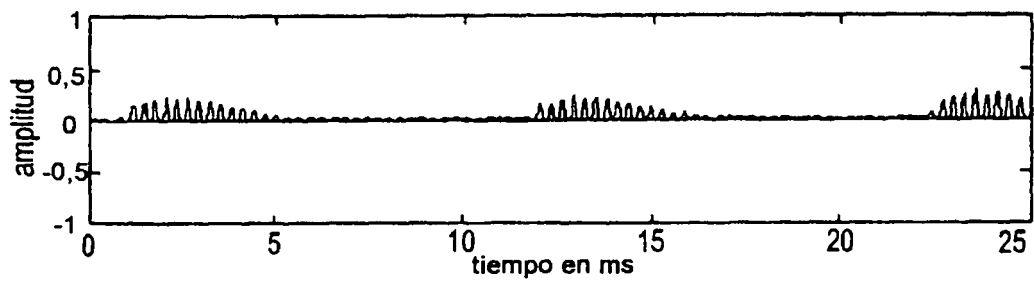


FIG. 3(b)

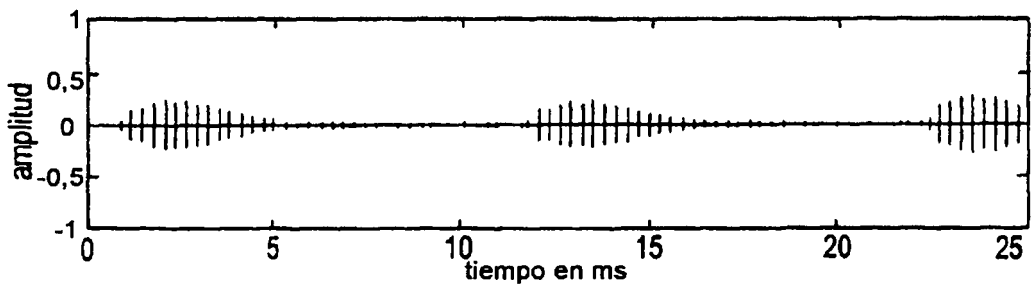


FIG. 3(c)

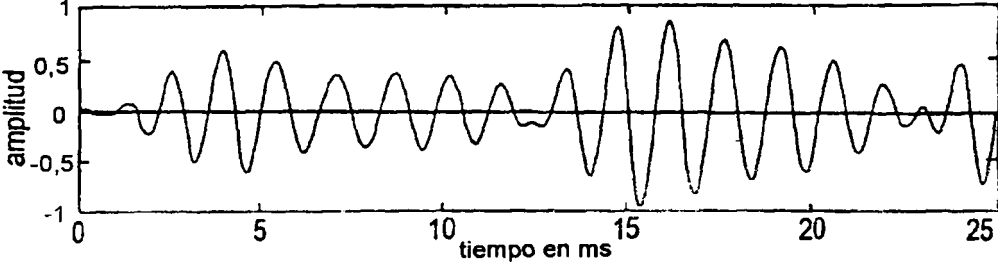


FIG. 4(a)

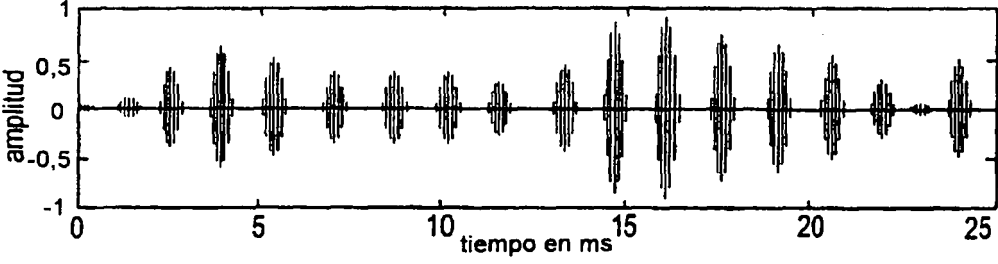


FIG. 4(b)

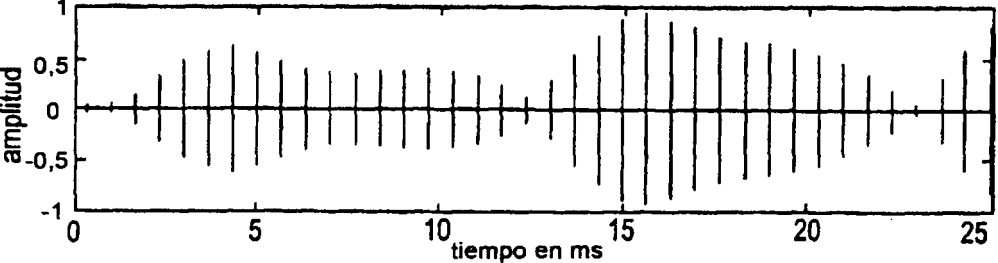


FIG. 4(c)

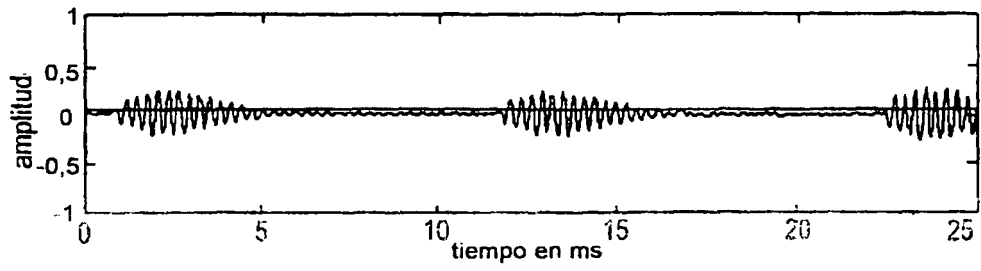


FIG. 5(a)

