

SUPERINTENDENCIA DE INDUSTRIA Y COMERCIO
Rad: 06-054051- -00004-0000
Fec: 2006-09-18 13:54:37 Dep. 2020 NUECREACIONES
Tra. 11 PATENTEIYII
Eve: 379 FASENACIONALII
Act 444 RESPUESTAREQUE Folios: 182

Señores
Superintendencia de Industria y Comercio
División de Nuevas Creaciones
E. S. D.

Ref: Expediente No. 06-054.051

Solicitud de Patente de Invención PCT denominada
"Estimador de Canal Conjugado Basado en Gradaciones"
Solicitante: Zenith Electronics Corporation

Darío Cárdenas Navas, identificado como aparece al pie de mi firma y obrando en mi condición de apoderado de la sociedad Zenith Electronics Corporation, solicitante de la patente de invención PCT mencionada en la referencia, como respuesta al Oficio No. 6725 notificado por fijación en lista el 23 de Junio de 2.006 y cuya prórroga fue solicitada mediante memorial del 22 de Agosto del mismo año, adjunto al presente memorial la traducción de los anexos del reporte de examen preliminar internacional correspondiente a la solicitud arriba mencionada.

Atentamente,



Darío Cárdenas Navas
C.C. 17.066.629 de Bogotá
T. P. 1.250 del Consejo Superior de la Judicatura *L.H.*

AMR/di/Patentes/granal/Rta. Oficio.doc/
F e P.379

- REPORTE DE BUSQUEDA INTERNACIONAL

APLICACION INTERNACIONAL No
PCT/US2004/013462

A CLASIFICACION DE MATERIA DE SUJETO IPC7 H04L25.02 De acuerdo con la clasificación internacional de patente (IPC) o para ambas clasificaciones nacional e IPC		
B ARCHIVOS INVESTIGADOS Máxima documentación investigada (Sistema de Clasificación seguida por los símbolos) IPC7 H04L G06F La documentación buscada aparte de la documentación máxima hasta el punto de que los documentos incluidos están incluidos en los campos buscados Base de datos consultada durante la investigación internacional (nombre de la base de datos, donde es practicable, la investigación de terminus auctor) EPO INTERNAL INSPEC. WPI Data		
C. DOCUMENTOS QUE SE CONSIDERAN RELEVANTES		
CATEGORIA	Citación de documento, con indicación, donde sea apropiado, de las páginas relevantes	RELEVANTE A LA REIVENDICACION No.
1	US 6 647 078 B1 (THOMAS TIMOTHY A ET AL) 1 ABRIL 2004 (2003-11-11) Resumen Columna 9, parágrafo 2	1-24
1	WO 03 036801 A (ZENITH ELECTRONICS CORPORATION) 1 Mayo 2003 (2003-05-01) Resumen Reivindicaciones 1,10	1-24
☒ Documentos adicionales son listados en la caja C. ☒ Ver patentes relacionadas anexas		
* Categorías especiales de los documentos citados "V" documento que define el estado general del arte y que no es considerado de particular relevancia. "E" solicitud anterior o patente publicada en o después de la fecha de solicitud internacional. "I" documento que puede revelar dudas en las reivindicación(es) de prioridad o que es citado para establecer la fecha de publicación o cualquier otra citación o razón especial "O" documento que se refiere a una revelación oral, una exhibición u otros medios "P" documento publicado con anterioridad a la fecha de solicitud internacional pero después de la fecha de la prioridad reivindicada		"T" documento posterior publicado después de la fecha de solicitud internacional o de la fecha de prioridad y que no sea en conflicto con la solicitud pero es citado para entender el principio o teoría que subyace a la invención. "X" documento de relevancia particular, la solicitud de invención no puede ser considerada novedosa o no puede ser considerada con altura inventiva cuando el documento se considera en sí mismo "Y" documento de relevancia particular, la solicitud reivindicada no puede ser (específicamente) considerada con altura inventiva cuando este documento se combina con uno o más documentos, la combinación hace que sea obvio para una persona versada en el arte "Z" documento suembro de la misma familia de patentes.
Fecha en la que se completó efectivamente la búsqueda internacional 9 DE FEBRERO DE 2005		Fecha de envío de la búsqueda internacional 16/02/2005
Nombre y dirección de envío de la ISA Oficina de Patentes Europea, P.B. 5818 Patentaan 2 NL- 2280 HV Rijswijk Tel (+31-70) 340-2040. Tx 31 65) epo nl. Fax (+31-70) 340-3016		Oficial Autorizado Koukourlis, S

De PCT/ISA/210 (Segunda Edición) (Julio 1998)

CATEGORIA		Clasificación de documento, con indicación, donde sea apropiada, de los pasajes relevantes	RELEVANTE A LA REIVINDICACION No.
1		SARKAR T K ET AL: "SOLUCION APROPIADA Y EFICIENTE DE LOS SISTEMAS DE MATRIZ DE HANKEL POR FFT Y LOS METODOS DE GRADIENTE CONJUGADO" CONFERENCIA INTERNACIONAL DE PROCESAMIENTO EN ACUSTICA, HABLA Y SENAL ICASSP DALLAS, ABRIL 6 - 9, 1987 NEW YORK, IEEE, 13 Vol. VOL. 3 CONF. 12 ABRIL 1987 (1987-04), PAGINAS 1835 - 1838. NP006758077 Todo el documento	1-24
2		SONIER A ET AL: "Ecuación de canal con filtro adaptable y el algoritmo gradiente precondicionado conjugado" CIRCUITOS Y SISTEMAS, 1997, ISCAS '97 PROCEDIMIENTOS DE 1997 IEEE SIMPOSIO INTERNACIONAL DE HONGI KONG: 9-12 JUNIO 1997, NEW YORK, NY, U.S.A. IEEE, 13 Vol. 4, 9 Junio 1997 (1997-06-09), paginas 2284-2287. NP010230122 ISBN 0-7803-3583-5 extracto	1-24
3		ZOLYOWSKI M D ET AL: "Gradiente conjugado basado en decisión multicanales canalización retroalimentación para televisión digital" 2002 IEEE SENSOR DE SELECCION Y FILTRO DE PROCEDIMIENTOS DE PROCESAMIENTO DE SENAL MULTICANAL (C.VT. NO. 02EX393) IEEE PISCATAWAY, NJ, U.S.A. 4 Agosto 2002 (2002-08-04), paginas 399-403. NP010615821 ISBN 0-7803-7551-3 extracto	

REPORTE DE BUSQUEDA INTERNACIONAL		APLICACION INTERNACIONAL No	
Instituto de Patentes y Marcas de Colombia		PCT/US2004/014642	
Documento de patente citado En el reporte de la búsqueda	Fecha de publicación	Patente de Miembro de familia	Fecha de Publicación
US 6617078 B1	11-11-2003	NINGUNA	29-05-2003
WO 0106891 A1	01-05-2003	US 2004/009309 A1 WO 0106891 A2	29-05-2003 01-05-2003

TRATADO DE COOPERACIÓN DE PATENTES

PCT

REPORTE DE BÚSQUEDA INTERNACIONAL
(PCT ARTÍCULO 18 y reglas 43 y 44)

Archivo de referencia del solicitante PP03, 0369-WO	Para acciones adicionales Ver forma PCT ISA 220i donde sea aplicable item 5 abajo.	
No. de solicitud internacional PCT/US2004/134642	Fecha de solicitud internacional (día mes año) 18-10-2004	(mas temprana) fecha de prioridad (día mes año) 05.12.2003
Solicitante ZENITH ELECTRONICS CORPORATION		
Del reporte de búsqueda internacional ha sido preparado por la Autoridad de Búsqueda Internacional y se le transmite al solicitante de acuerdo con el Artículo 18. Se envía una copia a la Agencia Internacional. Este reporte de búsqueda internacional consiste de un total de <u>4</u> hojas. ☒ Se acompaña con una copia de cada uno de los documentos de arte anteriores citados en este reporte.		
1. Base del reporte a. En cuanto al idioma, la búsqueda internacional se condujo en base al idioma en que fue entregada la solicitud internacional, al menos de que se indique lo contrario en este item ☐ La búsqueda internacional se condujo en base a una producción de dos solicitud internacional que fue suministrada a esta autoridad (Regla 23.1 (b)). b. ☐ En cuanto a cualquier número y/o secuencia de aminoácidos declarados en la solicitud internacional, ver casillas No. 1. 2. ☐ Algunas reivindicaciones no se pudieron buscar (ver casillas No. II) 3. ☐ Falta unidad en el invento (ver casillas No. III) 4. En cuanto al título, ☐ El texto se aprueba como lo envía el solicitante ☒ Esta autoridad ha establecido que el texto se lee de la siguiente manera: 5. En cuanto al resumen, ☒ El texto se aprueba como lo envió el solicitante ☐ El texto lo ha establecido esta autoridad, de acuerdo con Reglas 38.2 (b), como aparece en la casilla No. IV. El solicitante puede dentro del mes siguiente de la fecha de envío de este reporte de búsqueda internacional remitir comentarios a esta autoridad 6. en relación con los dibujos a. La figura de los dibujos que se publicará con el resumen es la Figura <u>4</u> ☐ Como lo sugiere el solicitante ☐ Porque el solicitante falló al sugerir una figura. ☐ Ninguna de las figuras ☒ Porque esta figura caracteriza mejor el invento b. ☐ Ninguna de las figuras será publicada con el resumen Firma PCT ISA 210 (PRIMERA HOJA)		

25

TRATADO DE COOPERACIÓN DE PATENTES

De la Autoridad de Búsqueda Internacional

PCT

Para: SCHIFF HARDIN LLP Attn. Joike, Trevor B. 6600 Sears Tower Chicago, IL 60606 Estados Unidos de América		NOTIFICACIÓN DEL TRAMITE DEL REPORTE DE BÚSQUEDA INTERNACIONAL Y DE LA OPINIÓN ESCRITA DE LA AUTORIDAD DE BÚSQUEDA INTERNACIONAL, O DE LA DECLARACIÓN (PCT Regla 44.1)	
		Fecha de envío (día/mes/año) 16/02/2005	
Archivo de referencia del solicitante FP03, 0369-WO		Para acciones adicionales ver el parrafo y 4 mas abajo	
No. de solicitud internacional PCT/US2004/034642		Fecha de solicitud internacional (día/mes/año) 18/10/2004	
Solicitante ZENITH ELECTRONICS CORPORATION			

1. ☒ Por medio de la presente se notifica al solicitante que el reporte de búsqueda internacional y la opinión de la Autoridad de Búsqueda internacional ha sido establecida y se transmite con la presente. Presentación de enmiendas y declaraciones bajo el artículo 19: El solicitante, si así lo desea, tiene derecho de hacer enmiendas a las reivindicaciones de la solicitud internacional (ver Regla 46) Cuando? El tiempo límite para entregar dicha enmienda es normalmente de 2 meses a partir del día de trámite del reporte de búsqueda internacional. Donde? Directamente en la agencia WIPO, 34 Chemin des Colombettes, 1211 Ginebra 20, Suiza, Fax 41 22 740 1435 Para instrucciones adicionales mas detalladas ver las notas en la hoja anexa 2. ☐ Por medio de la presente se notifica al solicitante que el reporte de búsqueda internacional no será establecido y que para ese efecto la declaración bajo el artículo 17(2)(a) y la opinión escrita de la Autoridad de Búsqueda Internacional se transmiten a través de la presente. 3. ☐ En cuanto a la protesta por el pago de tasas adicionales bajo la regla 40.2 se le notifica al solicitante que: ☐ La protesta junto con la decisión ha sido transmitida a la agencia internacional junto con la petición del solicitante para remitir los textos de la protesta y de la decisión a la oficina designada. ☐ Aun no se ha tomado ninguna decisión sobre la protesta; se le notificará al solicitante tan pronto se tome una decisión 4. Recordatorios Luego de la fecha de vencimiento 18 meses a partir de la fecha de prioridad, la solicitud internacional será publicada por la Agencia Internacional. Si el solicitante desea evitar o posponer la publicación, una nota del retiro de la solicitud internacional, o de la reivindicación de prioridad, debe llegar a la agencia internacional como se prevé en las reglas 90bis.3. Respectivamente, antes de completarse las preparaciones técnicas para la publicación internacional. El solicitante puede presentar comentarios en una base informal sobre la opinión escrita de la Autoridad de Búsqueda Internacional. La agencia internacional enviará una copia de dichos comentarios a la oficina designada al menos de que un reporte de examen preliminar se haya establecido. Estos comentarios también se pondrán a disposición del público pero no antes del vencimiento de 30 meses a partir de la fecha de prioridad. Dentro de los primeros 19 meses a partir de la fecha de prioridad, pero únicamente con respecto a algunas Oficinas designadas, se debe presentar una demanda para un examen preliminar internacional si el solicitante desea posponer la entrada a la fase nacional hasta 30 meses a partir de la fecha de prioridad(en algunas oficinas incluso más tarde); de lo contrario, el solicitante debe, dentro de los 20 meses siguientes a la fecha de prioridad, ejecutar los actos prescriptos para la entrada a la fase nacional ante las oficinas designadas. Con respecto a las otras Oficinas designadas, el tiempo límite de 30 meses (o más tarde) aplica incluso si ninguna demanda se presenta dentro de los 19 meses. Ver el anexo al formato PCT/IB/301 y, para detalles sobre el tiempo límite aplicable, oficina por oficina ver la guía del solicitante PCT volumen II, Capítulo Nacional o el sitio de Internet de WIPO.	
---	--

Nombre y dirección de correo de la Autoridad de búsqueda Internacional Oficina Europea de Patentes, PB 5818 Patentplan 2 NL-2280 HV Rijswijk Tel. (+31-70) 340-2040, Tx. 31 631 epo nl, Fax (+31-70) 340-3016	Oficial Autorizado Carole Emery
---	--

NOTAS AL FORMATO PCT/ISA/220

La intención de estas Notas es dar instrucciones básicas referentes al archivo de enmiendas bajo el Artículo 19. Las No todas están basadas en los requerimientos del Tratado de Cooperación de Patentes, las Regulaciones de Instrucciones Administrativas bajo el Tratado. En caso de discrepancia entre estas No todas y esos requerimientos, los últimos serán los aplicables. Para más información detallada, ver también la vía del solicitante PCT forma una publicación de wipo.

En estas Notas, "Artículo," "Regla" y "Sección" se refieren a los mencionados en el PCT, las Reglamentación PCT a las Instrucciones Administrativas PCT, respectivamente.

INSTRUCCIONES CONCERNIENTES A LAS ENMIENDAS BAJO EL ARTICULO 19

La solicitud tiene, después de haber recibido el reporte de búsqueda internacional, una oportunidad de hacer de enmiendas a las reivindicaciones de la solicitud internacional. Se debe hacer énfasis en que, como todas las partes de la solicitud internacional (reivindicaciones, descripciones y dibujos) se pueden enmendar durante el procedimiento de examen preliminar internacional, generalmente no hay necesidad de presentar enmiendas de la reivindicación bajo el Artículo 19 excepto donde, por ejemplo, el solicitante quiere que se publique la última con el propósito de protección provisional o porque tiene otras razones para enmendar las reivindicaciones antes de la publicación internacional. Aún más, se debe enfatizar que la protección provisional está disponible únicamente en algunos Estados.

Que partes de la solicitud internacional se pueden enmendar?

Bajo el Artículo 19, únicamente dos reivindicaciones se pueden enmendar.

Durante la fase internacional, las reivindicaciones también se pueden enmendar (bajo el Artículo 34 ante la Autoridad Internacional de Examen Preliminar. La descripciones los dibujos únicamente se pueden enmendar bajo el Artículo 34 ante la Autoridad Internacional de Examen Preliminar.

Una vez que entra en la fase nacional, todas las partes de la solicitud internacional se pueden enmendar bajo el Artículo 28 o, donde es aplicable, el Artículo 41.

Cuando? Dentro de los dos meses siguientes a la fecha el trámite del reporte de búsqueda internacional o 16 meses a partir de la fecha de prioridad, la que se vence más tarde. Se debe notar, sin embargo, que las enmiendas se consideran recibidas a tiempo si se reciben por la agencia Internacional luego de la fecha de vencimiento del límite de tiempo aplicable pero antes de que se terminen a las preparaciones técnicas para la publicación internacional (Regla 46.1)

En donde no presentar las enmiendas?

Las enmiendas sólo se deben presentar a la Agencia Internacional y no con la Oficina de recepción por la Autoridad a de Búsqueda Internacional (Regla 46. 2)

Donde se ha presentado una solicitud de examen preliminar internacional. Ver más abajo.

Como? Ya sea cancelando una o más reivindicaciones, añadiendo una o más reivindicaciones nuevas haciendo enmiendas al texto de una o más de las reivindicaciones como se presentó.

Una hoja de recambio se debe entregar por cada hoja de la reivindicación que, por cuenta de un enmiendas o enmiendas, difiere de la hoja original como se presentó.

Todas las reivindicaciones que aparecen en la hoja de recambio de venir numerados con numerales arábigos un donde se cancela una reivindicación, no se requiere crecer numeren los otros reivindicaciones. En todos los trozos donde las reivindicaciones se enumeran deben reenumerados se en forma consecutiva (Instrucciones Administrativas, Sección 205 (b)).

Las enmiendas se deben hacer en el idioma en que la solicitud internacional se publicó.

Que documentos deben/puede acompañar las enmiendas?

Carta (Sección 205 (b)):

Las enmiendas se deben enviar con una carta.

La carta no se publicará con la solicitud internacional y las reivindicaciones enmendadas. No se debe confundir con la "Declaración bajo el Artículo 19 (1)" (ver más abajo, bajo ("Declaración bajo el Artículo 19 (1)"))

La carta debe estar en Inglés o Francés, como escoga el solicitante. Sin embargo, si el idioma de la solicitud internacional es inglés, la carta debe estar en inglés, si el idioma de la solicitud internacional es francés, la carta debe estar en francés.

NOTAS AL FORMATO PCT/ISA/220(CONTINUA)

La carta debe indicar la diferencia entre las reivindicaciones como se presentan y las reivindicaciones como se enmiendan. Debe, en particular, indicar, en relación con cada reivindicaciones que aparece en la solicitud internacional (se entiende que indicaciones idénticas concernientes a varias reivindicaciones se pueden agrupar), si

- (I) La reivindicación no cambia;
- (II) La reivindicación se cancela;
- (III) La reivindicación es nueva;
- (IV) La reivindicación reemplaza una o más reivindicaciones como se presentaron;
- (V) La reivindicación es el resultado de la división de una reivindicaciones como se presentó.

Los siguientes ejemplos muestran la forma en que una enmienda se debe explicar en la carta antes:

1. (Donde originalmente había 48 reivindicaciones y luego de la enmienda de algunas reivindicaciones ahora hay 51):
(las reivindicaciones 1 a 29, 31, 32, 34, 75, 37 a 48 reemplazadas por las reivindicaciones enmendadas que llevan los mismos números; reivindicación 30, 33 y 36 sin cambio; reivindicaciones nuevas 49 a 51 añadidas.)
2. (Donde originalmente había 15 reivindicaciones y luego de la enmienda de todas las reivindicaciones hay 11):
"reivindicaciones uno a la 15 reemplazadas por la reivindicaciones enmendadas 1 a 11."
3. (Donde originalmente había 14 reivindicaciones y las enmiendas consisten en cancelar algunas reivindicaciones y añadir otras nuevas):
"Reivindicaciones 1 a las 6 y 14 sin cambios; reivindicaciones 7 a la 13 canceladas; reivindicaciones nuevas 15, 16 y 17 añadidas."
"Reivindicaciones 7 a la 13 canceladas; reivindicaciones nuevas 15 16 y 17 añadidas; todas las demás reivindicaciones sin cambios."
4. (Donde varios tipos de enmiendas se han hecho):
"reivindicaciones 1-10 sin cambios; reivindicaciones 11 a la 13, 18 y 19 canceladas; reivindicaciones 14, 15 y 16 reemplazadas por la reivindicación enmendada 14; reivindicación 17 su actividad en las reivindicaciones enmendadas 15, 16 y 17; reivindicaciones nuevas 20 y 21 añadidas."

Declaración bajo el artículo 19 (1) (regla 46. -f)

Las enmiendas se pueden acompañar con una declaración explicando la enmienda e indicando cualquier impacto que tal enmienda pueda tener en la descripción y en los dibujos (que no se pueden enmendar de acuerdo al Artículo 19 (1)).

La declaración se publicará con la solicitud internacional y las reivindicaciones enmendadas.

Debe estar en el idioma en el cual la solicitud internacional se publica.

Debe ser corta, al que no pase de 500 palabras si está en Inglés o traducida al Inglés.

No se debe confundir y no debe reemplazar la carta que implica las diferencias entre las reivindicaciones como se presentan y como se entienden. Deben presentarse en hojas separadas y se deben identificar con un encabezado, preferiblemente utilizando las palabras "declaraciones bajo el artículo 19 (1)."

No debe contener ningún comentario despectivo sobre el reporte de búsqueda internacional o la relevancia de las citas contenidas en ese reporte. Referencias a las citas, relevantes a una reivindicación dada, contenidas en el reporte de búsqueda internacional se pueden hacer únicamente en relación con una reivindicación enmendada.

Las consecuencias al una petición para el examen preliminar Internacional ya se ha presentado

Si, en el momento de presentar una enmienda bajo el Artículo 19, una solicitud para el examen preliminar internacional ya se ha enviado, el solicitante debe preferiblemente, en el mismo momento de presentar la enmienda con la Agencia Internacional, también presentar una copia de tales enmiendas con la Autoridad de Examen Preliminar Internacional (ver Regla 62.2(a),

Consecuencias en cuanto a la traducción de la solicitud Internacional para entrar a la fase nacional

Se le llama la atención al solicitante al hecho de que, cuando ha entrado en la fase nacional, una traducción de las reivindicaciones como se enmiendan bajo el Artículo 19 se deben entregar a la Oficina designada/elegida, en vez de, o adicional a la traducción de la reivindicación como se presentó.

Para más detalles sobre los requerimientos de cada Oficina designada/elegida, ver Volumen II de la Guía PCT del Solicitante.

TRATADO DE COOPERACION DE PATENTES

De:
LA AUTORIDAD DE BÚSQUEDA INTERNACIONAL

Para:		PCT OPINIÓN ESCRITA DE LA AUTORIDAD DE BÚSQUEDA INTERNACIONAL (Norma 43 bis.1)	
Ver formato PCT/ISA/220		Fecha de envío (día/mes/año) Ver formato PCT/ISA/220 (segunda hoja)	
Archivo de referencia del solicitante o agente Ver formato PCT/ISA/220		PARA ACCIONES ADICIONALES Ver párrafo 2 abajo	
Solicitud internacional No PCT/US2004/034642	Fecha de presentación internacional (día/mes/año) 18.10.2004	Fecha de prioridad (día/mes/año) 08.12.2003	
Clasificación Internacional de Patentes (IPC) o ambas clasificación nacional e IPC H04L29/02			
Solicitante ZENITH ELECTRONICS CORPORATION			

1. Esta opinión contiene indicaciones relacionadas con los siguientes ítems.

☒ Casilla No. I	Bases de la opinión
☐ Casilla No. II	Prioridad
☒ Casilla No. III	No se establece opinión respecto a la novedad, pasos inventivos y aplicabilidad industrial.
☐ Casilla No. IV	La falta unidad al invento.
☐ Casilla No. V	Declaración motivada bajo la norma 43bis.1(a)(i) sobre la novedad, la actividad inventiva y la posibilidad de aplicación industrial; citas y explicaciones en apoyo de esta declaración
☐ Casilla No. VI	Ciertos documentos citados.
☐ Casilla No. VII	Ciertos defectos en la solicitud internacional
☐ Casilla No. VIII	Ciertas observaciones sobre la solicitud internacional

2. ACCIONES ADICIONALES

Si se realiza una solicitud de examen preliminar internacional, esta opinión será considerada como una opinión escrita de la Autoridad Internacional de Examen Preliminar ("IPEA"). Sin embargo, esto no aplica cuando el solicitante escoge una Autoridad diferente del IPEA y el IPEA escogido o notificado a la Agencia Internacional Bureau bajo la norma 68.1bis(b) que las opiniones escritas de esta Autoridad de Búsqueda Internacional no serán consideradas.

Si esta opinión, como se estableció anteriormente, es considerada como la opinión escrita del IPEA, se invita al solicitante a que presente ante el IPEA un respuesta escrita, y cuando sea apropiado, junta con las modificaciones, antes del vencimiento de tres meses a partir de la fecha de envío por correo del Formato PCT/ISA/220 o antes de la fecha de vencimiento de 22 meses a partir de la fecha de prioridad, la que se vence más tarde.

Para opciones adicionales, ver el Formato PCT/ISA/220

3 Para información adicional, ver las notas del Formato PCT/ISA/220

Nombre y dirección del ISA: European Patent Office NL-2280 HV Rijswijk - Pays Bas Tel: + 31 70 340 - 2040 Tx: 31 651 epo nl Fax: + 31 70 340-3016	FUNCIONARIO AUTORIZADO Koukourlis, S Teléfono No. + 31 70 340-2285
---	---

Formato (PCT/ISA/237) (hoja de portada) (Enero 2004)

**OPINIÓN ESCRITA DE LA AUTORIDAD DE
BUSQUEDA INTERNACIONAL**

Solicitud Internacional No.

PCT/US2004/034642

Casilla No. 1. Base de la Opinión

1. Por lo que respecta al idioma, esta opinión está basada en la solicitud internacional en el idioma de presentación de la solicitud internacional, salvo que en este ítem se indique otra cosa.

☐ Esta opinión está basada en la traducción del idioma original al siguiente idioma _____, el cual es el idioma de una traducción suministrada para los propósitos de búsqueda internacional (bajo las Normas 12.3 y 23.1.(b))

2. Con respecto a alguna **secuencia de nucleótidos y/o aminoácidos** presentada en la solicitud internacional y necesaria para el invento reivindicado, esta opinión ha sido establecida con base en:

a. Tipo de material

- ☐ Listado de secuencias
- ☐ Tablas relacionadas con el listado de secuencias

b. Formato del material

- ☐ Formato escrito
- ☐ En formato electrónico

c. Fecha de radicación/ presentación

- ☐ Contenido en la solicitud internacional, tal como fue radicado.
- ☐ Radicado junto con la solicitud internacional en formato electrónico.
- ☐ Suministrado posteriormente a esta autoridad con el propósito de búsqueda.

3. ☐ Además, en el caso en que más de una versión o copia del listado de secuencia y/o tabla(s), que está incluida en la que ha sido radicada o suministrada; las declaraciones requeridas de que la información en las copias subsecuentes o adicionales es idéntica a aquella de la solicitud tal como fue radicada, o no va más allá de la solicitud tal como fue radicada y fueron suministradas de manera adecuada.

4. Comentarios adicionales.

20

OPINIÓN ESCRITA DE LA AUTORIDAD DE
BUSQUEDA INTERNACIONAL

Solicitud Internacional No.

PCT/US2004/021274

Casilla No. III Falta de formulación de opinión sobre la novedad, la actividad inventiva y la posibilidad de aplicación industrial

No se ha examinado si el objeto del invento que se reivindica parece ser nuevo, o implica una actividad inventiva (que no es evidente) o es susceptible de aplicación industrial, por lo que respecta:

- ☐ Al conjunto de la solicitud internacional,
- ☐ A las reivindicaciones Nos. 53-78

debido a que:

- ☐ La solicitud internacional o las reivindicaciones Nos. 53-78 en cuestión, se refieren al objeto que es materia del invento y respecto del cual no se requiere efectuar un examen preliminar internacional (*precisar*):

Ver hoja que se adjunta por separado

- ☐ La descripción, las reivindicaciones o los dibujos (indíquense los elementos a continuación) o las reivindicaciones Nos. ____ no son claras, de manera que no es posible formular una opinión válida (*precisar*):
- ☐ Las reivindicaciones, o las reivindicaciones Nos.____, en cuestión, no se fundan de manera adecuada en la descripción, de manera que no es posible formular una opinión válida.
- ☐ No se ha emitido informe de búsqueda internacional para las reivindicaciones Nos. _____, en cuestión.
- ☐ El listado de las secuencias de nucleótidos y/o de aminoácidos, no cumple con la norma previstas en el Anexo C de las Instrucciones Administrativas en las cuales:

El formato escrito:

- ☐ No ha sido entregado

221

☐ No cumple con las normas

El formulario legible por computador:

☐ No ha sido entregado

☐ No cumple con las normas

☐ Las tablas relacionadas con las listas de secuencias de los nucleótidos y/o aminoácidos, si se encuentran en formato electrónico y que se puede leer únicamente en computador, no cumplen con los requerimientos técnicos establecidos en el anexo C-bis de las instrucciones administrativas.

☐ Para mayor información, ver hoja por separado

22

RE ITEM III

No se establece opinión con respecto a la innovación, la altura inventiva y la aplicabilidad industrial.

Se hace referencia a los siguientes documentos:

- D1: US-B1-6 647 078 (THOMAS TIMOTHY A. et al) 11, November 2003 (2003-11-11)
- D2: WO 03/036891 A (ZENITH ELECTRONICS CORPORATION) 1, May 2003 (2003-05-01)
- D3: SARKAR T K et al: "ACCURATE AND EFFICIENT SOLUTION OF HANKEL MATRIX SYSTEMS BY FFT AND THE CONJUGATE GRADIENT METHODS" INTERNATIONAL CONFERENCE ON ACOUSTICS, SPEECH & SIGNAL PROCESSING. ICASSP. DALLAS, APRIL 6-9, 1987, NEW YORK, IEEE, US, vol. 3 CONF. 12, April 1987 (1987-04), pages 1835-1838, XP000758077.
- D4: SONIR R A. et al: "Channel equalization with adaptive filtering and the preconditioned conjugate gradient algorithm" CIRCUITS AND SYSTEMS, 1997. ISCAS '97., PROCEEDINGS OF 1997 IEEE INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON HONG KONG 9-12 JUNE 1997, NEW YORK, NY, USA, IEEE, US, vol. 4, 9 June 1997 (1997-06-09), pages 2284-2287, XP010236182 ISBN: 0-7803-3583-X
- D5: ZOLTOWSKI M. D. et al: "Conjugate gradient based multichannel decision feedback equalization for digital television" 2002 IEEE SENSOR ARRAY AND MULTICHANNEL SIGNAL PROCESSING WORKSHOP PROCEEDINGS (CAT. No. 02EX593) IEEE PISCATAWAY, NY, USA, 4 August 2002 (2002-08-04), pages 599-603, XP010635821 ISBN: 0-7803-7551-3

1. La solicitud no cumple con los requisitos del Artículo 6 del PCT, porque no están claras las reivindicaciones 1, 3, 5, 7, 9, 11, 13, 15, 17, 19, 21, 23.

1.1 El término *matriz de convolución (convolution matrix)* que se utiliza en las reivindicaciones independientes es vago y confuso, porque las cantidades a ~~las que se refieren~~ no se encuentran definidas. Es por esto, que se originan dudas en el lector sobre el significado de las características técnicas a que se refiere ésta.

23

por consiguiente, se produce una definición confusa del tema de dichas reivindicaciones.

1.2 Partiendo de la definición de los pasos (b) y (c), no se ve claramente la diferencia entre las matrices $\hat{S}$ y F . Éstas parecen ser matrices de convolución formadas a partir de los datos de s .

1.3 A partir de la descripción, es claro, entre otras cosas, que las características de la reivindicación 3 son esenciales para la definición del invento. Sin embargo, la reivindicación 3 tan sólo establece que *ciertos valores* de la matriz S se fijan en cero, sin definir que valores son.

El problema a que el invento se refiere, es decir, a implementar la multiplicación de la matriz-vector incluida en el algoritmo de gradiente conjugado sin corrupción (ver descripción en la página 34), no se puede resolver sin:

- Las características relacionadas con la formación de FFT de la matriz $\hat{S}$ (ver el paso (d) de la reivindicación 13);
- Las características de la reivindicación 3; y
- Las características relacionadas con la descomposición de la matriz S en las matrices $\hat{S}$ y F en la forma como se describen en la página 33 y en las figuras 3 y 4 (por ejemplo, fijar las áreas triangulares superiores e inferiores de la matriz S en cero, para producir la matriz $\hat{S}$, y mantener los valores en las áreas triangulares superiores e inferiores de la matriz S y fijando los valores restantes en cero, para producir la matriz F).

Debido a que las reivindicaciones independientes no cuentan con estas características, estas reivindicaciones no cumplen con los requisitos del Artículo 6 del PCT tomada en combinación con la Norma 6.3 (b) del PCT, ya que cualquier reivindicación independiente debe contener todas las características técnicas esenciales para la definición del invento.

224

- 1.4 Las reivindicaciones 5 y 21 se refieren a un ecualizador que depende de un método. Esto hace que su tema no sea claro.
- 1.5 La pluralidad de las reivindicaciones independientes hacen difícil determinar el tema para el que se busca protección, y plantea una carga innecesaria a otros para que establezca la magnitud de la protección. Por consiguiente, los requisitos del Artículo 6 del PCT sobre (concisión) no se cumplen.
- 1.6 La afirmación vaga e imprecisa que se presenta en la descripción del último párrafo de la página 36, que se refiere al *espíritu del invento*, implica que el tema para el que se busca protección puede ser diferente al que se define en las reivindicaciones, en consecuencia se produce falta de claridad cuando se utiliza para interpretarlas de acuerdo con el Artículo 6 del PCT.
2. En vista de las objeciones arriba mencionadas, surge una declaración con respecto a la novedad, se dará un paso inventivo y una aplicabilidad industrial con respecto a la reivindicación, que incluiría todas las características técnicas que son esenciales para la definición del invento.

El Documento D3 se considera como el más cercano a los desarrollos anteriores en este campo, y muestra (ver páginas 1836-1837) la utilización del FFT para calcular de manera eficiente los productos de la matriz-vector implicados en el algoritmo de gradiente conjugado.

El invento que se reivindica a través de una reivindicación que contiene todas las características esenciales, puede diferir de la revelación y publicación de este documento en la forma de descomponer la matriz a partir de la cual se debe calcular el FFT (ver el punto 1.3).

El problema a resolver a través del presente invento entonces se podría interpretar como la forma de implementar la multiplicación de la matriz-vector del algoritmo de gradiente conjugado sin corrupción.

225

La solución a este problema se puede considerar nueva (de acuerdo con el Artículo 33(2) del PCT) y que implica un paso inventivo (según el Artículo 33(3) del PCT) porque, aunque utiliza el algoritmo de gradiente para determinar la medida del canal (ver D1, D2) o para procesar una señal recibida para otros propósitos (por ejemplo ecualización del canal, ver D4, D5) teniendo en cuenta desarrollos anteriores en este campo, se sabe que ninguno de los documentos anteriores sobre este tema revela o produce de manera obvia la utilización de la descomposición de una matriz específica.

Como el método del invento se utilizará para procesar una señal recibida, éste sería industrialmente aplicable (de acuerdo con el artículo 33(4) del PCT).

226

(12) Patente de Los Estados Unidos
Thomas y otros;

(10) Patente No. US 6,647,078 B1
(45) Fecha de la patente: 11 de noviembre 2003

(54) MÉTODO Y DISPOSITIVO PARA
ESTIMACIÓN DE CANALES DE
DOMINIOS DE FRECUENCIAS
MULTIUSUARIO BASADO EN
TÉCNICAS DE OPTIMIZACIÓN DE
GRADIENTE

(75) Inventores:

Timothy A. Thomas, Palatine, IL (EU);
Frederick W. Vook, Schaumburg, IL
(EU).

(73) Asignada a: Motorola, Inc. Schaumburg, IL
(EU).

(*) Nota: El término de esta Patente se extiende o
ajusta según el 35 del U.S.C. 154(b), por
608 días, sujeta a retractación.

(21) Solicitud No.: 09/608,582

(22) Registrada el: 30 de junio 2000

(51) Clasificación Internacional de la Patente⁷
.....H04B 1/10

(52) Clasificación de los E. U.375/349;
375/348; 375/285;
455/83; 455/278.1

(58) Campo de búsqueda.....375/316, 230-234
375/235, 282, 285, 287, 341, 347, 348,
144, 148, 349, 285; 455/83, 85, 137, 273,
278.1, 278.1; 342/380; 370/204, 208, 208,
210

(56) Referencias Citadas

DOCUMENTOS DE PATENTES DE LOS
ESTADOS UNIDOS

5,905,721 A * 5/1999 Liu y otros370/342
5,912,876 A * 6/1999 H'mimy370/210
6,101,399 A * 8/2000 Raleigh y otros.....455/561
6,141,393 A * 10/2000 Thomas y otros..... 375/347
6,298,038 B1 * 10/2001 Helskale 370/206
6,442,129 B1 * 8/2002 Yonge y otros..... 370/204
6,473,393 B1 * 10/2002 Ariyavistakul y otros.. 370/203

OTRAS PUBLICACIONES

Artículo titulado "Adaptive Frequency-Domain Equalization and Diversity Combining For Broadband Wireless Communications", (autor, Martin V. Clark, IEEE JSAC, vol. 16, pp. 1385-1395, oct. 1998).

Artículo titulado "Basis Expansions Models and Diversity Techniques for Blind Identification and Equalization of Time-Varying Channels", (autor Georgios B. Giannakis, Proc., IEEE, vol. 86, no. 10, pp. 1989-1996, oct. 1998).

Artículo titulado "Characterization of Fast Fading Vector Channels for Multi-Antenna Communication Systems", (autores Gregory Raleigh, Suhas N. Diggavi, Ayman F. Naguib, Arogyaswami Paulraj, Proc. 28th, Asilomar Conf., Pacific Grove Ca, 5 pp., nov. 1994).

Artículo titulado "Deterministic Approaches for Blind Equalization of Time-Varying Channels with Antenna Arrays", (autores Hui Liu, Georgios B. Giannakis, IEEE Trans on Sig. Proc., vol. 46, no. 11, pp. 3003-3013, nov. 1998).

Artículo titulado "Least-Squares Multi-User Frequency - Domain Channel Estimation for Broadband Wireless Communication Systems", (autores Timothy A. Thomas, Fred W. Vook y Kevin L. Baum, 37th Allerton Conference, Monticello, IL, 10 pp., sep. 1999).

Artículo titulado "Linear and Nonlinear Programming", (autor David G. Luenberger, Addison-Wesley Publishing Company, Menlo Park, CA, pp. 215-216, 1989).

Artículo titulado "Multicarrier Modulation for Data Transmission: An Idea Whose Time Has Come", (autor John A. C. Bingham, IEEE Comm. Mag., vol. 28, pp. 5-14, mayo 1990).

(La lista continua en la página siguiente.)

Primer Examinador - Phoung Phu

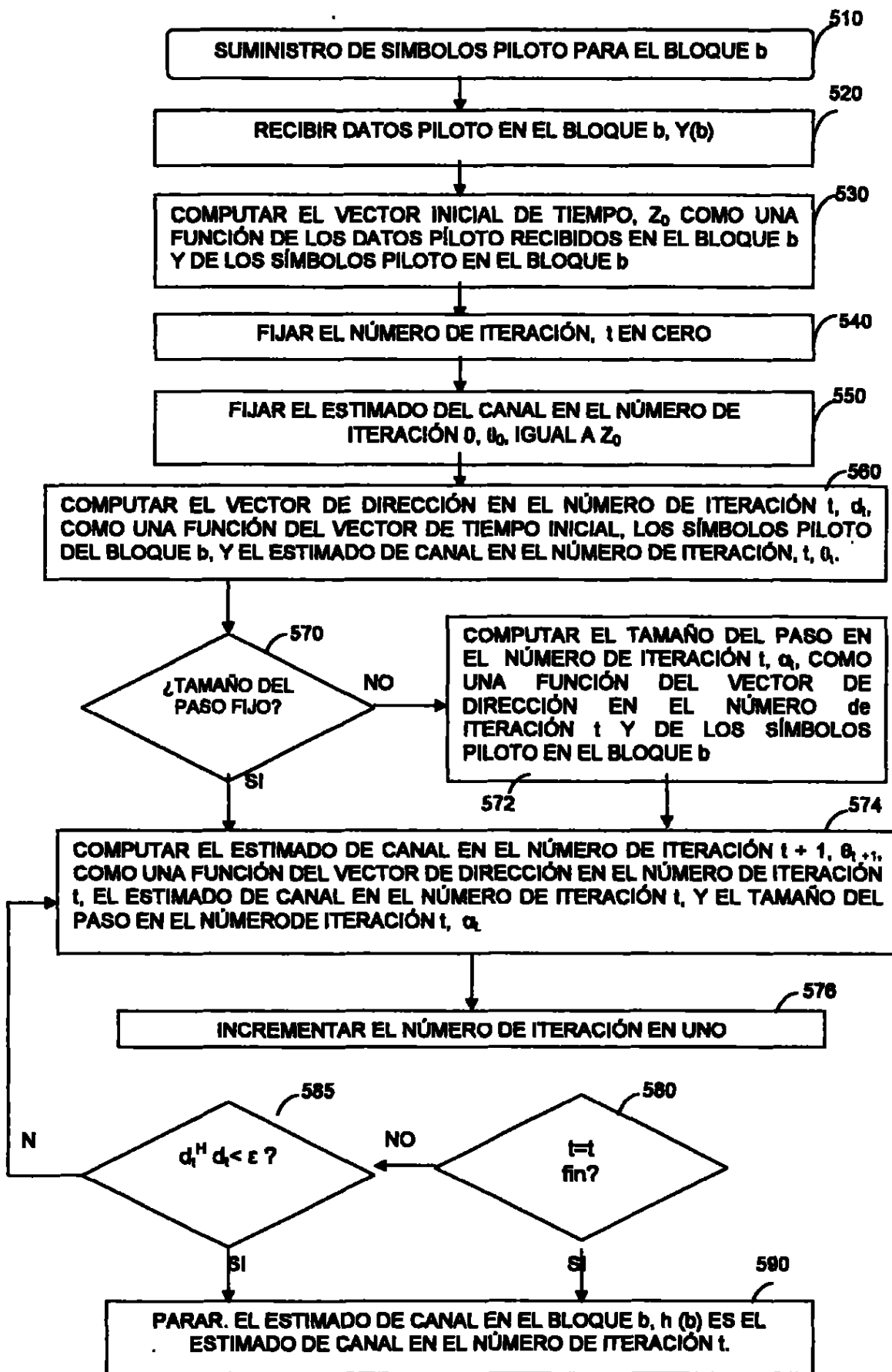
(74) Apoderado, agente o empresa - Kenneth A. Haas

(57) RESUMEN

El invento consiste en un método para estimar el tiempo y respuesta de frecuencia de por lo menos una señal deseada recibida al menos por una antena, teniendo como base técnicas de Optimización de Gradiente. Mediante el uso de técnicas de optimización de gradiente y de procesamiento DFT eficiente, el invento proporciona estimados o mediciones de respuesta de frecuencia que requieren un menor número de computaciones que los dispositivos anteriores que utilizaban estimación de canales dirigidos por decisiones.

21 reivindicaciones, 7 hojas de dibujo

227



228.

Artículo titulado "Robust Channel Estimation for OFDM Systems with Rapid Dispersive Fading Channels" (autores Ye G. Li, Leonard J. Cimini, Jr., Nelson R. Sollenberger, IEEE Trans. On Comm., vol. 46, pp. 902-915, jul. 1998).

Artículo titulado "Sinusoidal Model and Prediction of Fast Fading Processes", (autores Jeng-Kuang Hwang, Jack H. Winters, Globecom, pp. 892-897, 1998).

Artículo titulado "Space-Time Modems for Wireless Personal Communications", (autor A. J. Paulraj, Boon C. Ng, IEEE Personal Communications magazine, pp. 36-48, feb. 1998).

Artículo titulado "Analysis of DFT-Based Channel Estimators for OFDM" (Autores Ove Edfors, Magnus Sandell, Jan-Jaap van de Beek, Sara Kate Wilson, per Ola Börjesson, Este trabajo fue presentado parcialmente en el Vehicular Technology Conference 1995 (VTC' 95) en Chicago, Illinois, 25-28 de Julio de 1995, pp. 815-819).

Artículo titulado "Channel Estimation for OFDM Systems with Transmitter Diversity in Mobile Wireless Channels" (Autores Ye(Goeffrey) Li, Senior Member, IEEE, Nambirajan Seethadri, Senior Member, IEEE, and Srikat Artyavistakul, senior member, IEEE, pp. 461-471, IEEE Journal of Selected Areas in Communications, vol. 17, No. 3, Mar. 1999).