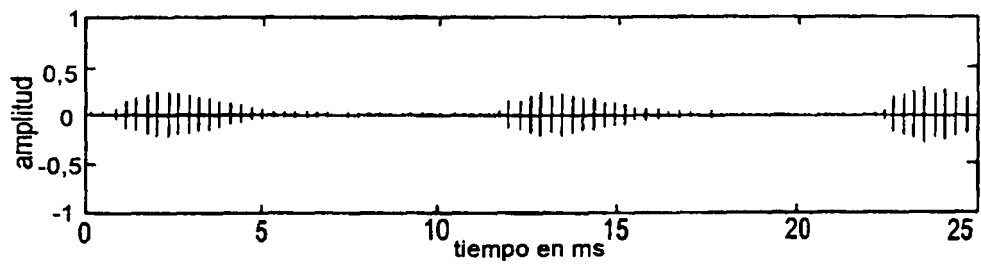


FIG. 5(b)

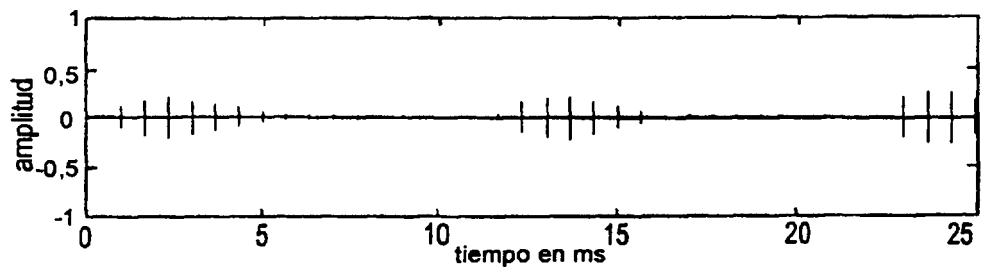


FIG. 5(c)

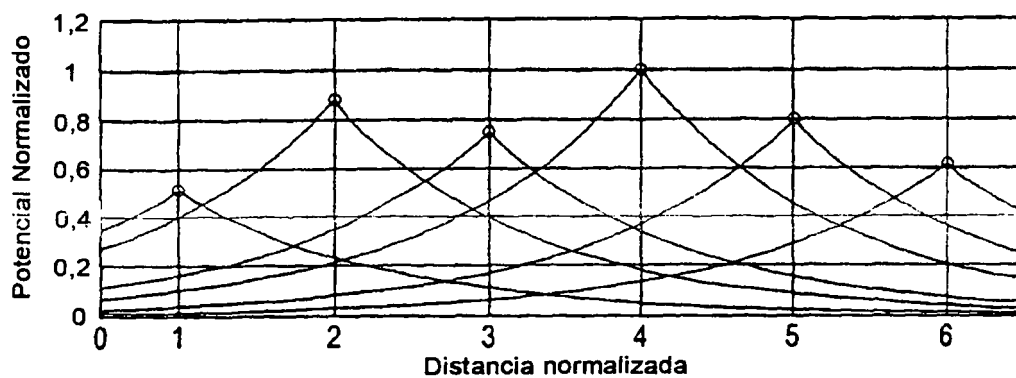


FIG. 6(a)

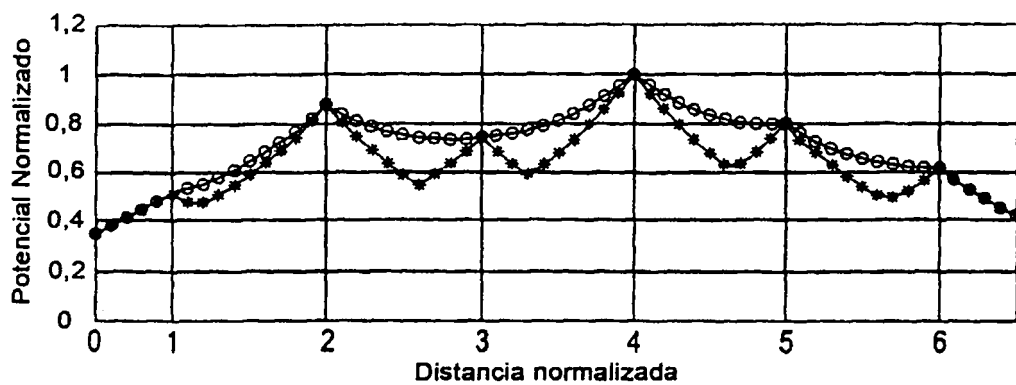


FIG. 6(b)

FIG. 7(a)

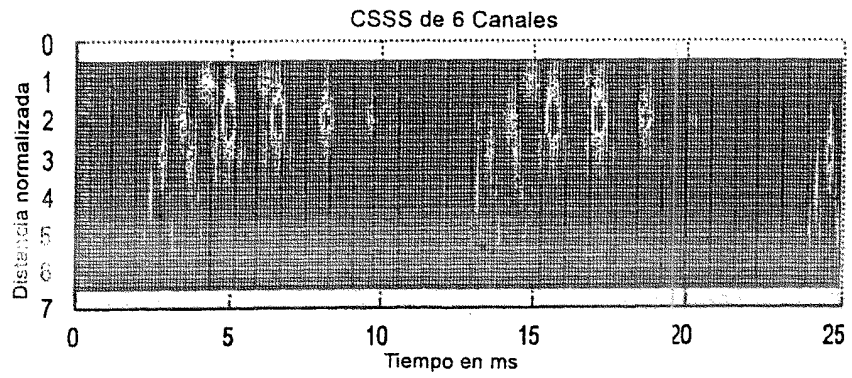


FIG. 7(b)