* Citada por el Examinador

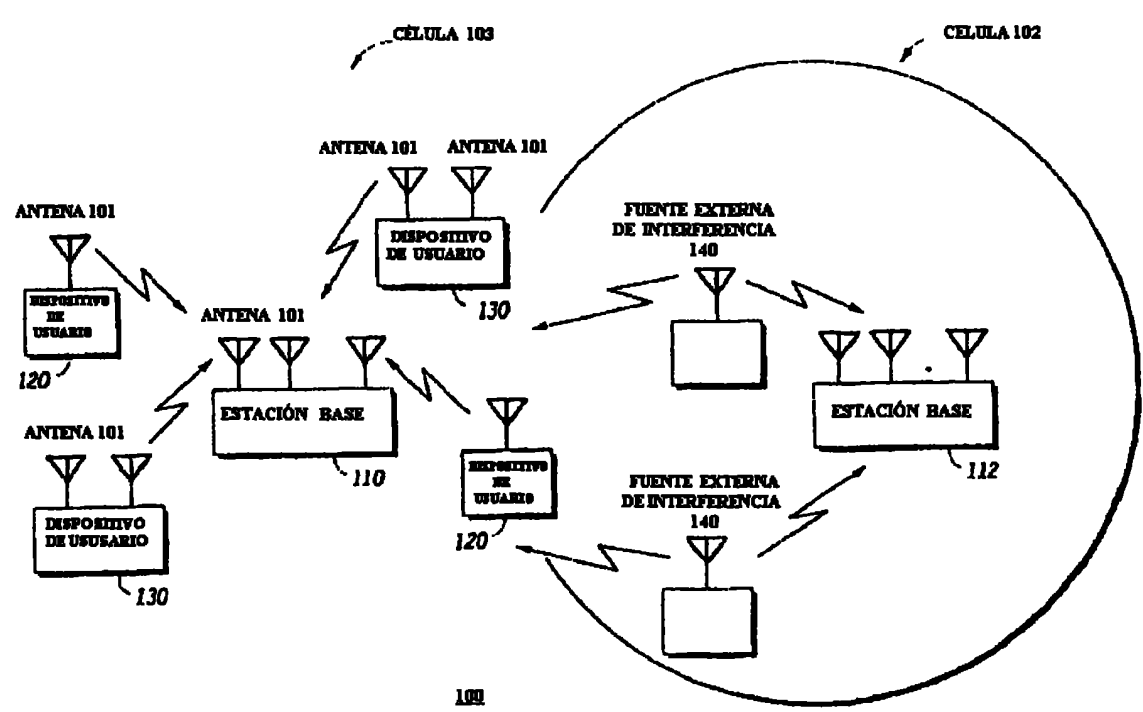
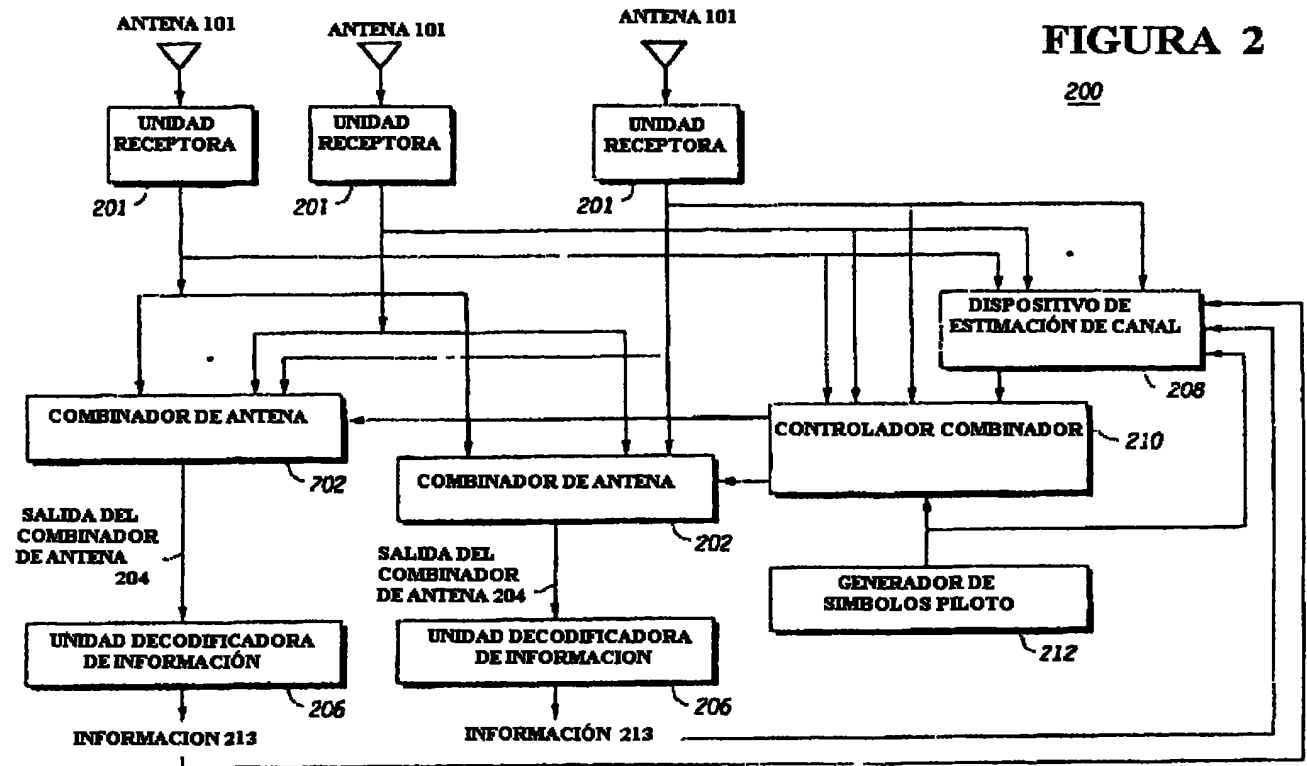


FIGURA 1

FIGURA 2

200



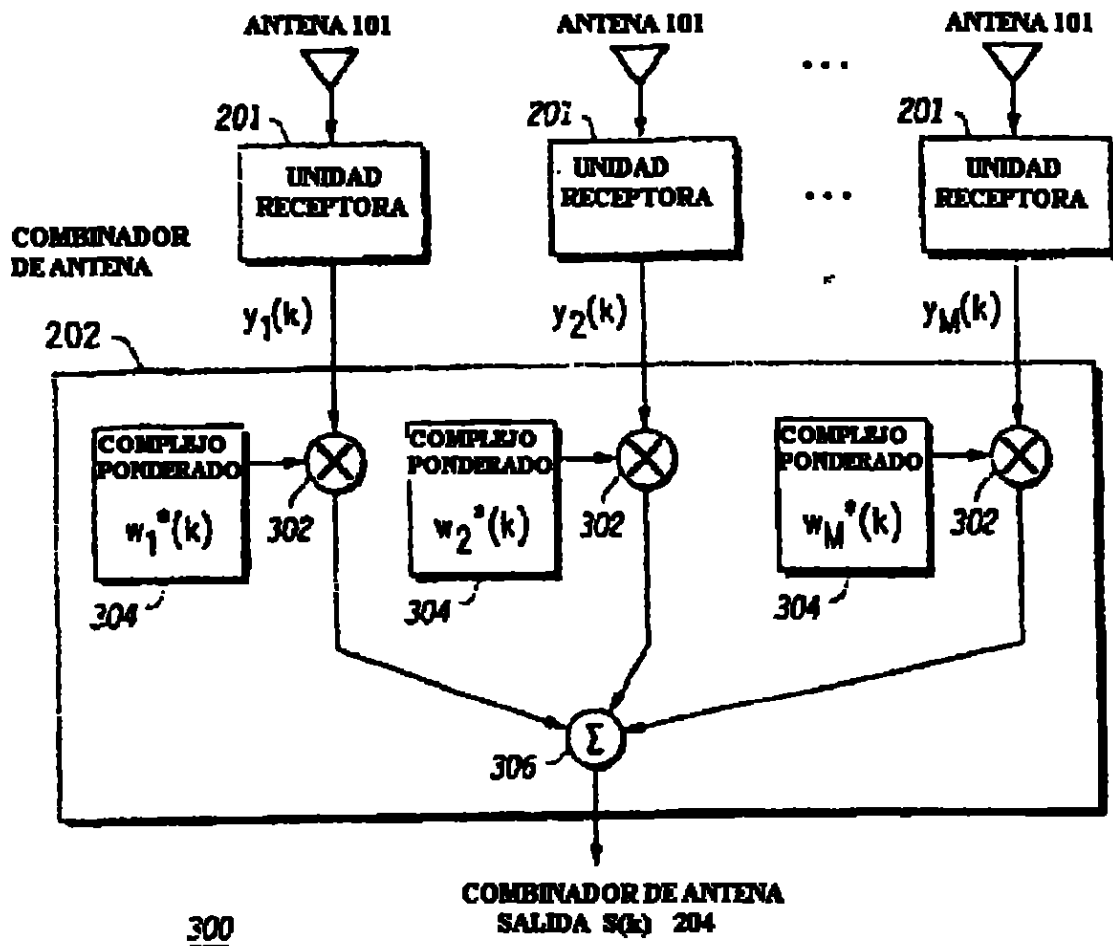


FIGURA 3

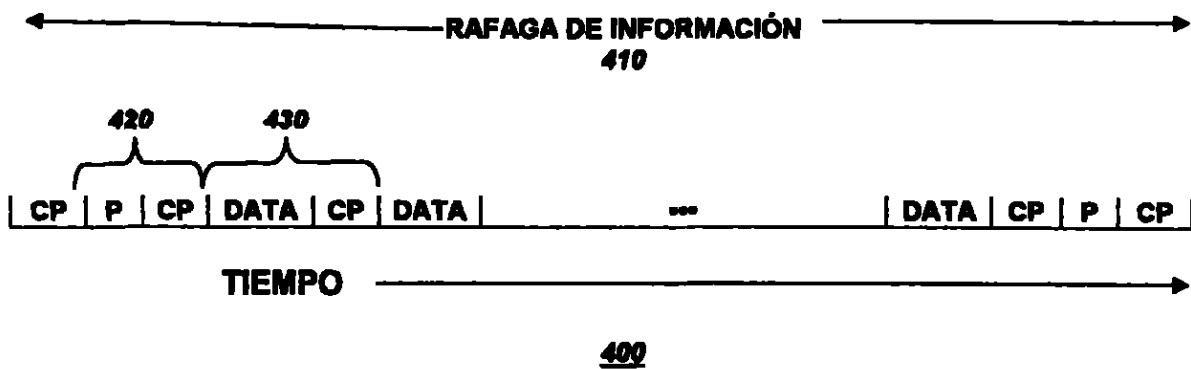


FIGURA 4

232

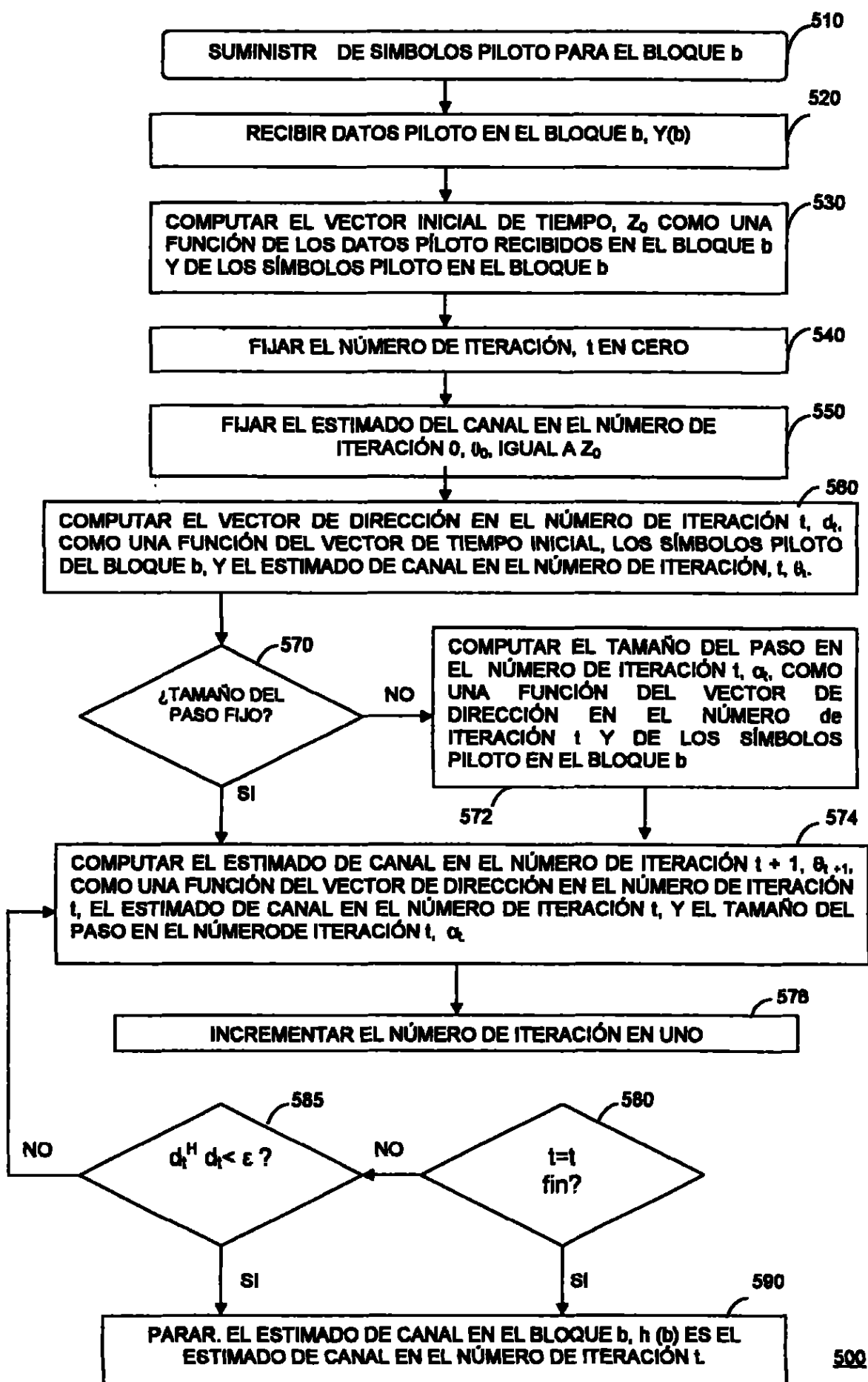


FIGURA 5

233

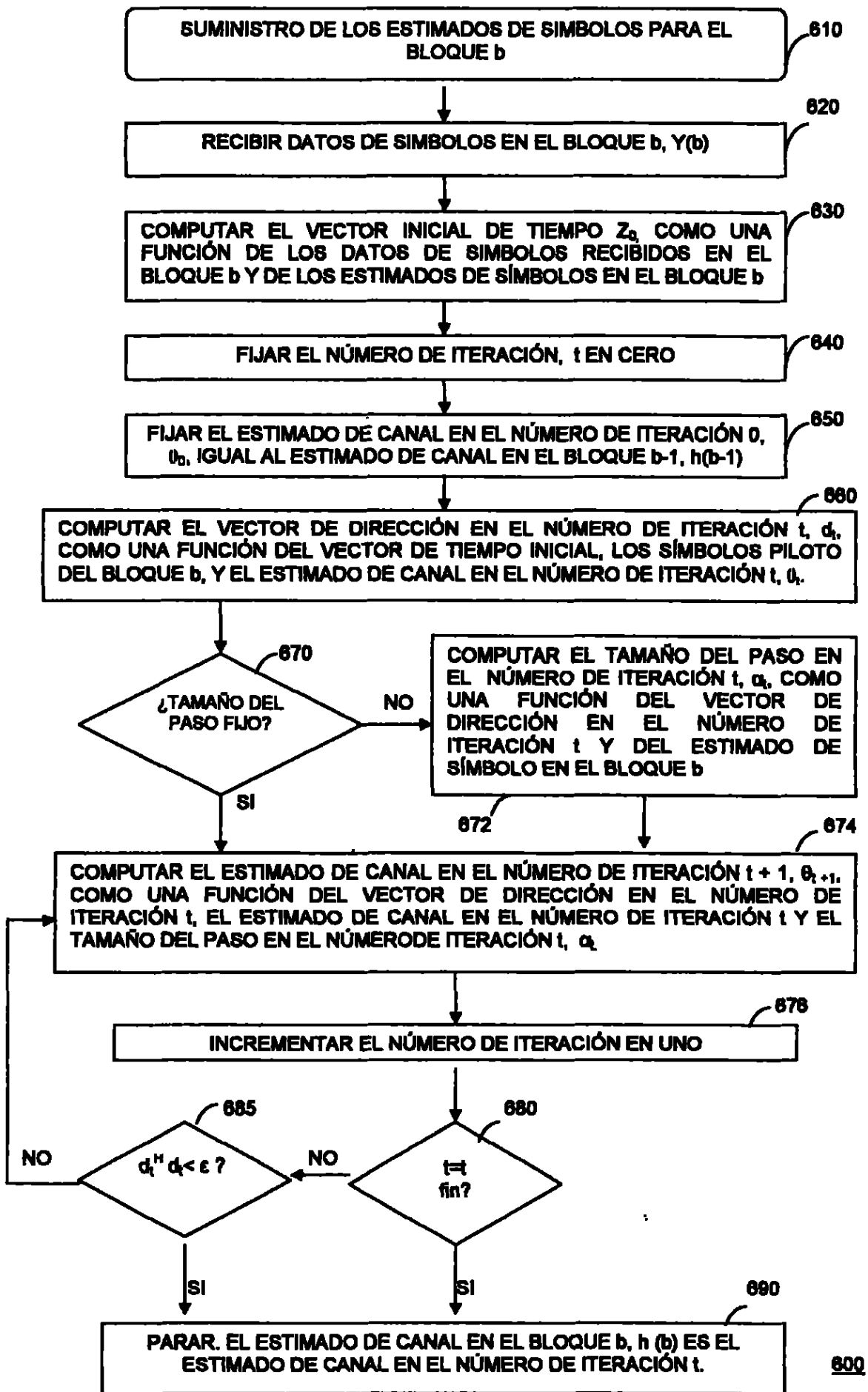


FIGURA 6

241

234.

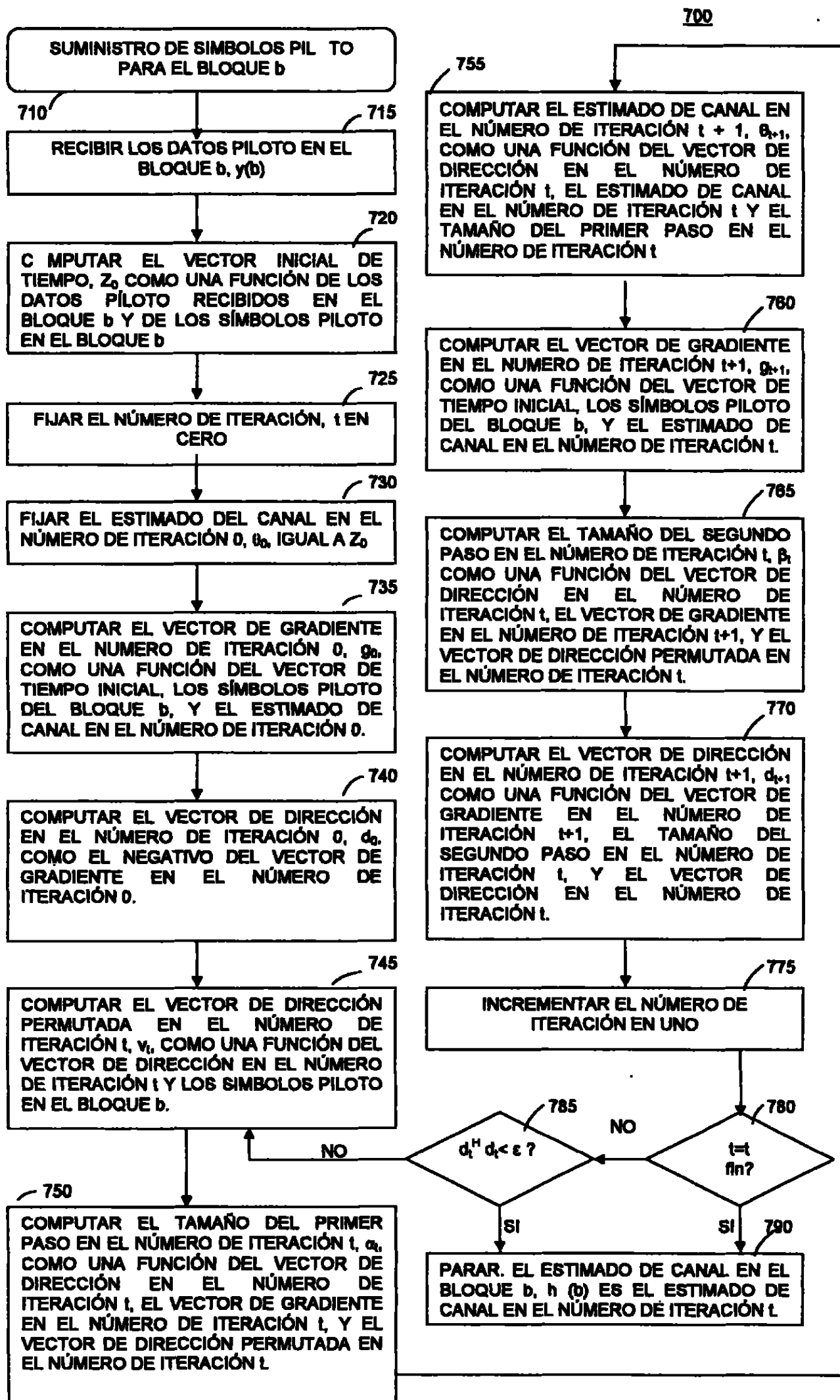


FIGURA 7

25

235

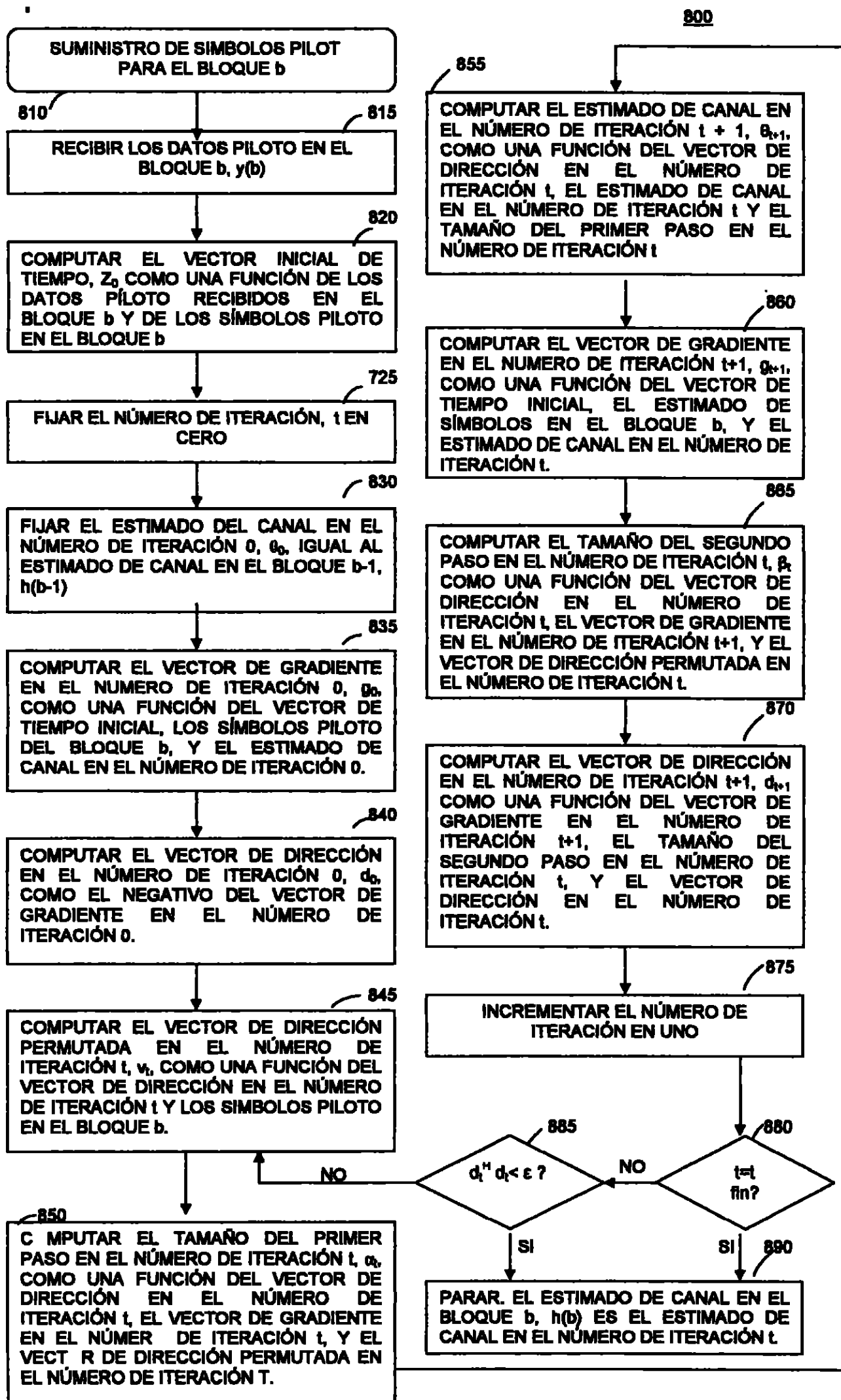


FIGURA 8

MÉTODO Y DISPOSITIVO PARA ESTIMACIÓN DE CANALES DE DOMINIOS DE FRECUENCIAS MULTIUSUARIO BASADO EN TÉCNICAS DE OPTIMIZACIÓN DE GRADIENTE

CAMPO DEL INVENTO

El presente invento generalmente se relaciona con el campo de los sistemas de comunicación y en forma muy particular, con la estimación de tiempo y respuesta de frecuencia de por lo menos una señal deseada recibida al menos por una antena, basada en técnicas de Optimización de Gradiente.

ANTECEDENTES DEL INVENTO

En un sistema de comunicaciones inalámbrico, un reto importante de diseño es maximizar la capacidad del sistema y el desempeño en presencia de interferencias, y un canal de trayectorias múltiples variante con el tiempo. La propagación en trayectorias múltiples es causada por la señal transmitida que refleja objetos cerca del transmisor y del receptor y llega al receptor en trayectorias múltiples. Las interferencias en un sistema de comunicación pueden provenir de una variedad de fuentes dependiendo del despliegue del sistema particular. Si el sistema está en movimiento, además se deben considerar las variaciones en el canal inducidas por Doppler. Las interferencias y las trayectorias múltiples son factores importantes que limitan el desempeño realizable y la capacidad de un sistema de comunicación, porque ambas afectan interferen con la capacidad de un receptor de comunicaciones de decodificar y retransmitir los datos transmitidos.

En un canal de propagación de trayectorias múltiples, la señal transmitida se propaga a lo menos en un número finito L_p de trayectorias de propagación donde cada trayectoria tiene asociados un retraso de tiempo y una ganancia compleja. En dicho canal, el receptor de la comunicación recibe la superposición de copias de la señal atenuadas y desfasadas en la fase L_p de la señal transmitida. El número de trayectorias L_p y sus retrasos de tiempo y desplazamientos de fase dependen de la localización física de varios objetos dispersos en las vecindades inmediatas del transmisor y el receptor (tales como edificios, automóviles y árboles). La amplitud compleja (magnitud y fase) de cada trayectoria depende de su longitud, así como de la

composición material de cualquier objeto o reflectores encontrados a lo largo de la trayectoria.

La presencia de trayectorias múltiples puede distorsionar severamente la señal recibida. En un ambiente de trayectorias múltiples, las copias múltiples de la señal transmitida pueden interferir constructivamente en algunos segmentos del ancho de banda ocupado. En otros segmentos del mismo, las copias múltiples pueden interferir destructivamente en el receptor. Esta duplicación de señal causa variaciones no deseadas en la fuerza de la señal recibida sobre el ancho de banda ocupado por la señal. Además, si la diferencia en retrasos de trayectoria de las varias trayectorias de propagación es significativamente mayor que la duración de un símbolo de información transmitido, entonces se presenta interferencia entre símbolos en el receptor. Cuando ocurre esto la información sobre sí misma, la señal recibida está corrupta por los cambios anteriormente que se propagan sobre trayectorias que tienen un retraso relativo a la trayectoria de referencia y que son más largo que la duración de un símbolo de información. El proceso de demodulación (el proceso de determinar qué información fue transmitida) se torna difícil en presencia de interferencias entre símbolos.

En un sistema de comunicación inalámbrico móvil, la atenuación compleja de cada una de las componentes de trayectorias múltiples de la señal recibida es una función variante con el tiempo, de la trayectoria del transmisor y la velocidad, por todo el ancho de dispersión local a la posición del transmisor. El movimiento del transmisor hace que varíe la fuerza de la señal recibida en un segmento particular del ancho de banda ocupado, con el paso del tiempo. En un canal móvil de trayectorias múltiples, la respuesta general del canal no solo varía a través del ancho de banda ocupado de la señal, sino también con el tiempo.

Además de las trayectorias múltiples, la interferencia es otro componente del sistema de canales de comunicación de un sistema de comunicación. Si el sistema se despliega en una banda sin licencia, entonces otros usuarios de la banda pueden generar interferencias. Y en un sistema celular con canales confilicados de frecuencia, los transmisores de otra célula/celda que está asignada al mismo conjunto de canales de frecuencia pueden generar interferencia de canales conjuntos. La reutilización de frecuencia es la práctica de asignar los mismos canales de frecuencia a múltiples células/celdas del sistema asignado.

Muchos sistemas de comunicación celular emplean la técnica de reutilización de frecuencia para maximizar la utilización del espectro de frecuencia asignado a un despliegue de sistema de área amplia. En un sistema celular, una gran área geográfica se divide en regiones más pequeñas llamadas células/celdas, donde cada célula le sirve una sola estación de base operando en un conjunto de canales de frecuencia asignados. Dentro de cada célula, se les permite a múltiples suscriptores dispositivos para comunicarse con la estación base por los canales de frecuencia asignados a esa célula. El concepto de reutilización de frecuencia implica asignar conjuntos distintos de canales de frecuencia a las células que pertenecen a un grupo particular y luego reutilizar los mismos conjuntos de frecuencias a las células que pertenecen a otro grupo de células.

El factor de reutilización de un sistema celular se define como la distancia mínima entre dos células a las que se ha asignado el mismo conjunto de canales de frecuencia dividido entre el radio de una célula. Un sistema celular que emplea un factor de reutilización grande no utiliza el espectro asignado de manera tan eficiente como un sistema celular que emplea un factor de reutilización más pequeño. Sin embargo, el nivel de interferencia entre canales recibido por un receptor en el sistema celular depende directamente del factor de reutilización. La reducción de este factor tiende a aumentar el nivel de interferencia entre canales que experimenta un receptor. Para utilizar mejor el espectro disponible sería ventajoso poder suprimir los efectos de la interferencia entre canales.

Para compensar la interferencia entre canales, se utiliza la estimación de canal multiusuario. Los estimadores de canales multiusuarios corrientes requieren operaciones de matrices muy grandes que se hacen en cada secuencia piloto del usuario o en decisiones de símbolos a resolverse para hallar una matriz de coeficientes de filtrado que, cuando se multiplica por los datos recibidos, da los estimados del canal. Esto requiere procesamiento y almacenamiento de una gran matriz que pueden ser pesados en implementaciones limitadas para el procesador y la memoria. Además, es necesario llevar a cabo una inversión de una gran matriz basada en las secuencias piloto de cada usuario o en decisiones de símbolos. La inversa no es práctica cuando se conocen las secuencias ya que esta inversa se computa una vez a la inicialización del dispositivo y luego se almacena. Sin embargo, una gran matriz puede computarse en tiempo real las actualizaciones del canal dirigidas por las secuencias.

Por consiguiente, existe la necesidad de un método y dispositivo para estimar el tiempo y la respuesta de frecuencia de por lo menos una señal transmitida recibida en por lo menos una antena de recepción. Adicionalmente, existe necesidad de un método y un dispositivo para eliminar la necesidad de computar y almacenar la inversa de una matriz muy grande.

BREVE DESCRIPCIÓN DE LOS GRÁFICOS

La Figura 1 es un diagrama general de una implementación preferida de un sistema de comunicación celular de acuerdo con el presente invento;

La Figura 2 es un diagrama de bloques que ilustra una implementación preferida de un dispositivo de acuerdo con el presente invento;

La Figura 3 es un diagrama de bloques que ilustra los detalles del Combinador de Antena del dispositivo de la figura 2;

La Figura 4 es la representación de una ráfaga de información para Modulación Simple o de Múltiples Portadoras, que el sistema de comunicación puede utilizar y en la cual opera el dispositivo de la figura 2;

La Figura 5 es una representación de tipo diagrama de flujo de una implementación del método efectuado por el Dispositivo de Estimación de Canales (208) para proporcionar estimación de canales de bloques piloto entre un dispositivo transmisor y una antena de recepción de acuerdo con el presente invento;

La Figura 6 es representación de tipo diagrama de flujo de una implementación del método efectuado por el Dispositivo de Estimación de Canales (208) para proporcionar estimaciones de canales de bloques de datos entre un dispositivo transmisor y una antena de recepción de acuerdo con el presente invento;

La Figura 7 es una representación de tipo diagrama de flujo de una implementación del método efectuado por el Dispositivo de Estimación de Canales (208) para proporcionar estimaciones de canales de bloques piloto entre un dispositivo transmisor y una antena de recepción de acuerdo con el presente invento y

La Figura 8 es una representación de tipo diagrama de flujo de una implementación del método efectuado por el Dispositivo de Estimación de Canales (208) para proporcionar estimación de canales de bloques de datos entre un dispositivo transmisor y una antena de recepción de acuerdo con el presente invento;

DESCRIPCIÓN DETALLADA DE LA IMPLEMENTACIÓN PREFERIDA ACTUALMENTE

Una red de antena adaptadora es una red de antenas conectada a un receptor de comunicaciones y que opera combinando las señales recibidas por las antenas para optimizar por adaptación las características de la recepción de la red. Ponderando, y luego sumando, las señales de antenas múltiples, la red de antena adaptadora puede adaptar su respuesta angular, algunas veces llamada patrón de rer, mientras opera en respuesta a cambios en el entorno de propagación. Mientras está en operación, la antena adaptadora intenta maximizar la recepción de la señal recibida desde un dispositivo transmisor deseado, a medida que simultáneamente minimiza los efectos de todas las demás señales y los ruidos que interfieren. En un sistema de comunicaciones, la capacidad de supresión de interferencias de una red de antenas adaptadoras ofrece el potencial de reducir la interferencia entre canales, mejorar la calidad de la cobertura y aumentar la capacidad general del sistema.

Las redes de antenas adaptadoras también ofrecen la posibilidad de proporcionar una nueva forma de dispositivos múltiples de multiplexado: Acceso Múltiple de División Espacial (SDMA por sus iniciales en inglés). Con SDMA, dispositivos múltiples pueden compartir simultáneamente el mismo canal (es decir, tiempo, frecuencia o código de canal) y se separan y decodifican simultáneamente por la red receptora con base en su posición espacial relativa a la red de antenas. Cuando se despliega apropiadamente el SDMA puede proporcionar enormes incrementos en la capacidad del sistema.

El Acceso Múltiple de División Espacial SDMA es una tecnología difícil de implementar debido a las rápidas variaciones del canal de desvanecimiento de trayectoria múltiple. En un sistema SDMA, los dispositivos que comparten un canal envían interferencias al receptor procesando algoritmos que deben decodificar las señales transmitidas por los dispositivos. Cuando un algoritmo de procesamiento del receptor intenta decodificar un dispositivo SDMA, los demás dispositivos SDMA envían fuertes interferencias al algoritmo decodificador. La antena adaptadora que implementa el SDMA suprime los

efectos de los demás dispositivos al intentar decodificar uno de los dispositivos transmisores.

Un problema asociado con el empleo de un ecualizador y una antena adaptadora en un sistema de comunicación inalámbrico se encuentra en el diseño de un algoritmo y dispositivo que posean la capacidad adecuada de adaptarse a cambios en el entorno de las señales. Para obtener el mejor desempeño, las antenas adaptadoras que operan en un entorno de trayectorias múltiples de rápido desvanecimiento deben adaptarse a las rápidas variaciones del canal lo mismo que a cualquier cambio en la naturaleza de las señales deseadas y de interferencia. En un sistema de banda ancha, un canal de trayectorias múltiples de selección de frecuencias provocará variaciones significativas en el canal a través del ancho de banda ocupado de la señal recibida. Algoritmos de ecualización y de supresión de interferencias, que no puedan rastrear las variaciones del canal tanto en tiempo como en frecuencia, sufrirán una degradación significativa en el desempeño según la medición de la Tasa de Error de Bits (*Bit-Error Rate BER*) o de la Razón de Señal a Interferencia más Ruido (*Signal-to-Interference-plus-Noise SINR*).

Un elemento común de muchos ecualizadores y redes de antenas adaptadoras es un algoritmo y dispositivo que evalúa las características del entorno de propagación de trayectorias múltiples, la función de transferencia del canal, o la respuesta de frecuencia del canal entre el dispositivo transmisor deseado y cada una de las antenas receptoras del receptor de comunicaciones, o por lo menos una de ellas. Cuando se emplea el SDMA en un sistema de banda ancha que opera en un entorno de selección de frecuencias, entonces una red de antenas adaptadoras requiere generalmente un estimado de la respuesta de frecuencia del canal entre cada antena receptora y cada uno de los dispositivos de transmisión que envían información a la red simultáneamente. En este caso, debería operar el algoritmo de estimación de canal para resolver simultáneamente las respuestas de canales de los dispositivos múltiples de transmisión.

Dada la necesidad de una alta capacidad del sistema en los sistemas de comunicación inalámbricos, las antenas adaptadoras y las técnicas de ecualización avanzada son importantes para satisfacer la creciente necesidad de comunicaciones de altas tasas de transferencia de datos. Para soportar la operación de antenas adaptadoras y ecualizadores, es ventajoso contar con un método y dispositivo que rastree la respuesta de frecuencia que varía con el tiempo de un sistema de banda ancha con la

precisión suficiente para permitir una ecualización efectiva y la supresión de interferencias. Dadas las dificultades asociadas con la implementación del SDMA y la naturaleza dañina del entorno de desvanecimiento de trayectorias múltiples, dicho dispositivo haría posible un mejor desempeño de ecualización y supresión de interferencias en un sistema móvil de comunicaciones de banda ancha.

Descrito en forma breve, el presente invento es un método y un dispositivo para calcular las respuestas de frecuencia de canales de las señales transmitidas por al menos un dispositivo transmisor y recibidas por al menos una antena receptora. El invento utiliza técnicas de optimización de gradiente y procesamiento de una Transformación de Fourier Discreta (*Efficient Discrete Fourier Transform* - DFT) eficiente que reduce en forma significativa la complejidad de la estimación de canales sin pérdida en el desempeño de esta medición. Al utilizar este método se elimina la necesidad de computar la inversa de una matriz muy grande, cómputo que requieren la mayoría de los estimadores de canales multiusuario. Además, el presente invento elimina problemas asociados con estimaciones de canales en subportadoras marginales en OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*: multiplexado ortogonal de división de frecuencias), proporcionando así un mejor desempeño de estimación de símbolos.

El método y dispositivo del presente invento puede incorporarse en un dispositivo receptor de comunicaciones, estación base, o unidad subscriptora. En el presente invento, el término "dispositivo" puede referirse a cualquier tipo de dispositivo de comunicaciones tal como una estación base, unidad subscriptora, u otro receptor o transmisor de comunicaciones.

El presente invento se implementa en un sistema de comunicaciones en el que por lo menos un dispositivo de transmisión deseado transmite información a un receptor de comunicaciones que cuenta por lo menos con una antena. En una implementación de preferencia, múltiples dispositivos de transmisión transmiten información simultáneamente a un receptor de comunicaciones que tiene múltiples antenas. Un dispositivo de transmisión transmite su información en "ráfagas" que tienen dos componentes, un intervalo de enlace y un intervalo de datos, llamados también bloques. La información transmitida en un intervalo de enlace contiene secuencias de símbolos piloto de contenido y duración conocidos tanto por el dispositivo transmisor como por el receptor de comunicaciones. El intervalo de datos contiene símbolos de datos que deben recuperarse en el dispositivo receptor. En el presente invento, el

- término "ráfaga" se refiere a cualquiera de los siguientes casos: una transmisión corta o aislada, un segmento de una transmisión mayor o más larga, un segmento de una transmisión continua, un segmento de una transmisión semicontinua, una transmisión limitada por el tiempo, una transmisión limitada por el ancho de banda, o cualquier combinación de las anteriores.

La capacidad de recibir y recuperar la información transmitida simultáneamente por más de un dispositivo aumenta en forma significativa la capacidad del sistema de comunicaciones. Los sistemas celulares convencionales permiten que solo un dispositivo transmita en un canal particular de frecuencia dentro de una célula para cualquier intervalo de tiempo predeterminado. Si se proporciona más de un dispositivo para transmitir a una estación base en el mismo canal de frecuencia y al mismo tiempo, se multiplicará la capacidad del sistema por un factor igual al número de dispositivos que se permita transmitir simultáneamente. Los dispositivos que incorporan algoritmos para contar con esta capacidad deben tener la capacidad de rastrear cualquier variación en el tiempo y canal de selección de frecuencias. El método y dispositivo del presente invento proporciona estimados de canales, variantes con el tiempo, que se utilizan en técnicas de estimación de ecualización de antenas adaptadoras, haciendo así más eficientes los sistemas de comunicaciones.

Una implementación preferida del presente invento que se describe más adelante, opera típicamente en un canal de dispersión de retrasos variante con el tiempo y opera bajo la suposición de que el canal puede cambiar en forma significativa sobre el ancho de banda ocupado y con el tiempo. Esto requiere una técnica de estimación de canal multivariable de dominios de frecuencias para rastrear las variaciones de tiempo y frecuencia de usuarios múltiples de SDMA que comparten el mismo canal de frecuencia y tiempo.

En la Figura 1, numeral 100, se ilustra un sistema de comunicaciones inalámbrico de acuerdo con la implementación preferida del presente invento. Como se muestra en dicha figura, una Estación Base 110 proporciona servicios de comunicaciones a una región geográfica conocida como célula 103. Por lo menos un Dispositivo de Usuario 120 y uno 130 se comunican con la Estación Base 110. En algunas implementaciones del sistema de comunicaciones de la figura 1, por lo menos cero Fuentes de Interferencias Externas 140 comparten el mismo espectro asignado a la Estación Base 110 y los dispositivos subscriptores 120 y 130. Las Fuentes de Interferencias Externas 140 representan una fuente no deseada de emisiones que interfiere con el proceso de

comunicación entre la Estación Base 110 y los dispositivos de usuarios 120 y 130. La naturaleza exacta y el número de las Fuentes de Interferencias Externas 140 dependerán de la implementación específica del sistema de comunicaciones de la Figura 1. En algunos casos, como se muestra en esa Figura, una Fuente de Interferencias Externas será otro Dispositivo de Usuario 140 (semejante en construcción y propósito al Dispositivo de Usuario 120) que se comunica con otra Estación Base 112 en el mismo espectro de frecuencias asignado a la Estación Base 110 y a los Dispositivos de Usuario 120 y 130. Como se muestra en la Figura 1, el Dispositivo de Usuario 120 tiene una sola antena, mientras los Dispositivos 130 tienen por lo menos una antena. El método y dispositivo del presente invento se puede implementar como parte de una Estación Base 110 o como parte de un dispositivo de usuario 120 o 130.

La Figura 2, numeral 200, es un diagrama de bloques que ilustra un dispositivo de acuerdo con el presente invento. El receptor de comunicaciones de acuerdo con el presente invento incluye por lo menos una antena (101) en la que las salidas de las antenas son cada una enviadas a una unidad receptora (201). Las salidas de las unidades receptoras (201) se envían a por lo menos un Combinador de Antenas (202). Las señales desde las unidades receptoras (201) se envían también al Controlador Combinador (210), que regula la operación de por lo menos un Combinador de Antenas (202). Las señales de las unidades receptoras (201) se envían también al Dispositivo de Estimación de Canales (208). El Generador de Símbolos Piloto (212) genera información de símbolos piloto que utiliza el Controlador Combinador (210) para controlar al Combinador de Antenas (202). La información de símbolos piloto generada por el Generador de Símbolos Piloto (212) la utiliza también el Dispositivo de Estimación de Canales (208) para estimar las respuestas de frecuencia variantes con el tiempo, de los dispositivos transmisores (110, 112, 120, 130 o 140, o cualquier combinación de ellos). La salida del Combinador de Antenas (202) se envía a una Unidad Decodificadora de Información (206), que decodifica la Salida del Combinador de Antenas (204) y genera la información de datos (213) que fue recibida por las Antenas (101). La salida de la Unidad Decodificadora de Información (206) se envía al Dispositivo de Estimación de Canales (208) para estimar la respuesta de frecuencias variantes con el tiempo de los dispositivos transmisores.

La Figura 3, numeral 300, es un diagrama de bloques que ilustra detalles del Combinador de Antenas del dispositivo de la Figura 2. El Combinador de Antenas (202) se acopla a las unidades receptoras (201), las que a su vez se acoplan a las

antenas (101). En una implementación preferida, las unidades receptoras (201) pueden incluir preamplificadores de frecuencias de radio, filtros y otros dispositivos que pueden utilizarse para convertir la señal de frecuencia de radio recibida por la antena, hacia abajo a un flujo digital de base b y símbolos complejos equivalentes. Como se muestra en la Figura 2, la salida de la i-ésima unidad receptora (201), (donde i es un entero entre 1 y M inclusive, y M es el número total de elementos de antena) se indica matemáticamente con $y_i(k)$, donde k e i son enteros, y se envía al combinador de antenas (202), que puede ser en forma de una pluralidad de multiplicadores complejos (302) que multiplican la salida de cada unidad receptora (201) por una ponderación compleja (304), que se indica matemáticamente como $w_i(k)$, y un combinador (306) suma las salidas de la pluralidad de los multiplicadores complejos (302). Los valores de las ponderaciones complejas (304) los controla el Controlador Combinador (210), que se muestra en la Figura 2.

La Figura 4, numeral 400, es un diagrama de tiempo que ilustra la estructura de una ráfaga de información para la modulación sencilla o de múltiples portadores (410) transmitida entre una pluralidad de dispositivos transmisores (p. ej., la Estación Base 110, el Dispositivo de Usuario 120 o 130) y un dispositivo receptor (p. ej., Estación Base 110, Dispositivo de Usuario 120 o 130). Una ráfaga de información (410) incluye por lo menos un intervalo de enlace (420), conocido también como bloque piloto, y por lo menos un intervalo de datos (430) conocido también como un bloque de datos. Durante un intervalo de enlace (420), un dispositivo transmisor (p. ej., una Estación Base 110, o un Dispositivo de Usuario 120 o un Dispositivo de Usuario 130, o una estación base 112, o en algunos casos un Dispositivo de Usuario 140, o cualquier combinación de ellos) transmite información de enlace que consiste por lo menos en un símbolo piloto de duración, contenido, y tiempo conocido tanto por el dispositivo transmisor como por el dispositivo receptor (una Estación Base 110, o un Dispositivo de Usuario 120, o un Dispositivo de Usuario 130). El Dispositivo de Estimación de Canales (208) del presente invento utiliza las salidas de las unidades receptoras (201) durante por lo menos uno de los intervalos de enlace (420) y el conocimiento de la secuencia transmitida de símbolos piloto para computar un estimado de tiempo de canal y respuesta de frecuencia entre los múltiples dispositivos transmisores (una Estación Base 110 o 112, o un Dispositivo de Usuario 120, 130 o 140, o cualquier combinación de ellos) y las antenas (101) del dispositivo receptor. Para actualizar el estimado de canal, el dispositivo de estimación de canales (208) del presente invento utiliza las salidas de las unidades decodificadoras de información (206) y las de las unidades receptoras (201) durante por lo menos un intervalo de datos (430) para

computar un estimado del tiempo de canal y respuesta de frecuencia entre los múltiples dispositivos transmisores (una Estación Base 110 o 112, o un Dispositivo de Usuario 120, 130 o 140, o cualquier combinación de ellos) y las antenas (101) del dispositivo receptor. Esta ráfaga de información actúa de acuerdo con todas las estimaciones de canales que utilizan prefijos cíclicos.

El dispositivo de estimación de canales para el presente invento utiliza la arquitectura matemática de optimización de gradiente. Esta optimización es un procedimiento iterativo finito para resolver un sistema de n ecuaciones con n incógnitas. A continuación se presenta una descripción de una estimación de canales de dominios de frecuencias basada en técnicas de optimización de gradiente:

Para la derivación de métodos de gradiente asumimos que el bloque completo de símbolos (p. ej., 420 o 430 en la figura 4) que se va a procesar (en OFDM este bloque algunas veces se indica como un baudio o como un intervalo de símbolos OFDM) es de símbolos conocidos (ya sean piloto, si el bloque es 420, o decisiones de símbolos, si el bloque es 430). El enfoque que se va a describir puede extenderse también a formatos piloto arbitrarios. Adicionalmente, se dará la siguiente derivación para una de las antenas receptoras, de las cuales debe haber al menos una. Se asume un sistema OFDM (Multiplexado Ortogonal de División de Frecuencias), aunque la derivación es aplicable a cualquier sistema que emplee procesamiento de dominios de frecuencias. El sistema OFDM que se describe más adelante emplea un tamaño FFT de N , y se emplean K subportadoras de dominios de frecuencias para transmitir la información (ya sea piloto o de datos). Además, en la derivación que sigue, el término "usuario" se utiliza para referirse a una antena transmisora de modo que la derivación será aplicable a sistemas convencionales de un solo usuario, a sistemas SDMA (Acceso Múltiple de División Espacial), a sistemas MIMO (Entrada Múltiple y Salida Múltiple), a sistemas de codificación de espacio-tiempo, o a cualquier otro sistema relacionado que cuente por lo menos con una antena de transmisión y por lo menos con una antena de recepción. Adicionalmente, en las siguientes derivaciones, las decisiones de símbolos no tienen necesariamente que dividirse en valores reales de símbolos. Puede utilizarse un tipo de decisión suave tal como referencias de tangente hiperbólica.

Los datos recibidos en una de las antenas receptoras, descartando el ruido y las interferencias desconocidas, están representados en la siguiente ecuación:

$$y_k = \sum_{i=1}^K H_{ki} x_i + n_k \quad (1)$$

(1)

En la k es el número del subportador (k tiene un rango de 1 a K), b es un número que identifica el baudio que se procesa (b tiene un rango de 1 a B), J es el número de usuarios de Acceso Múltiple de División Espacial (SDMA) (el número de dispositivos o antenas que transmiten simultáneamente), $H_j(k, b)$ es el canal de dominio de frecuencia del usuario j en el subportador k , baudio b , y $x_j(k, b)$ es el símbolo de dominio de frecuencia del usuario j en el subportador k , baudio b (en portador sencillo, $x_j(k, b)$ es la DFT de los K símbolos de dominio de tiempo del usuario j). En un entorno preferido, se reemplazan las Transformaciones Discretas de Fourier (DFT) por Transformaciones Rápidas de Fourier (FFT) para simplificar los cálculos. $H_j(k, b)$ se indica matemáticamente como la DFT de N puntos ($N \geq K$) de una secuencia de longitud L , $h_j(l, b)$ (donde $l = 0, 1, \dots, L-1$ o cualquier otra secuencia de enteros L de longitud apropiada), de las ganancias de intersecciones de dominio de tiempo (llamadas *time-taps*) como sigue: (nótese que la secuencia de longitud L $h_j(l, b)$ puede variar como función del índice de baudio, b).

$$h_j(k, b) = \sum_{l=0}^{L-1} h_j(l, b) e^{-j2\pi k l / N} \quad (2)$$

En portadores sencillos que emplean procesamiento de recepción de dominios de frecuencias, $K = N$, pero en OFDM, $N > K$ de modo que el estimador asume una correlación baja entre el canal del subportador $k = 1$ y el canal del subportador $k = K$.

En forma matricial y extendida a todos los subportadores K , la ecuación anterior viene a ser:

$$y(k, b) = \begin{bmatrix} H_1(k, b) \\ \vdots \\ H_J(k, b) \end{bmatrix} x(k, b) \quad (3)$$

En la que:

$$y(k, b) = \begin{bmatrix} y_1(k, b) \\ \vdots \\ y_J(k, b) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e^{j2\pi k l_1 / N} \\ \vdots \\ e^{j2\pi k (L-1) / N} \end{bmatrix} \quad (4)$$

Los datos recibidos en el baudio b en cada subportador, apilados en un vector $Y(b)$ pueden escribirse como:

$$f(x) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \hat{f}(k) e^{ikx} dk = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \hat{f}(k) e^{ikx} dk \quad (5)$$

En la que $(K \times K)X_j(b) = \text{diag}(x_j(1, b), \dots, x_j(k, b))$, (diag significa que la matriz se compone de puros ceros con excepción de los elementos de la diagonal que se dan en paréntesis) y

$$[A, B, C, D] = [X, Y, Z, W],$$

$$[A, B, C, D] = \begin{bmatrix} \hat{A} & \hat{B} & \hat{C} & \hat{D} \\ \hat{A} & \hat{B} & \hat{C} & \hat{D} \\ \hat{A} & \hat{B} & \hat{C} & \hat{D} \\ \hat{A} & \hat{B} & \hat{C} & \hat{D} \end{bmatrix} \rightarrow [A, B, C, D] = \begin{bmatrix} \hat{A}_1 \hat{B}_1 \\ \hat{A}_2 \hat{B}_2 \\ \hat{A}_3 \hat{B}_3 \\ \hat{A}_4 \hat{B}_4 \end{bmatrix} \quad (6)$$

El estimador de mínimos cuadrados es la solución al siguiente problema de minimización:

[illegible]

(7)

El gradiente de la anterior ecuación con respecto a $h(b)$ está indicado como (donde se descarta un factor multiplicador de 2 para mejorar la claridad de la presentación):

$$\Delta H_{\text{eff}} = E^{\text{eff}}(h_1, h_2) - E^{\text{eff}}(h_1, h_2) \quad (8)$$

En la que H es la transposición conjugada. Al computar este gradiente, nótese que una multiplicación de matrices por la matriz grande D puede implementarse como J de N puntos estando cada DFT truncada a las primeras muestras K . También, puede implementarse la multiplicación por D^H como J transformadas de Fourier discretas inversas de N puntos (IDFT) estando cada una de ellas truncada a las primeras muestras L . Nótese que $X(b)$ es una matriz dispersa, de modo que solo se requieren multiplicaciones JK complejas cuando se multiplica por un vector $JK \times 1$. En otras palabras, al computar el gradiente anterior, se puede hallar $Dh(b)$ tomando una FFT separada de las intersecciones L de tiempo de cada usuario en $h(b)$, truncando cada una a muestras K , y luego apilando el resultado en un vector de $JK \times 1$. Entonces puede hallarse $X(b)(Dh(b))$ mediante multiplicaciones JK complejas (y algunas operaciones de adición). Luego se puede hallar $X^H(b)(X(b)(Dh(b)))$ mediante multiplicaciones JK complejas, y finalmente, se puede hallar $D^H(X^H(b)(X(b)(Dh(b))))$ mediante J IFFT de N puntos truncados a muestras L y apiladas en un vector $JL \times 1$. Calcular el gradiente con estos métodos (esto es, con las operaciones DFT o FFT) requiere un número

significativamente menor de operaciones que si se realizaran operaciones de multiplicación de matrices directamente como se expresa en la ecuación (8). Son estas observaciones las que conducen a un algoritmo dirigido por decisiones de baja complejidad computacional basado en los métodos de optimización de gradiente. Estos procesos se describen en las siguientes dos listas de pasos (la primera para el método de gradiente y la segunda para el método de gradiente conjugado), pero se explican con detalle en las figuras 5 a 8.

Tamaño de paso fijo y método de gradiente de descenso más pronunciado.

$$1. z_0 = D^H X^H(b) Y(b), t = 0,$$

$\theta_0 = z_0$ a menos que se esté en modo dirigido por decisión en el cual $\theta_0 = h(b-1)$

$$2. d_t = z_0 - D^H X^H(b) X(b) D \theta_t, \theta_{t+1} = \theta_t + \alpha_t d_t$$

En la que $\alpha_t = 1$ para gradiente de tamaño de paso fijo y para el descenso más pronunciado es igual a:

$$\alpha = \frac{\|d_t\|^2}{\|D^H X^H(b) X(b) D d_t\|^2}$$

3. $t = t + 1$. Si $t > t_{\max}$ entonces parar y $h(b) = \theta_t$, si no, ir a 2, Método de Gradiente Conjugado

$$1. z_0 = D^H X^H(b) Y(b), t = 0,$$

$\theta_0 = z_0$ a menos que se esté en modo dirigido por decisión en el cual $\theta_0 = h(b-1)$

$$2. g_0 = D^H X^H(b) X(b) D \theta_0 - z_0, d_0 = -g_0$$

$$\beta_t = \frac{g_{t+1}^H g_t}{g_t^H g_t}$$

$$4. \theta_{t+1} = \theta_t + \alpha_t d_t$$

$$5. g_{t+1} = D^H X^H(b) X(b) D \theta_{t+1} - z_0$$

6.

$$\alpha_t = \frac{g_{t+1}^H g_t}{g_t^H g_t}$$

$$7. d_{t+1} = -g_{t+1} + \beta_t d_t$$

8. $t = t + 1$. Si $t = t_{\max}$ entonces parar y $h(b) = \theta_t$, si no, ir a 3.

La Figura 5 muestra un diagrama de flujo que ilustra los pasos efectuados por el Dispositivo de Estimación de Canales (208) cuando se utiliza el método de gradiente de tamaño de paso fijo o el de gradiente de descenso más pronunciado. Esto está de acuerdo con el presente invento cuando el bloque b (ecuación 1) es un bloque piloto (420). Los símbolos piloto para el bloque b 510 los proporciona el Generador de

• Símbolos Piloto 212. Tras recibir los símbolos piloto y los datos piloto (520) en el bloque b, se apila su información en un vector $Y(b)$ y se iguala en la siguiente ecuación como:

$$Y(b) = \begin{bmatrix} y_1(b) \\ \vdots \\ y_K(b) \end{bmatrix}$$

El vector de tiempo inicial, z_0 , se computa como una función (530) de los datos piloto recibidos en el bloque b y los símbolos piloto en el mismo bloque b, siendo el bloque b piloto el segmento 420. Es decir que $z_0 = D^H X^H(b) Y(b)$ donde:

$$X_j(b) = \begin{bmatrix} x_{j,1}(b) & \dots & x_{j,K}(b) \end{bmatrix} \quad (K \times K) \quad X_j(b) = \text{diag}(x_j(1, b), \dots, x_j(K, b)), \quad \text{diag significa que la matriz se compone de puros ceros con excepción de los elementos de la diagonal que se dan entre paréntesis. } x_j(1,b) \text{ es el símbolo piloto del usuario } j \text{ en el subportador } k \text{ y el bloque } b.$$

Para la matriz anterior, se determina F con:

$$F = \begin{bmatrix} 1 & \dots & 1 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & \dots & 1 \end{bmatrix} \quad \text{donde } F_{k,l} = 1 \text{ si } k=l \text{ y } 0 \text{ en otro caso}$$

(En la implementación preferida, se computaría $z_0 = D^H X^H(b) Y(b)$ con FFT y una multiplicación en el sentido de los elementos de dos vectores). Después, el número de iteración t (540), se fija a cero. La inicialización requiere también que el estimado de canal en el número de iteración 0, θ_0 , sea igual a un estimado de canal inicial. En la implementación preferida, el estimado de canal inicial es el vector inicial de tiempo z_0 (550). Luego, en el bloque 560, el vector de dirección, d, se computa en el número de iteración t, formando d, como una función del vector de tiempo inicial, los símbolos piloto en el bloque b, y el estimado del canal en el número de iteración t, θ_t . El vector de dirección se utiliza para determinar qué tan grande debe ser el paso que se va a computar para la siguiente iteración de los procesos 560 a 585. La ecuación para 560 es $d_t = z_0 - D^H X^H(b) X(b) D \theta_t$ (570). Si no se ha fijado el tamaño del paso ($\alpha_t = \alpha_0$, donde α_0 es una constante) entonces se computa el tamaño del paso (672) en el número de iteración t, α_t como una función del vector de dirección en el número de iteración t y los símbolos piloto en el bloque b. La ecuación para 672 es

$$\alpha_t = \frac{\|d_t\|^2}{\|d_t\|^2 + 1}$$

En la que $v_t = X(b)Dd_t$. El estimado del canal 570 se computa en el número de iteración $t + 1$, θ_{t+1} , como una función del vector de dirección en el número de iteración t , el estimado del canal en el número de iteración t , y el tamaño del paso en el número de iteración t , α_t (574). La ecuación para 574 es $\theta_{t+1} = t + \alpha_t d_t$. En este punto, se incrementa el número de iteración (576) en uno. Si el número de iteración t es igual a $t_{\max}$ (580), siendo $t_{\max}$ el número en el que debería detenerse la iteración del estimador de canal, entonces el estimador de canal en el bloque b , $h(b)$, es el estimado de canal en el número de iteración t (590). $T_{\max}$ está predeterminado para el dispositivo receptor y depende de las limitaciones de potencia de su procesador y su memoria. Si $d_t^H d_t < \epsilon$ (585), donde $d_t^H d_t$ es la magnitud elevada al cuadrado del vector de dirección, y en la implementación preferida, ϵ es un porcentaje pequeño (p. ej., 1%) de la información theta ($\theta^H \theta$), el estimado del canal en el bloque b , $h(b)$, es el estimado del canal en la iteración t (590). De otra forma, se repite el proceso desde el bloque 560 en adelante hasta que se satisfagan las condiciones de que t iguale a $t_{\max}$ o que $d_t^H d_t < \epsilon$, en cuyo punto el estimado de canal en el bloque b , $h(b)$, es el estimado de canal en la iteración t (590).

En la Figura 6 se muestra un diagrama de flujo que ilustra los pasos realizados por el Dispositivo de Estimación de Canales (208) cuando se utiliza el método de gradiente con tamaño de paso fijo o el de gradiente de descenso más pronunciado. Esto está de acuerdo con el presente invento cuando el bloque b (ecuación 1) es un bloque de datos (430). Los símbolos para el bloque b , $x_j(k, b)$ (610), los proporciona la unidad decodificadora de información (206) donde $x_j(k, b)$ es el símbolo del usuario j . Después de recibir los datos (620) en el bloque b , se apila en un vector y se iguala como

$$X \approx 10(2) = \begin{bmatrix} x_{11}(k, b) \\ \vdots \\ x_{JK}(k, b) \end{bmatrix}$$

El vector inicial de tiempos, z_0 , se computa como una función de los datos recibidos (630) en el bloque b y los estimados de símbolos en el bloque b . Es decir que vector es $z_0 = D^H X^H(b)Y(b)$ donde:

$$X \approx JK \times 10(2) = \{x_1(b), \dots, x_{JK}(b)\} \text{ y } Y \approx JK \times 10(2) = \begin{bmatrix} F & 0 & \dots & 0 \\ 0 & F & & \\ & & \ddots & \\ 0 & & 0 & F \end{bmatrix}$$

752

$(K \times K) X_j(b) = \text{diag}(x_j(1, b), \dots, x_j(K, b))$. diag significa que la matriz se compone de puros ceros con excepción de los elementos de la diagonal que se dan entre paréntesis. $x_j(1, b)$ es el estimado de símbolo del usuario j en el subportador k y el bloque b . Para la matriz anterior, F está determinada por:

$$F_{j,k} = \begin{bmatrix} x_j(1, b) \\ \vdots \\ x_j(K, b) \end{bmatrix} \quad \text{where } F_{j,k} = \begin{bmatrix} 1 \\ \vdots \\ 1 \end{bmatrix}$$

(En la implementación preferida, se computaría $z_0 = D^H X^H(b) Y(b)$ con FFT y una multiplicación en el sentido de los elementos de dos vectores). Después, se fija a cero el número de iteración t (640). La inicialización requiere también que el estimado de canal (650) en el número de iteración 0, θ_0 , sea igual a un estimado de canal inicial. En la implementación preferida, el estimado de canal inicial es el estimado del canal en el bloque $b - 1$, $h(b - 1)$. Este es el estimado del canal que se ha computado previamente para el bloque 590 si el bloque $b - 1$ es un bloque piloto y si el bloque $b - 1$ es un bloque de datos 690. En el bloque 660, el vector de dirección d se computa en el número de iteración t , formando d_t como una función del vector inicial de tiempo, los estimados de símbolos en el bloque b , y el estimado del canal en el número de iteración t , θ_t . El vector de dirección se utiliza para determinar qué tan grande debe ser el paso a computarse para la siguiente iteración de los procesos 660 a 685. Las ecuaciones para 660 son $d_t = z_0 - D^H X^H(b) X(b) D \theta_t$, donde $v_t = X(b) D d_t$. (670). Si no está fijado el tamaño del paso ($\alpha_t \neq \alpha_0$, donde α_0 es una constante) entonces se computa el tamaño del paso (672) en el número de iteración t , α_t , como una función del vector de dirección en el número de iteración t y los símbolos piloto en el bloque b . La ecuación para 672 es

$$\alpha_t = \frac{d_t^H d_t}{\sum_{k=1}^K |d_t(k)|^2}$$

El estimado del canal 670 se computa en el número de iteración $t + 1$, θ_{t+1} , como una función del vector de dirección en el número de iteración t , el estimado del canal en el número de iteración t , y el tamaño del paso en el número de iteración t , α_t (674). La ecuación para 674 es $\theta_{t+1} = \theta_t + \alpha_t d_t$. En este punto, se incrementa el número de iteración (676) en uno. Si el número de iteración t es igual a $t_{\max}$ (680), siendo $t_{\max}$ el número en el que debería detenerse la iteración del estimador del canal, entonces el estimador de canal en el bloque b , $h(b)$, es el estimado del canal en el número de iteración t (690). $T_{\max}$ está predeterminado para el dispositivo receptor y depende de las limitaciones de potencia de su procesador y su memoria. Si $d_t^H d_t < \epsilon$ (685), donde $d_t^H d_t$,

es la magnitud elevada al cuadrado del vector de dirección, y en la implementación preferida, ϵ es un porcentaje pequeño (p. ej., 1%) de la información theta ($\theta^H\theta$), el estimado del canal en el bloque b, $h(b)$, es el estimado de canal en la iteración t (690). De otra forma, se repite el proceso desde el bloque 660 en adelante hasta que se satisfagan las condiciones de que t iguale a $t_{\max}$ o que $d_t^H d_t < \epsilon$, en cuyo punto el estimado del canal en el bloque b, $h(b)$, es el estimado de canal en la iteración t (690).

En la Figura 7 se muestra un diagrama de flujo que ilustra los pasos realizados por el Dispositivo de Estimación de Canal (208) cuando se utiliza el método de gradiente conjugado. Esto está de acuerdo con el presente invento cuando el bloque b (ecuación 1) es un bloque piloto (420). El Generador de Símbolos Piloto 212 proporciona los símbolos piloto para el bloque b (710). Después de recibir los datos piloto (715) en el bloque b, donde

$$Y(b) = [Y_1(b) \dots Y_K(b)]^T$$

se computa el vector inicial de tiempo (720) z_0 como una función de los datos piloto recibidos en el bloque b y los símbolos piloto en el bloque b, siendo el bloque b piloto el segmento 420. es decir que $z_0 = D^H X^H(b) Y(b)$ donde:

$$D = [D_1(b) \dots D_J(b)]^T \text{ where } D_j(b) = [D_{j1}(b) \dots D_{jK}(b)]^T = \begin{bmatrix} F & 0 & \dots & 0 \\ 0 & F & & \\ \vdots & & \ddots & \\ 0 & \dots & 0 & F \end{bmatrix}$$

$(K \times K)$ $X_j(b) = \text{diag}(x_j(1, b), \dots, x_j(K, b))$, diag significa que la matriz se compone de puros ceros con excepción de los elementos de la diagonal que se dan entre paréntesis. $x_j(1, b)$ es el símbolo piloto o estimado de símbolo del usuario j en el subportador k y el bloque b. Para la matriz anterior, F está determinada por:

$$(K \times K) F = \begin{bmatrix} f^H(0) \\ \vdots \\ f^H(K-1) \end{bmatrix} \text{ where } f(k) = [f(k) \dots f(k+L-1)]^T$$

(En la implementación preferida, se computaría $z_0 = D^H X^H(b) Y(b)$ con FFT y una multiplicación en el sentido de los elementos de dos vectores). Después, se fija a cero el número de iteración t (725). La inicialización también requiere que el estimado de canal en el número de iteración 0, θ_0 , sea igual a un estimado de canal inicial. En la implementación preferida, el estimado de canal inicial es z_0 (730). En el bloque 735 el

vector de gradientes g se computa en el número de iteración 0, formando g_0 como una función del vector inicial de tiempo, los símbolos piloto en el bloque b , y el estimado de canal en el número de iteración 0. La ecuación para 735 es $g_0 = D^H X^H(b) X(b) D \theta_0 - z_0$. Entonces se computa el vector de dirección d en el número de iteración 0, formando d_0 como el negativo del vector de gradientes en el número de iteración 0 (740). El vector de dirección permutado, v , se computa en el número de iteración t como una función del vector de dirección en el número de iteración t y los símbolos piloto en el bloque b , formando v_t (745). La ecuación completa para 745 es $v_t = D^H X^H(b) X(b) D d_t$. Utilizando la ecuación

$$\alpha_t = \frac{v_t^H v_t}{v_t^H v_t + 1}$$

se computa el tamaño del primer paso α en el número de iteración t , como una función del vector de dirección en el número de iteración t , el vector de gradientes en el número de iteración t , y el vector de dirección permutado en el número de iteración t formando α_t (750). El bloque 755 computa el estimado de canal en el número de iteración $t + 1$ como una función del vector de dirección en el número de iteración t , el estimado del canal en el número de iteración t , y el tamaño del primer paso en el número de iteración t , formando θ_{t+1} , utilizando la ecuación $\theta_{t+1} = \theta_t + \alpha_t d_t$. Luego se computa el vector de gradientes g en el número de iteración $t + 1$ como una función del vector inicial de tiempo, los símbolos piloto en el bloque b , y el estimado de canal en el número de iteración t , donde $g_{t+1} = D^H X^H(b) X(b) D \theta_t - z_t$ (760). El tamaño del segundo paso β se computa en el número de iteración t como una función del vector de dirección en el número de iteración t , el vector de gradiente en el número de iteración $t + 1$, y el vector de dirección permutado en el número de iteración t , formando β_t (765). Esto se ilustra como

$$\beta_t = \frac{v_t^H g_{t+1}}{v_t^H g_{t+1} + 1}$$

El bloque 770 computa el vector de dirección en el número de iteración $t + 1$, d_{t+1} como una función del vector de gradiente en el número de iteración $t + 1$, el tamaño del segundo paso en el número de iteración t , y el vector de dirección en el número de iteración t , utilizando la ecuación $d_{t+1} = -g_{t+1} + \beta_t d_t$. En este punto, se incrementa en uno el número de iteración t (775). Si el número de iteración t es igual a $t_{\max}$ (780), siendo $t_{\max}$ el número en el que debería detenerse la iteración del estimador de canal, entonces el estimador de canal en el bloque b , $h(b)$, es el estimado de canal en el número de iteración t (790). Por consiguiente, $t_{\max}$ está predeterminado para el dispositivo receptor

65

y depende de las limitaciones de potencia de su procesador y su memoria. Si $d_t^H d_t < \varepsilon$ (785), donde $d_t^H d_t$ es la magnitud elevada al cuadrado del vector de dirección, y en la implementación preferida, ε es un porcentaje pequeño (p. ej., 1%) de la información theta ($\theta^H \theta$), el estimado de canal en el bloque b, $h(b)$, es el estimado de canal en la iteración t (790). De otra forma, se repite el proceso desde el bloque 745 hasta el 785 hasta que se satisfagan las condiciones de que t iguale a $t_{\max}$ o que $d_t^H d_t < \varepsilon$. en cuyo punto el estimado del canal en el bloque b, $h(b)$, es el estimado del canal en la iteración t (790).

En la Figura 8 se muestra un diagrama de flujo que ilustra los pasos realizados por el Dispositivo de Estimación de Canal (208) cuando se utiliza el método de gradiente conjugado. Esto está de acuerdo con el presente invento cuando el bloque b (ecuación 1) es un bloque de datos (810), siendo el bloque de datos b el segmento 430. Los símbolos para el bloque b, $x_j(k, b)$ (810) los proporciona la unidad decodificadora de información (206) en la que $x_j(k, b)$ es el símbolo del usuario j. Después de recibir los datos piloto en el bloque b, en la que la ecuación

$$(K \times 1) Y(b) = \begin{bmatrix} Y(1, b) \\ \vdots \\ Y(K, b) \end{bmatrix}$$

es cierta, se computa el vector inicial de tiempos z_0 (820) como una función de los símbolos de datos recibidos 815 y los estimados de símbolos 810. Es decir que $z_0 = D^H X^H(b) Y(b)$ en la que:

$$(K \times K) X_j(b) = \text{diag}(x_j(1, b), \dots, x_j(K, b)) \quad (K \times 1) Y(b) = \begin{bmatrix} Y(1, b) \\ Y(2, b) \\ \vdots \\ Y(K, b) \end{bmatrix}$$

$(K \times K) X_j(b) = \text{diag}(x_j(1, b), \dots, x_j(K, b))$, diag significa que la matriz se compone de puros ceros con excepción de los elementos de la diagonal que se dan entre paréntesis. Además, $x_j(1, b)$ es el estimado de símbolo del usuario j en el subportador k y el bloque b. Para la matriz anterior, se determina F con la siguiente ecuación:

$$(K \times 1) F = \begin{bmatrix} F^H(1, 1) \\ \vdots \\ F^H(K, K-1) \end{bmatrix} \quad \text{where } F^H(k, k) = \begin{bmatrix} 1 \\ F^H(k, 1) \\ \vdots \\ F^H(k, K-1) \end{bmatrix}$$

(En la implementación preferida, se computaría $z_0 = D^H X^H(b) Y(b)$ con FFT y una multiplicación en el sentido de los elementos de dos vectores). Después, se fija a cero

el número de iteración t (825). La inicialización requiere también que el estimado de canal en el número de iteración 0, θ_0 , sea igual a un estimado de canal inicial. En la implementación preferida, el estimado de canal inicial es igual al estimado de canal en el bloque $b - 1$, $h(b - 1)$ (830). Este es el estimado de canal que se ha computado antes para el bloque 790 si el bloque $b-1$ es un bloque piloto y si es un bloque de datos 890. En el bloque 835, se computa el vector de gradientes g en el número de iteración 0 formando g_0 como una función del vector inicial de tiempo, los estimados de símbolos en el bloque b , y el estimado del canal en el número de iteración 0. La ecuación para 835 es $g_0 = D^H X^H(b) X(b) D \theta_0 - z_{tb}$. Luego se computa el vector de dirección d en el número de iteración 0 formando d_0 como el negativo del vector de gradiente en el número de iteración 0 (840). Se computa el vector de dirección permutado v en el número de iteración t , como función del vector de dirección en el número de iteración t y los estimados de símbolos en el bloque b formando v_t (845). La ecuación completa para 845 es $v_t = D^H X^H(b) X(b) D d_t$. Utilizando la ecuación

$$\alpha_t = - \frac{y_t^H d_t}{d_t^H d_t}$$

El tamaño del primer paso α se computa en el número de iteración t , como una función del vector de dirección en el número de iteración t , el vector de gradiente en el número de iteración t , y el vector de dirección permutado en el número de iteración t formando α_t (850). El bloque 855 computa el estimado del canal en el número de iteración $t + 1$ como una función del vector de dirección en el número de iteración t , el estimado del canal en el número de iteración t , y el tamaño del primer paso en el número de iteración t , formando θ_{t+1} , utilizando la ecuación $\theta_{t+1} = \theta_t + \alpha_t d_t$. Luego se computa el vector de gradiente g en el número de iteración $t + 1$ como una función del vector inicial de tiempo, los estimados de símbolos en el bloque b , y el estimado del canal en el número de iteración t donde $g_{t+1} = D^H X^H(b) X(b) D \theta_t - z_b$ (860). El tamaño del segundo paso β se computa en el número de iteración t como una función del vector de dirección en el número de iteración t , el vector de gradiente en el número de iteración $t + 1$, y el vector de dirección permutado en el número de iteración t , formando β_t (865). Esto se ilustra como

$$\beta_t = \frac{d_t^H g_{t+1}}{g_{t+1}^H g_{t+1}}$$

El bloque 870 computa el vector de dirección en el número de iteración $t + 1$, ~~870~~ como una función del vector de gradiente en el número de iteración $t + 1$, el tamaño del segundo paso en el número de iteración t , y el vector de dirección en el número de iteración t utilizando la ecuación ~~870~~. En este punto se incrementa en uno el número de iteración t (875). Si el número de iteración t iguala a $t_{\max}$ (880)

57

~~885~~ siendo el número en el que se debería detener la iteración del estimador de canal, el estimado del canal en el bloque b , $h(b)$, es el estimado de canal en el número de iteración t (890). T_{m} está predeterminado para el dispositivo receptor y depende de las limitaciones de potencia de su procesador y de su memoria. Si $D_t^H d_t < \epsilon$ (885) donde $D_t^H d_t$ es la magnitud elevada al cuadrado del vector de dirección y en la implementación preferida ϵ es algún porcentaje pequeño (p. ej., 1%) de la información $\theta(\theta^H \theta)$, el estimado del canal en el bloque b , $h(b)$, es el estimado de canal en el número de iteración t (890). De otra forma, se repite el proceso desde el bloque 845 hasta el 885 hasta que se satisfagan las condiciones de que t iguale a t_{m} o que $d_t^H d_t < \epsilon$, en cuyo punto el estimado del canal en el bloque b , $h(b)$, es el estimado de canal en la iteración t (890),

Existe un enfoque más simple y menos complejo para los estimadores de gradiente mencionados si el objetivo final es hallar estimados de canal para dispositivos múltiples de transmisión cuando éstos emplean una secuencia piloto conocida diseñada especialmente o cuando hay solo un dispositivo de transmisión (ya sea con pilotos o decisiones de símbolos conocidos).

Un ejemplo de una posible secuencia de piloto para un dispositivo transmisor i es:

$$b_i(k) = \sum_{l=1}^L a_l e^{j\phi_l} e^{j2\pi f_l k} \quad (9)$$

(9)

Donde $b_i(k)$ es una secuencia de piloto arbitraria. Nótese que cada uno de los dispositivos transmisores J tiene la misma secuencia de piloto con excepción del término de la fase lineal. El término de la fase permite que el procesamiento simple recupere cada respuesta de canal de los dispositivos transmisores. El término de la fase lineal significa que cuando los datos de dominios de frecuencias recibidos, $Y(k, b)$, se dividen entre la secuencia de piloto, $b_i(k)$, el resultado sin ruidos contiene la suma de cada canal de dispositivo transmisor multiplicado por el término de la fase lineal. Puesto que se asume que cada dispositivo transmisor tiene L intersecciones de tiempo (*time-taps*) que caracterizan su respuesta de frecuencia, podemos ejecutar la versión de un solo usuario del enfoque de gradiente que asume intersecciones de tiempo JL . Nuevamente, debido al término de la fase lineal, las primeras intersecciones L serán un dispositivo transmisor, las segundas L otro dispositivo transmisor, y así sucesivamente.

48

Nótese que en algunos casos es posible una convergencia más rápida de los algoritmos de gradiente utilizando un mayor espaciado que L . En otras palabras, la L de la ecuación (9) se reemplaza por γL , donde $\gamma > 1$. Cuando se aplican los algoritmos de gradiente, en el dominio de tiempo, una de las intersecciones de canal de dominio de tiempo de los dispositivos transmisores estará ubicada entre 0 a $L - 1$, la segunda estará de γL a $(\gamma + 1)L - 1$, y así sucesivamente.

A continuación se presenta una descripción matemática del método de gradiente con el desplazamiento o cambio de la fase lineal de la ecuación (9). La extensión de desplazamiento de fase arbitraria y secuencia de piloto arbitraria es directa y hacia adelante (*straight forward*) e incluye modificar la definición de $F(Y)$ y $G(Y)$ dadas más adelante para acomodar los subportadores en los que hay símbolos piloto y también modificar [los lugares] donde se encuentran las intersecciones de tiempo para cada uno de los múltiples dispositivos de transmisión después del procesamiento IFFT.

El primer paso es definir el vector estimado de canal ruidoso de $K \times 1$, $H_0(b)$, como:

$$H_0(b) = \begin{bmatrix} H_{0,1} \\ H_{0,2} \\ \vdots \\ H_{0,K} \end{bmatrix} \quad \text{donde} \quad H_{0,k} = \frac{y_k - \sum_{l=1}^{L-1} H_{0,l} x_{k-l}}{x_k} \quad (10)$$

Luego definimos $F\{y\}$ como la IFFT de N puntos del vector y de $K \times 1$ truncado a muestras JL y escalado por $N/\sqrt{K}$ (para otros desplazamientos de fase lineal, las muestras JL que se mantienen son las que corresponden a cada uno de los canales de dominio de tiempo de los dispositivos transmisores cuya localización después de la IFFT se especifica con el desplazamiento de la fase). También definimos $G\{x\}$ como la FFT de N puntos del vector x de $JL \times 1$ truncado a muestras K y escalado por $1/\sqrt{K}$.

Método de Gradiente de Tamaño de Paso Fijo y Desplazamiento de Fase Lineal de Descenso más Pronunciado

$$1. \quad t = 0, \theta_t = F\{H_0(b)\}$$

$$2. \quad d_t = \theta_t - F\{G\{\theta_t\}\}$$

$$\theta_{t+1} = \theta_t + \alpha_t d_t$$

donde $\alpha_t = 1$ (o cualquier escalar apropiado) para gradiente de tamaño de paso fijo y para descenso más pronunciado es igual a la ecuación:

$$\alpha_t = \frac{\sum_{k=1}^K |d_{t,k}|^2}{\sum_{k=1}^K |d_{t,k}|^2 + \epsilon}$$

3. $t = t + 1$. Si $t > t_{\max}$, entonces parar y $h(b) = \theta_t$, si no, ir a 2, Método de Gradiente

Conjugado de Desplazamiento de Fase Lineal

1. $t = 0$, $\theta_t = F\{H_t(b)\}$

2. $g_0 = F\{G\{\theta_t\}\} - \theta_t$, $d_0 = -g_0$

3.

$$\alpha_t = \frac{g_t^H g_t}{g_t^H g_t + \beta_t}$$

4. $\theta_{t+1} = \theta_t + \alpha_t d_t$

5. $g_{t+1} = F\{G\{\theta_{t+1}\}\} - \theta_{t+1}$

6.

$$\beta_t = \frac{g_t^H g_t}{g_t^H g_t + \beta_t}$$

7. $d_{t+1} = g_{t+1} + \beta_t d_t$

8. $t = t + 1$. Si $t > t_{\max}$, entonces parar y $h(b) = \theta_t$, si no, ir a 3

Esta descripción puede implementarse también en las figuras 6 a 9 siempre que los pasos dentro de los bloques correspondientes de las figuras se realicen de acuerdo con la descripción anterior.

El presente invento puede implementarse en otras formas específicas sin apartarse de su espíritu o características esenciales. Las implementaciones descritas deben considerarse en todos los aspectos solo como ilustrativas y no restrictivas.

Reivindicamos:

1. Un método de operar un sistema de comunicaciones que incluye por lo menos un receptor que comprende:
 - suministro de una multiplicidad de símbolos piloto;
 - recepción de datos piloto;
 - determinación de un vector inicial de tiempo como una función de los datos piloto recibidos y los símbolos piloto;
 - determinación de un vector inicial de dirección como una función del vector inicial de tiempo y los símbolos piloto; y
 - determinación de un primer estimado de canal como una función del vector inicial de dirección, el vector inicial de tiempos, y un tamaño de paso inicial.

260

2. El método de la reivindicación 1 en el que el vector inicial de tiempo se computa utilizando procesamiento de Transformación de Fourier Discreta (DFT).
3. El método de la reivindicación 2 en el que la Transformación de Fourier Discreta (DFT) comprende una Transformación de Fourier Rápida (FFT).
4. El método de la reivindicación 1 que además comprende la determinación de un estimado del segundo canal como una función de un segundo vector de dirección, del estimado del primer canal y de un tamaño del segundo paso.
5. El método de la reivindicación 1 que además comprende la determinación de un vector inicial de gradiente a partir del vector inicial de dirección, en el que el estimado del primer canal se determina como una función del vector inicial de gradiente.
6. Un método de operar un sistema de comunicaciones incluyendo por lo menos un receptor que comprende:
Suministrar una multiplicidad de estimados de símbolos;
recibir una multiplicidad de símbolos de datos;
determinar un vector inicial de tiempo como una función de los símbolos de datos recibidos y de los estimados de símbolos;
determinar un vector inicial de dirección como una función del vector inicial de tiempo, de los estimados de símbolos y del estimado de canal inicial; y
determinar un estimado del primer canal como una función del vector inicial de dirección, del estimado de canal inicial y de un tamaño de paso inicial.
7. El método de la reivindicación 6 en el que el vector inicial de tiempos se computa utilizando el procesamiento de Transformación de Fourier Discreta (DFT).
8. El método de la reivindicación 6 en el que la Transformación de Fourier Discreta (DFT) comprende una Transformación de Fourier Rápida (FFT).
9. El método de la reivindicación 6 que además comprende la determinación de un estimado de un segundo canal como una función de un segundo vector de dirección, del estimado del primer canal y del tamaño de un segundo paso.

51

10. El método de la reivindicación 6 en el que el estimado del canal inicial es igual al estimado de un canal de un tiempo anterior.

11. El método para determinar la medición de un canal para un bloque piloto entre un dispositivo transmisor y un dispositivo receptor, que comprende:

- a) inicializar el dispositivo de estimación del canal mediante el almacenamiento de los símbolos piloto;
- b) recibir los datos piloto;
- c) computar el vector inicial de tiempo como una función de un bloque de datos piloto recibidos y de los símbolos piloto;
- d) inicializar un número de iteración t en cero;
- e) inicializar un estimado de canal igualándolo al vector inicial de tiempo;
- f) computar un vector de dirección con base en el vector inicial de tiempo, los símbolos piloto, y el estimado del canal en la iteración t ;
- g) computar un estimado de canal en la iteración $t + 1$ con base en el vector de dirección en la iteración t , un estimado de canal en la iteración t , y un tamaño de paso en la iteración t ;
- h) incrementar el número de iteración en 1; y
- i) si t no es igual a un número preestablecido, entonces repetir los pasos f) a i); y
- j) si una magnitud elevada al cuadrado del vector de dirección no es menor que un valor preestablecido, repetir los pasos f) a j).

12. El método para determinar la medición del canal para un bloque de datos entre un dispositivo transmisor y un dispositivo receptor, que comprende:

- a) inicializar un dispositivo de estimación de canal determinando y almacenando estimados de símbolos;
- b) recibir símbolos de datos;
- c) computar un vector inicial de tiempo como una función de los símbolos de datos recibidos y de los estimados de símbolos;
- d) inicializar un número de iteración t en cero;
- e) inicializar un estimado de canal igualándolo a un estimado de canal de un tiempo anterior;
- f) computar un vector de dirección con base en un vector inicial de tiempos, símbolos piloto, y el estimado del canal en la iteración t ;

762

- g) computar un estimado de canal en la iteración $t + 1$ con base en el vector de dirección en la iteración t , un estimado de canal en la iteración t , y un tamaño de paso en la iteración t ;
- h) incrementar el número de iteración en 1;
- i) si t no es igual a un número preestablecido, entonces repetir los pasos f) a i); y
- j) si una magnitud elevada al cuadrado del vector de dirección no es menor que un valor preestablecido, repetir los pasos f) a j)).

13. Un receptor para un sistema de comunicaciones que comprende:

Medios de recepción de múltiples símbolos piloto;

Medios de recepción de datos piloto;

Medios para determinar un vector inicial de tiempo como una función de los datos piloto recibidos y de los símbolos piloto;

Medios para determinar un vector inicial de dirección como una función del vector inicial de tiempo y de los símbolos piloto; y

Medios para determinar un estimado del primer canal como una función del vector inicial de dirección, del vector inicial de tiempo y de un tamaño de paso inicial.

14. El receptor de la reivindicación 13 en el que el vector inicial de tiempo se computa utilizando procesamiento de Transformación de Fourier Discreta (DFT).

15. El receptor de la reivindicación 13 en el que la Transformación de Fourier Discreta (DFT) comprende una Transformación de Fourier Rápida (FFT).

16. El receptor de la reivindicación 13 que además comprende medios para determinar un estimado del segundo canal como una función de un segundo vector de dirección, el estimado del primer canal y el tamaño de un segundo paso.

17. Un receptor para un sistema de comunicaciones que comprende:

Medios de recepción de múltiples estimados de símbolos;

Medios de recepción de múltiples símbolos de datos;

Medios para determinar un vector inicial de tiempo como una función de los símbolos de datos recibidos y de los estimados de símbolos;

Medios para determinar un vector inicial de dirección como una función del vector inicial de tiempo, los estimados de símbolos y del estimado del canal inicial; y

- Medios para determinar un estimado del primer canal como una función de un vector inicial de dirección, del estimado del canal inicial y de un tamaño de paso inicial.
- 18.El receptor de la reivindicación 17 en el que el vector inicial de tiempo se computa utilizando procesamiento de Transformación de Fourier Discreta (DFT).
- 19.El receptor de la reivindicación 17 en el que la Transformación de Fourier Discreta (DFT) comprende una Transformación de Fourier Rápida (FFT).
- 20.El receptor de la reivindicación 17 que además comprende medios para determinar un estimado del segundo canal como una función de un segundo vector de dirección, el estimado del primer canal y el tamaño de un segundo paso.
- 21.El receptor de la reivindicación 17 en el que el estimado del canal inicial es igual al estimado de un canal de un tiempo anterior.

764

**SOLUCIÓN PRECISA Y EFICIENTE DE SISTEMAS MATRICIALES DE HANKEL
MEDIANTE LOS MÉTODOS FFT Y DE GRADIENTE CONJUGADO**

Tapan K. Sarkar
Xiapu Yang

XP-000758077

Departamento de Ingeniería

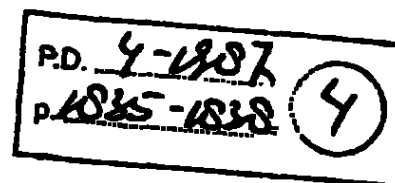
Eléctrica

Syracuse University

Syracuse, Nueva York,

13244-1240

Teléfono: (315)423-3775



RESUMEN

Los sistemas matriciales de Hankel se encuentran con frecuencia en muchos problemas de análisis de señales. Los sistemas matriciales de Toeplitz constituyen un caso especial de ecuaciones matriciales de Hankel. Tanto las ecuaciones de autocorrelación como las ecuaciones de matriz de covarianza son formas distintas de las ecuaciones matriciales de Hankel. Trench ha desarrollado un método directo con el que se pueden resolver ecuaciones matriciales de Hankel en operaciones $\theta(N^2)$. En el presente artículo proponemos un algoritmo alternativo. Este nuevo método es una combinación de los métodos FFT y de gradiente conjugado, siendo la ventaja de este nuevo enfoque que es computacionalmente sólido para ecuaciones mal condicionadas y aun para matrices singulares. Ciertos resultados preliminares han indicado que para ecuaciones matriciales de Toeplitz complejas y muy grandes, el tiempo de CPU (procesador) es proporcional a N cuando aumenta el número de incógnitas, en oposición a N^2 para los métodos convencionales.

42.12. 1

BNSDOCID: <XP _____ 758077A_1_>

1. INTRODUCCIÓN

El objetivo del presente artículo es presentar un método computacionalmente eficiente y preciso para la solución de ecuaciones matriciales de Hankel. Las ecuaciones matriciales de Hankel aparecen en muchas áreas de procesamiento de señales digitales. Tanto las ecuaciones de matrices de covarianza como de auto-correlación constituyen casos especiales de ecuaciones matriciales de Hankel. La matriz de auto-correlación se conoce también como matriz de Toeplitz.

Para el problema que nos concierne, consideremos una secuencia de datos $\{x_0, x_1, x_2, \dots, x_{M+N-1}\}$ de longitud $M+N$. En muchas aplicaciones de procesamiento de señales digitales se requiere, ya sea efectuar una aproximación de función racional de la secuencia, o efectuar un modelo completo de polos para ajustar los datos, o quizás encontrar la forma de adaptación del componente espectral en los datos. Si elegimos un filtro con coeficientes $\{w_0, w_1, w_2, \dots, w_N\}$ entonces es bien sabido que la siguiente ecuación matricial debe satisfacerse con los coeficientes de filtro.

$$\begin{bmatrix} x_0 & x_1 & x_2 & \dots & x_N \\ x_1 & x_2 & x_3 & & x_{N+1} \\ \vdots & \vdots & \vdots & & \vdots \\ x_{M-1} & x_M & x_{M+1} & \dots & x_{M+N-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} w_N \\ w_{N-1} \\ \vdots \\ w_1 \\ w_0 \end{bmatrix} = [0] \quad (1)$$

Simbólicamente podemos escribir la ecuación anterior como:

$$[X'] [W'] = [0] \quad (2)$$

En la que $[X']$ es la bien conocida matriz de Hankel. Cuando $M > N$, existen varias formas de resolver la ecuación matricial (2) de manera que se obtenga una solución no trivial para $[W]$.

Una forma de resolver (2) sería fijar uno de los coeficientes w_i igual a la unidad y luego transferir esa columna i de la matriz $[X']$ al lado derecho de la ecuación produciendo una ecuación matricial rectangular. Para nuestra aplicación escojamos $w_N = 1$. Entonces (2) se convierte en:

$$\begin{bmatrix} x_0 & x_1 & \dots & x_{N-1} \\ x_1 & x_2 & \dots & x_N \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ x_N & x_{N+1} & \dots & x_{N+N-1} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_{N-1} \\ u_{N-2} \\ \vdots \\ u_0 \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} x_1 \\ x_{N+1} \\ \vdots \\ x_{N+N-1} \end{bmatrix}$$

(3)

y en forma compacta,

$$[X] [W] = [Y]$$

(4)

Una posible forma de resolver (4) será entonces multiplicar ambos lados por $[X]^*$, donde $*$ indica la transpuesta conjugada de la matriz $[X]$, que produce

$$[X]^* [X] [W] = [X]^* [Y] \quad (5)$$

Ya que $[X]^* [X]$ es una matriz definida positiva y (5) puede resolverse en operaciones aproximadamente $N^3/6$, utilizando, por ejemplo, una descomposición de Cholesky. El número de las operaciones $N^3/6$ no incluye las operaciones necesarias para computar $[X]^* [X]$ y $[X]^* [Y]$.

El procedimiento anterior de solución presenta los siguientes problemas:

[1] $[X]^* [X]$ es una matriz mal condicionada e inclusive puede ser singular. Bajo estas circunstancias una descomposición de Cholesky podría no funcionar. Debido a que el error de truncamiento y redondeo se propaga en el procedimiento de descomposición haciendo que los resultados sean inútiles. También es conocido que las ecuaciones matriciales de Hankel son notoriamente mal condicionadas [1]; por ejemplo, Taylor [1] ha mostrado que el número de condición de una matriz d Hankel está dado por la siguiente frontera

$$\lim_{N \rightarrow \infty} \inf (\text{cond} ([X]^* [X]))^{1/N} \geq 4 \quad (6)$$

En la que $\text{cond} ([X]^* [X])$ representa el número de condición de la matriz y se define como la razón del valor propio (eigenvalue) máximo al valor propio mínimo para

67

$[X]^* [X]$. Una matriz con un número de condición grande corresponde a un problema presentado defectuosamente y, muy rudamente, puede esperarse que $\log_{10} \cdot \text{cond}([X]^* [X])$ sea el número de dígitos significativos perdidos en la solución de (5). Taylor ofrece una regla práctica que aproximadamente un número N de lugares decimales de precisión se pierde en la solución de (5), en la que N es la dimensión de la matriz $[X]^* [X]$. ¡Y esto es muy significativo!

[2] En la solución de (5), se dedica la mayor parte del trabajo al cómputo de $[X]^* [X]$ y $[X]^* [Y]$, comparado con la solución de (5). Más exactamente, se requieren para resolverla operaciones N^3 para formar $[X]^* [X]$ y operaciones $N^2/6$. Es por ello deseable encontrar un método alternativo.

[3] Una vez hemos formado $[X]^* [X]$, no podemos ya tratar más con los datos en bruto, sino con datos procesados que ahora contienen error de truncamiento y redondeo y no existe manera de rectificar este problema.

Por estas razones es necesario hallar un método alternativo computacionalmente eficiente con el que se pueda tratar con los datos en bruto lo más posible y que el método sea insensible al error de redondeo y truncamiento.

2. MÉTODO DE GRADIENTE CONJUGADO

En un método directo de resolución de una ecuación matricial (como la eliminación de Gauss o la descomposición de Cholesky), el grado de propagación y error de redondeo se controla con el número de condición de la matriz, mientras para un método iterativo, el error de redondeo y truncamiento se limita solo a la última etapa de iteración. Siendo hasta ahora un método iterativo, el número de condición solo controla la tasa de convergencia. También puede aplicarse un método iterativo aun a la solución de una ecuación de matriz singular [2 - 3].

El método elegido para la solución de (5) es el método de gradiente conjugado. Este método tiene la ventaja de ser un método tanto directo como iterativo. Tiene la ventaja de un método directo, ya que, a diferencia de la mayoría de los métodos iterativos, se garantiza que converge a la solución exacta, en ausencia de error de redondeo, en a lo sumo N pasos. Prácticamente, el método de gradiente conjugado converge en a lo sumo L pasos, en la que L es el número de valores propios (*eigenvalues*) independientes de la matriz $[X]^* [X]$. En muchos problemas prácticos, los valores propios tienden a agruparse y por ello se vuelve muy eficiente el método de gradiente

conjugado. Además, el método de gradiente conjugado tiene la ventaja de un método iterativo, pues siendo un método iterativo, no se propaga el error de truncamiento y redondeo, sino que se limita solo a la última etapa de iteración. Existen varias versiones del método de gradiente conjugado [3]. En el presente artículo esbozamos las dos importantes. Para la primera versión, el método minimiza el error entre la solución exacta y la solución aproximada en cada iteración, en tanto que para la segunda versión el residuo se reduce monotónicamente.

VERSIÓN A: En este caso se empieza con una conjetura inicial $[W]_0$ para la solución.

Luego se fija:

$$[R]_0 = [Y] - [X][W]_0 \quad (7)$$

$$[P]_0 = [X]^T [R]_0 \quad (8)$$

$$a_k = \frac{[R]_k^T [R]_k}{[P]_k^T [P]_k} \quad (9)$$

$$[W]_{k+1} = [W]_k + a_k [P]_k \quad (10)$$

$$[R]_{k+1} = [R]_k - a_k [X][P]_k \quad (11)$$

$$b_k = \frac{[R]_{k+1}^T [R]_{k+1}}{[R]_k^T [R]_k} \quad (12)$$

$$[P]_{k+1} = [X]^T [R]_{k+1} + b_k [P]_k \quad (13)$$

En este caso, se reduce el error entre $[W]_{exacto}$ y $[W]_k$ en cada iteración; sin embargo, no hay garantía de que $[R]_k$ se reduzca monotónicamente.

VERSIÓN B: Para este caso, se empieza con una conjetura inicial $[W]_0$ para la solución y se genera:

3. MEJOR EFICIENCIA EN EL CÓMPUTO MEDIANTE LA INTRODUCCIÓN DE FFT

Al observar las expresiones (7) – (13) y (14) – (20) de los métodos de gradiente conjugado, se ve que la mayor parte del tiempo de cómputo se emplea en la evaluación de $[X] [P]$ y $[X]^* [R]$, los cuales son dos productos matriciales requeridos por cada iteración. El resto de los cálculos son simplemente productos escalares, por lo cual cada una de las dos multiplicaciones matriciales requiere operaciones N^2 . Proponemos minimizar el número de operaciones de conteo del producto matricial, de operaciones N^2 a aproximadamente $2(M+N-1) \cdot \log(M+N-1)$ empleando FFT.

Observamos que la matriz de Hankel tiene cierta estructura específica; por ello, el producto matricial $[X] \cdot [P]$

$$[X][P] = \begin{bmatrix} x_0 & x_1 & x_2 \\ x_1 & x_2 & x_3 \\ x_2 & x_3 & x_4 \\ x_3 & x_4 & x_5 \\ x_4 & x_5 & x_6 \end{bmatrix}_{5 \times 3} \cdot \begin{bmatrix} p_2 \\ p_1 \\ p_0 \end{bmatrix}_{3 \times 1} \quad (2)$$

(21)

Se puede escribir como la convolución de dos secuencias $\{a\}$ y $\{b\}$, en las que

$$\{a\} = \{x_0; x_1; x_2; x_3; x_4; x_5; x_6\} \quad (22)$$

$$\{b\} = \{p_0; p_1; p_2; 0; 0; 0; 0\} \quad (23)$$

El resultado del producto matricial está incrustado en la convolución de las dos secuencias $\{a\}$ y $\{b\}$. Esto es claro cuando se observan el 3ro, 4to, 5to, 6to y 7mo elementos de la convolución de $\{a\}$ y $\{b\}$. Sabemos que esa convolución puede realizarse en forma eficiente con FFT. Así, si aplicamos el FFT de las secuencias $\{a\}$ y $\{b\}$ y las multiplicamos y tomamos el FFT inverso, para obtener la secuencia $\{c\}$ como

$$\begin{aligned} \{a\} &= \text{FFT} (a) \\ \{B\} &= \text{FFT} (b) \\ \{c\} &= \{a\} * \{b\} = (\text{FFT})^{-1} \{ \text{FFT}(a) \cdot \text{FFT}(b) \} \end{aligned} \quad (24)$$

$$\{R\}_0 = \{Y\} - \{X\}\{U\}_0 \quad (14)$$

$$\{P\}_0 = \{X\}^* \{R\}_0 \quad (15)$$

$$a_k = \frac{\{\{X\}^* \{R\}_k\}^* \{\{X\}^* \{R\}_k\}}{\{\{X\}^* \{P\}_k\}^* \{\{X\}^* \{P\}_k\}} \quad (16)$$

$$\{U\}_{k+1} = \{U\}_k + a_k \{P\}_k \quad (17)$$

$$\{R\}_{k+1} = \{R\}_k - a_k \{X\} \{P\}_k \quad (18)$$

$$\{P\}_{k+1} = \{X\}^* \{R\}_{k+1} + b_k \{P\}_k \quad (19)$$

$$b_k = \frac{\{\{X\}^* \{R\}_{k+1}\}^* \{\{X\}^* \{R\}_{k+1}\}}{\{\{X\}^* \{R\}_k\}^* \{\{X\}^* \{R\}_k\}} \quad (20)$$

En este caso, se reduce $\{R\}_k^* \{R\}_k$ en cada iteración; sin embargo, el error en la solución puede no disminuir monotónicamente.

Las ventajas de los dos métodos son evidentes ahora, a saber

- i) En la solución de (5) nunca hemos formado explícitamente $\{X\}^* \{X\}$ aun cuando (5) se resuelva efectivamente. Por consiguiente, estamos tratando con los datos nuevos y no con los procesados.
- ii) Puesto que no hemos formado $\{X\}^* \{X\}$, nunca se han efectuado las operaciones N^3 . Sin embargo, lo que necesitamos son 2 multiplicaciones matriciales por cada iteración, esto es, operaciones $2N^2$. El procedimiento de solución sería eficiente si el número de iteraciones requeridas fuera menor que $7N/12$. Sin embargo, nuestra experiencia ha sido que la convergencia se obtiene típicamente en $N/3$ iteraciones o menos.
- iii) Los dos métodos funcionan incluso cuando $\{X\}^* \{X\}$ es exactamente singular, en cuyo caso se obtiene la solución de norma mínima. La tasa de convergencia en ese caso es todavía por lo menos $1/N$.

Muchos autores [4 - 8] han aplicado el método de gradiente conjugado para señalar problemas de procesamiento. En la referencia [8] se encuentra un gran número de otras referencias.

Entonces el resultado deseado son los elementos del 3ro al 7mo de {c}. Así, los conteos totales de las operaciones son:

$$\left. \begin{array}{l} M \cdot N \text{ para el producto de la matriz} \\ 2(M+N-1) \log (M+N-1) \text{ utilizando FFT} \end{array} \right\} \quad (25)$$

Si (M+N-1) no es un número divisible por 2, entonces se podría hacer un relleno cero para lograr un número divisible por 2. Así, la aplicación de FFT se hace más eficiente a medida que aumenta el tamaño de la matriz. Es interesante señalar que no hay necesidad de almacenar la matriz [X]. Todo lo que se requiere hacer es almacenar los elementos (M+N-1) de [X] en un orden unidimensional. Los elementos FFT de [X] se reemplazan por la secuencia transformada. Por ello, solo se requiere tomar una transformación de Fourier en las discusiones anteriores en lugar de dos.

Necesitamos también computar [X]*[R] en cada iteración. Nuevamente, este producto matricial puede realizarse también mediante la utilización de FFT. Se podría emplear también el FFT de la secuencia de elementos en [X] que están ya almacenados en el arreglo.

Por tanto, es claro que en cada iteración solo se requieren tomar 4 FFT en lugar de realizar multiplicaciones $2N^3$.

Hay también un ahorro desde el punto de vista del almacenaje. En lugar de requerirse el almacenaje de elementos $M \cdot N$ de la matriz [X] se necesitan almacenar solamente elementos (M+N-1) y otros 4 vectores auxiliares como se requieren también en el método de gradiente conjugado.

Este concepto de utilizar FFT para evaluar productos matriciales, también se ha utilizado anteriormente en [4, 9, 10].

4. RESULTADOS NUMÉRICOS

En la figura 1 se presenta un resultado de muestras de número de incógnitas contra tiempo de CPU. Para esta figura consideramos la solución de una ecuación de matriz de Toeplitz compleja $AX = Y$. La matriz no es matriz de Hermit. Este tipo de matrices aparecen con frecuencia en los problemas de detección de señales electromagnéticas. En la figura 1 se presenta el tiempo de CPU contra el número de incógnitas para obtener una precisión de .1% en la solución. Se ve que cuando se incrementó el número de incógnitas de 100 a 900 (vectores complejos) el tiempo de CPU aumentó solo linealmente en oposición a N^2 para los métodos convencionales. Es importante señalar que los métodos convencionales pueden ser bastante competitivos, típicamente para $N < 30$ a 50 incógnitas.

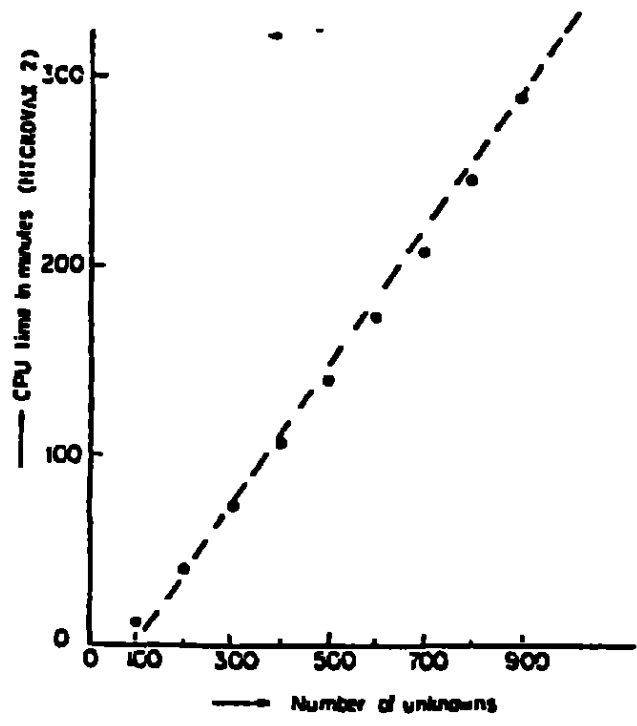


FIGURE : 1

FIGURA: 1

(EN EL EJE VERTICAL:) Tiempo de CPU en minutos (MICROVAX 2).
(EN EL EJE HORIZONTAL:) Número de incógnitas.

REFERENCIAS

- [1] J. M. Taylor, "The condition of Gram matrices and related problems," Proc. Roy. Edin., Vol. 80A, pp. 45-56, 1978.
- [2] T. K. Sarkar, K. R. Siarkiewicz y R. F. Stratton, "Survey of Numerical Methods for Solution of Large Systems of Linear Equations for Electromagnetic field problems", IEEE Trans. Antennas & Propagation." Nov. 1981, pp. 847-856.
- [3] T. K. Sarkar y E. Arvas, "On a class of finite step iterative methods (conjugate directions) for the solution of an operator equation arising in electromagnetics," IEEE Trans. Antennas & Propagation," Oct. 1985, pp. 1058-1066.
- [4] J. R. Fienup, "Phase Retrieval Algorithms: a comparison", Applied Optics, Aug. 1982, pp. 2758-2769.
- [5] F. Koehler y M. Taner, "The use of Conjugate gradient algorithm in the computation of predictive deconvolution operators", Geophysics, vol. 50, pp. 2752-2758, 1985.
- [6] S. Kaneata y O. Nalcioğlu, "Constrained iterative reconstruction by the conjugate gradient method," IEEE Trans. On Medical Imaging, Vol. MI-4, 1985, pp. 66-71.
- [7] J. O. Friel, "Adaptive prediction of stationary time series by modified conjugate direction methods," Comm. in statistics, vol.4, 1975, pp. 19-32.
- [8] T. K. Sarkar, "The Conjugate gradient method as applied to Electromagnetic Field Problems," IEEE Antennas & Propagation, Newsletter, pp. 5-14.
- [9] T. K. Sarkar, E. Arvas y S. M. Rao, "Application of FFT and the conjugate gradient method for the solution of electromagnetic radiation from electrically large and small conducting bodies," IEEE Transactions Antennas and Propagation, Mayo 1986, pp. 635-640.
- [10] T. K. Sarkar, S. A. Dianat y B. Z. Hollman, "Deconvolution of impulse response from time to time limited input and output. Theory and Experiment," IEEE Trans. Instrumentation & measurement, Dec. 1985, pp. 541-546.

42.12. 10

BNSDOCID: <XP_____758077A_I_>

274

TRADUCCIÓN OFICIAL

(12) SOLICITUD INTERNACIONAL PUBLICADA BAJO EL TRATADO DE COOPERACION DE PATENTES (PCT)

(19) Organización Mundial de la Propiedad Intelectual
Oficina Internacional



CÓDIGO DE BARRAS

(43) Fecha de publicación internacional
1 de Mayo de 2003 (01.05.2003)

PCT

(10) Publicación internacional No.
WO 03/036891 A2

(51) Clasificación internacional de la Patente⁷:
H04L 25/02

(21) Número de Solicitud internacional:
PCT/US02/34112

(22) Fecha de Radicación internacional:
24 de Octubre de 2002 (24.10.2002)

(25) Idioma de Presentación: Inglés

(26) Idioma de Publicación: Inglés

(30) Datos de Prioridad:
60/336,415 24 de Octubre de 2001 (24.10.2001) US
10/278,325 23 de Octubre de 2002 (23.10.2002) US

(71) Solicitante: ZENITH ELECTRONICS CORPORATION [US/US]; 2000 Millbrook Drive, Lincolnshire, IL 60069 (US)

(72) Inventores: FIMOFF, Mark; 1020 Concord Lane, Hoffman Estates, IL 60195 (US).
SERDAR, Ozan; 213-3 Halsey Drive, West Lafayette, IN 47906 (US).
ZOLTKOWSKI, Michael, D.; 154 Gibson Court, West Lafayette, IN 47906 (US).

(74) Representante: JOIKE, Trevor; Schliff, Hardin & Waite, 8800 Sears Tower, 233 S. Wacker Drive, Chicago, IL 60606 (US).

(81) Estados designados (nacional): AE, AG, AL, AM, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BR, BY, BZ, CA, CH, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DZ, EC, EE, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, HR, HU, ID, IL, IN, IS, JP, KE, KG, KP, KR, KZ, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LV, MA, MD, MG, MK, MN, MW, MX, MZ, NO, NZ, OM, PH, PL, PT, RO, RU, SD, SI, SK, SL, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, UZ, VC, VN, YU, ZA, ZM, ZW.

(84) Estados Designados (a nivel regional):
Patente ARIPO (GH, GM, KE, LS, MW, MZ, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZM, ZW),
Patente Región Euro-Asiática (AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM), Patente Región Europea (AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, IE, IT, LU, MC, NL, PT, SE, SK, TR), Patente OAPI (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG).

Publicado:

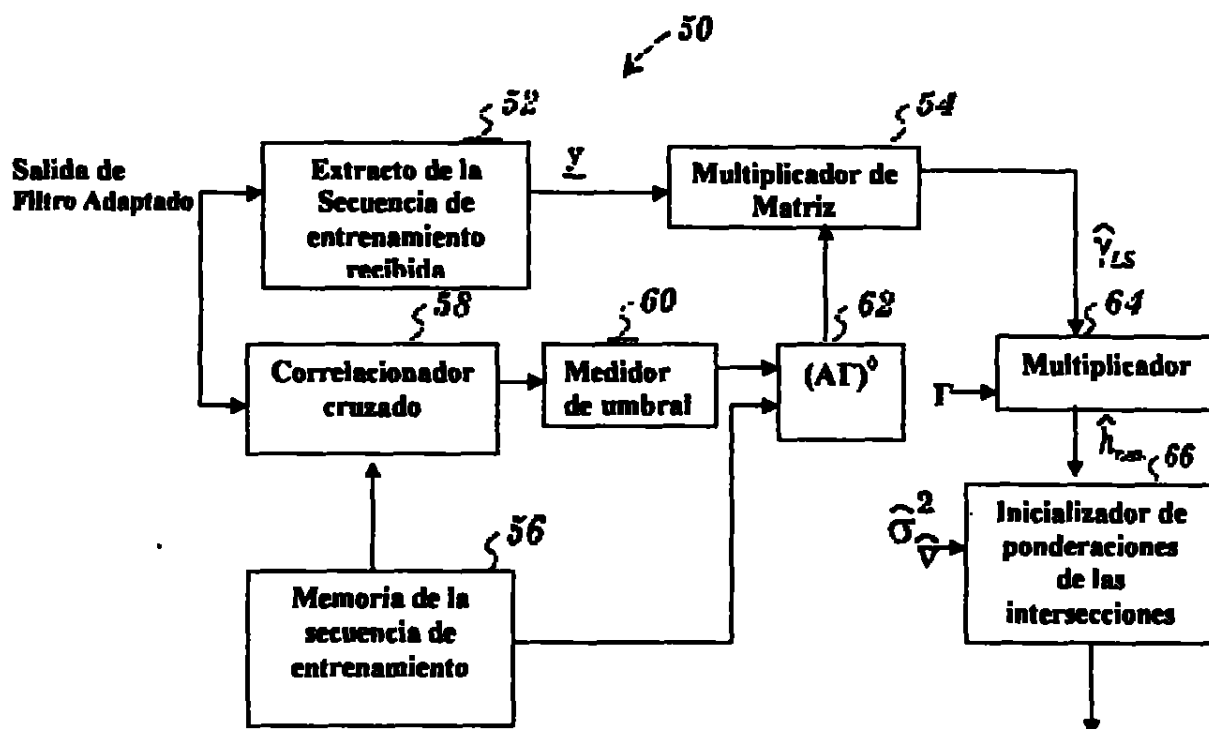
- Sin el informe de búsqueda internacional y para ser republicado al recibo de dicho informe.

Para los códigos de dos letras y otras abreviaturas referirse a la "Guía de notas sobre códigos y abreviaturas" (Guidance Notes on Codes and Abbreviations) que aparece al comienzo de cada publicación de la Gaceta del PCT (PCT Gazette)

275

(54)Nombre: CHANNEL ESTIMATION METHOD BLENDING CORRELATION AND LEAST-SQUARES BASED APPROACHES. MÉTODO DE MEDICIÓN DE CANAL QUE COMBINA LOS ENFOQUES BASADOS EN LA CORRELACIÓN Y EN LOS MÍNIMOS-CUADRADOS.

WO 03/036891 A2 CÓDIG DE BARRAS



(57) Resumen: Se puede estimar o medir la respuesta de un canal correlacionando la señal recibida y la secuencia de entrenamiento o enlace formando una matriz Γ basada en la forma deseada para los picos de la correlación, extrayendo un vector $\underline{y}$ de la señal recibida y calculando la respuesta de canal a partir de la solución de mínimos-cuadrados basada en la matriz Γ , el vector $\underline{y}$ y la matriz que se forma con los elementos de la secuencia de entrenamiento conocida.

276

TRADUCCIÓN OFICIAL

(12) SOLICITUD INTERNACIONAL PUBLICADA BAJO EL TRATADO DE COOPERACION DE PATENTES (PCT)

(19) Organización Mundial de la Propiedad Intelectual
International Bureau



CÓDIGO DE BARRAS

(43) Fecha de publicación Internacional
1 de Mayo de 2003 (01.05.2003)

PCT

(10) Publicación Internacional No.
WO 03/036891 A3

(51) Clasificación Internacional de la Patente⁷:
H04L 25/02

(21) Número de Solicitud Internacional:
PCT/US02/34112

(22) Fecha de Radicación Internacional:
24 de Octubre de 2002 (24.10.2002)

(25) Idioma de Presentación: Inglés

(26) Idioma de Publicación: Inglés

(30) Datos de Prioridad:
80/338.415 24 de Octubre de 2001 (24.10.2001) US
10/278.325 23 de Octubre de 2002 (23.10.2002) US

(71) Solicitante: ZENITH ELECTRONICS
CORPORATION [US/US]; 2000 Millbrook
Drive, Lincolnshire, IL 60069 (US)

(72) Inventores: FIMOFF, Mark; 1020 Concord
Lane, Hoffman Estates, IL 60195 (US).
SERDAR, Ozen; 213-3 Halsey Drive, West
Lafayette, IN 47906 (US).
ZOLTKOWSKI, Michael, D.; 154 Gibson
Court, West Lafayette, IN 47906 (US).

(74) Representante: JOIKE, Trevor; Schiff,
Hardin & Wake, 6800 Sears Tower, 233 S.
Wacker Drive, Chicago, IL 60606 (US).

(81) Estados designados (*nacionales*): AE, AG, AL, AM, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BR, BY, BZ, CA, CH, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DZ, EC, EE, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, HR, HU, ID, IL, IN, IS, JP, KE, KG, KP, KR, KZ, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LV, MA, MD, MG, MK, MN, MW, MX, MZ, NO, NZ, OM, PH, PL, PT, RO, RU, SD, SE, SG, SI, SK, SL, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, UZ, VC, VN, YU, ZA, ZM, ZW.

(84) Estados Designados (*a nivel regional*):
Patente ARIPO (GH, GM, KE, LS, MW, MZ, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZM, ZW),
Patente Región Euro-Asiática (AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM), Patente
Región Europea (AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, IE, IT, LU, MC, NL, PT, SE, SK, TR), Patente
OAPI (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG).

Publicado:

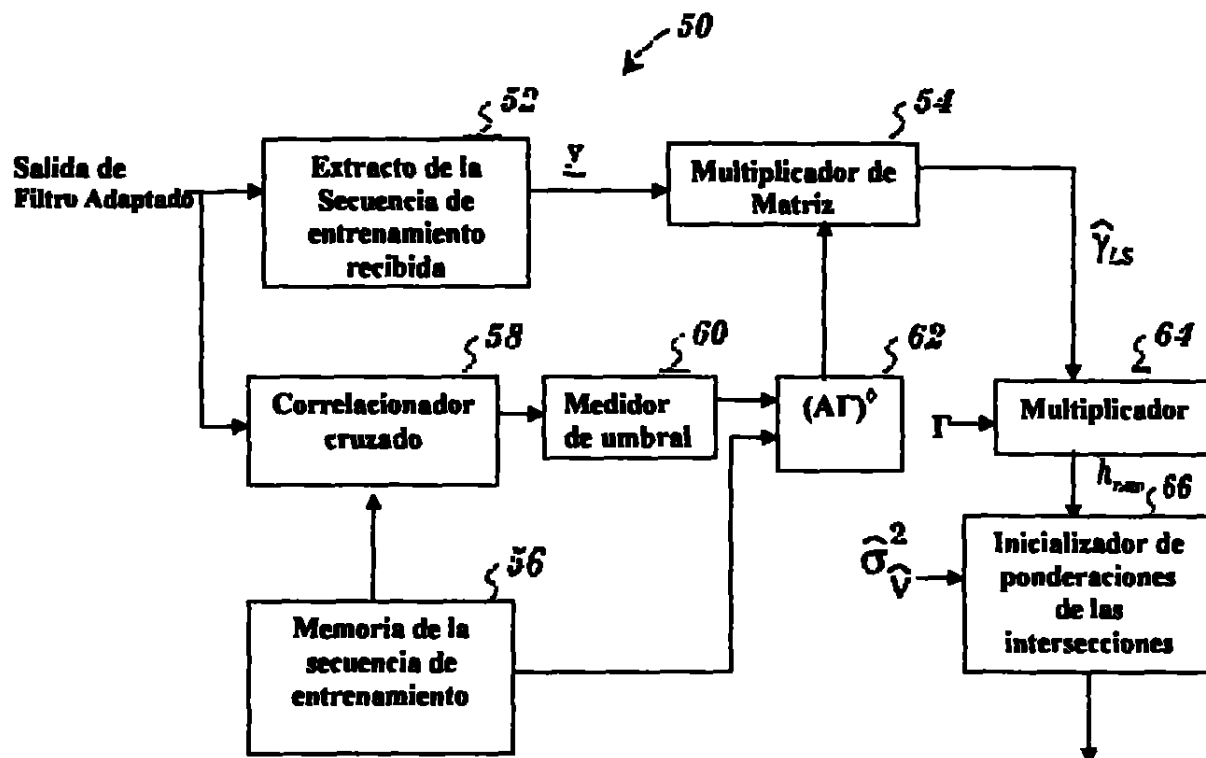
- Con el informe de búsqueda internacional.
- Antes de la fecha límite para modificar las reivindicaciones y se pueda volver a publicar cuando se reciban las modificaciones.

Para los códigos de dos letras y otras abreviaturas referirse a la "Guía de notas sobre códigos y abreviaturas" (Guidance Notes on Codes and Abbreviations) que aparece al comienzo de cada publicación de la Gaceta del PCT (PCT Gazette).

(88) Fecha de publicación del reporte de Búsqueda Internacional
31 de Julio de 2003

(54) Nombre: CHANNEL ESTIMATION USING A COMBINATION OF CORRELATION AND LEAST-SQUARE ERROR. MEDICIÓN DE CANAL QUE UTILIZA UNA COMBINACIÓN ENTRE LA CORRELACIÓN Y EL ERROR DE MÍNIMO-CUADRADO.

WO 03/036891 A3 CÓDIGO DE BARRAS



(57) Resumen: Se puede estimar o medir la respuesta de un canal correlacionando la señal recibida y la secuencia de entrenamiento o enlace formando una matriz Γ basada en la forma deseada para los picos de la correlación, extrayendo un vector $\underline{y}$ de la señal recibida y calculando la respuesta de canal a partir de la solución de mínimos-cuadrados basada en la matriz Γ , el vector $\underline{y}$ y la matriz que se forma con los elementos de la secuencia de entrenamiento conocida.

278

MÉTODO DE ESTIMACIÓN DE CANAL QUE COMBINA LOS ENFOQUES BASADOS EN LA CORRELACIÓN Y EN LOS MÍNIMOS-CUADRADOS

Solicitudes Relacionadas

La presente solicitud reivindica el beneficio de la Solicitud Provisional con serie No. 60/336,415 radicada el 24 de octubre de 2001.

Campo Técnico del Invento

El presente invento se refiere a un estimador de canal y, en particular, a un estimador de canal que calcula la respuesta a través de un canal que recibe las señales.

Antecedentes del Invento

Para los sistemas de comunicación que utilizan una secuencia de enlace (*training sequence*) periódicamente transmitida, los algoritmos mínimos-cuadrados (*least-squares*) o los algoritmos de correlación han sido las alternativas más utilizadas para la estimación o valoración del canal. Por consiguiente, la estimación del canal se puede utilizar para varios propósitos, como inicializar los valores de las intersecciones (*taps*) de un ecualizador en un receptor.

Ambos algoritmos utilizan una copia almacenada de la secuencia de enlace que se conoce y transmite en el receptor. Por lo general, las propiedades y longitudes de la secuencia de enlace dependen de las especificaciones estandarizadas y particulares del sistema de comunicación. Además, una secuencia de enlace también se utiliza en un sistema de comunicación para lograr una sincronización que indique el inicio y/o el final de un cuadro/ciclo o paquete de datos transmitido.

En general, un sistema de comunicación 10 que utiliza un ecualizador que se ajusta utilizando una señal de enlace como se muestra en la Figura 1 e incluye un ecualizador 12 y un estimador de canal 14 de un receptor. La señal $s(t)$ que

279

es transmitida a través de la banda base que tiene una serie de datos y símbolos $1/T$ por segundo y se representa con la siguiente ecuación:

$$s(t) = \sum_k I_k q(t - kT)$$

(1)

En la que $I_k \in A \equiv \{\alpha_1, \dots, \alpha_M\} \subset \mathbb{C}^1$ es la secuencia de enlace transmitida, la cual es una secuencia discontinua M-ary que toma los valores del generalmente complejo alfabeto A M-ary, la cual también constituye una constelación de modulación de dos dimensiones. La función $q(t)$, como se muestra en el bloque del recuadro 16, representa la forma del impulso que realiza el filtro de transmisión de soporte finito $[-T_q/2, T_q/2]$.

La forma general y compleja del impulso se expresa como $p(t)$ y se representa a través de la siguiente ecuación:

$$p(t) = q(t) * q^*(-t)$$

(2)

En la que $q^*(-t)$ como se muestra en el recuadro 18 es el impulso finito de respuesta del receptor del filtro al ser adaptado o emparejado. Aunque no se requiere, se asume, para simplificar la anotación, que el intervalo T_q de los filtros del transmisor y del receptor es un múltiplo de un entero del período del símbolo T ; es decir, $T_q = N_q T$, $N_q \in \mathbb{Z}^+$.

El canal físico entre el transmisor y el receptor se indica con $c(t, \tau)$ y se muestra en el recuadro 20. A lo largo de esta discusión la concatenación o encadenamiento de $p(t)$ y el canal físico $c(t, \tau)$ se indicará con $h(t)$ y se define a través de la siguiente ecuación:

$$h(t) = q(t) * c(t, \tau) * q^*(-t) = p(t) * c(t, \tau)$$

(3)

En la que $h(t)$ por lo general se refiere a la respuesta del canal. El canal físico $c(t, \tau)$ entre el transmisor y el receptor por lo general se describe a través del siguiente impulso de respuesta:

$$c(t, \tau) = \sum_k c_k(\tau) \delta(t - \tau_k)$$

70

280

$$k = -K$$

(4)

El cual describe un canal de variación y de tiempo (*time-varying channel*), en el que $\{c_k(\tau)\} \subset \mathbb{C}^L$, $-K \leq k \leq L$, y $t, \tau \in \mathbb{R}$. Sin embargo, se asume que el tiempo de variación del canal es lo suficientemente lento para que $c(L, \tau) = c(t)$ se pueda considerar como un canal fijo (estático) del símbolo de interferencia a lo largo del período de enlace, es decir, se asume que $c_k(\tau) = c_k$ que a su vez indica que $c(t)$ se define a través de la siguiente ecuación:

$$c(t) = \sum_{k=-K}^L c_k \delta(t - \tau_k)$$

(5)

Para $0 \leq t \leq NT$, y en la que N se refiere al número de símbolos de enlace.

La suma de los índices K y L en la que K se refiere al número de intervalos o demoras anti-causales y multi-trayectoria y L se refiere al número de demoras causales multi-trayectoria, que dependen del canal y se explican totalmente a continuación en la discusión de la correlación que tiene como base la estimación o valoración del canal y así sucesivamente. No se asume que los intervalos multi-trayectoria τ_k sean múltiplos del entero del período de muestra T . En efecto, una forma precisa para recobrar la forma del impulso dentro del cálculo del canal concatenado cuando los intervalos de multi-trayectoria (*multi-path delays*) no se encuentran exactamente en los momentos de la muestra que se revelan y describen aquí.

Las ecuaciones (3) y (5) se pueden combinar de acuerdo con la siguiente ecuación:

$$h(t) = p(t) * c(t) = \sum_{k=-K}^L c_k p(t - \tau_k). \quad k = -K$$

(6)

Debido a que ambos $p(t)$ y $c(t)$ son funciones complejas, el impulso general de respuesta del canal $h(t)$ también es compleja.

71

281

Por consiguiente, $p(t)$, $c(t)$, y $h(t)$ se pueden escribir y representar como funciones de sus partes reales e imaginarias como se muestra en las siguientes ecuaciones:

$$p(t) = p_I(t) + jp_Q(t) \quad (7)$$

$$c(t) = c_I(t) + jc_Q(t) \quad (8)$$

$$h(t) = h_I(t) + jh_Q(t) \quad (9)$$

Al sustituir las ecuaciones (7) - (9) en la ecuación (6) se produce la siguiente ecuación:

$$\begin{aligned} h(t) &= p(t) * c(t) = (P_I(t) + jp_Q(t)) * (c_I(t) + jc_Q(t)) \\ &= \underbrace{(p_I(t) * c_I(t) - p_Q(t) * c_Q(t))}_{h_I(t)} + \underbrace{j(p_I(t) * c_Q(t) + p_Q(t) * c_I(t))}_{h_Q(t)} \end{aligned} \quad (10)$$

La salida del filtro adaptado 18 (*the output matched filter*) se indica con $y(t)$ y se representa a través de la siguiente ecuación:

$$y(t) = \left[\sum_k I_k \delta(t-k) \right] * h(t) + \tilde{v}(t) \quad (11)$$

En la que $\tilde{v}(t)$ designa el proceso complejo del ruido después de la adaptación del filtro. Como en el caso de las ecuaciones (7) - (9), $y(t)$ se puede escribir en términos de sus partes reales e imaginarias como $y(t) = y_I(t) + jy_Q(t)$. La muestra de la salida del filtro adaptado 18 a una tasa de símbolos que utiliza un probador 22 produce la representación de tiempo-discontinuo (*discrete-time*) de la totalidad del sistema de comunicación según la siguiente ecuación:

$$y[n] \equiv y(t)|_{t=nT} = \sum_k I_k h[n-k] + \tilde{v}[n] \quad (12)$$

72

232

Los símbolos transmitidos están compuestos de cuadros (o paquetes) de longitud N' , en la que los primeros símbolos de N son los símbolos de secuencia de enlace a_k . Dentro de un marco de longitud N , los símbolos se pueden indicar de acuerdo con la siguiente ecuación:

$$(13) \quad I_k = \begin{cases} a_k, & \text{para } 0 \leq k \leq N-1 \\ d_k, & \text{para } N \leq k \leq N'-1 \end{cases} =$$

En la que la distinción de los primeros símbolos de N se hace para indicar que ellos son los símbolos conocidos de la secuencia, y donde es posible que los símbolos de la secuencia a_k pertenecen a un subconjunto del M-ary de la constelación del alfabeto A ; es decir $\{a_k \in \tilde{A} \subset A \equiv \{u_1, \dots, u_M\}\}$. En efecto, para el sistema de televisión digital 8-VSB, el alfabeto señal es $A \equiv \{\pm 1, \pm 3, \pm 5, \pm 7\}$, en tanto que la secuencia de enlace puede tomar tan sólo los valores binarios dentro del subconjunto $\tilde{A} = \{-5, +5\}$.

La Figura 2 muestra el estimador de canal 30 de mínimos-cuadrados que ha sido utilizado por el estimador de canal 14 de la Figura 1. Para poder calcular totalmente el canal definido en la ecuación (6), el cálculo del algoritmo que se basa en el canal de los mínimos-cuadrados asume que el punto de partida y el punto de llegada de las intersecciones del canal son conocidos o se pueden limitar. Esta premisa juega un papel importante en la calidad y solides general del procedimiento de estimación de los mínimos-cuadrados. También se puede asumir que las respuestas de impulso de tiempo-discontinuo del canal compuesto equivalente $h[n]$ se puede expresar como un vector dimensional finito según la siguiente ecuación:

$$h = [h[-N_a], h[-N_a+1], \dots, h[-1], h[0], h[1], \dots, h[N_c-1], h[N_c]]^T \quad (14)$$

En la que N_a se refiere al número de intersecciones anti-causales del canal, N_c se refiere al número de intersecciones causales del canal, y N_a+N_c+1 es la memoria total del canal.

73

283

Teniendo como base la ecuación (12) y asumiendo que $N \geq N_a + N_c + 1$ en la que N nuevamente es el número de símbolos de secuencia, la salida del filtro adaptado 18 corresponde a los símbolos de enlace conocidos que se pueden expresar como sigue:

$$\begin{aligned} y[N_c] &= h[-N_a]a_{N_c+N_a} + \dots + h[0]a_{N_c} + \dots + h[N_c]a_0 + \tilde{v}[N_c] \\ y[N_c+1] &= h[-N_a]a_{N_c+N_a+1} + \dots + h[0]a_{N_c+1} + \dots + h[N_c]a_1 + \tilde{v}[N_c+1] \\ &\vdots \\ &\vdots \\ &\vdots \end{aligned}$$

$$y[N-1-N_a] = h[-N_a]a_{N-1-N_a} + \dots + h[0]a_{N-1-N_a} + \dots + h[N_c]a_{N-1-N_a-N_c} + \tilde{v}[N-1-N_a]$$

Que se puede expresar de manera resumida de acuerdo con la siguiente ecuación vectorial:

$$Y = Ah + \tilde{U} \quad (15)$$

En la que y incluye valores extraídos por un extractor de muestra 32 a partir de la señal recibida y se define según la siguiente ecuación:

$$y = [y[N_c], y[N_c+1], \dots, y[N-1-N_a]]^T \quad (16)$$

En la que A tiene como base la señal de enlace y se define según la siguiente ecuación:

$$A = \begin{bmatrix} a_{N_c+N_a} & a_{N_c+N_a-1} & \dots & a_0 \\ a_{N_c+N_a+1} & a_{N_c+N_a} & \dots & a_1 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ a_{N-1} & a_{N-2} & \dots & a_{N-1-N_a-N_c} \end{bmatrix} \quad (N-N_a-N_c) \times (N_a+N_c+1) \quad (17)$$

En la que $\tilde{v}$ se define según la siguiente ecuación:

74

284

$$\hat{b} = [\hat{b}[N_c], \hat{b}[N_c+1], \dots, \hat{b}[N-1-N_a]]^T.$$

Debido a que la matriz A es una matriz alta y con una serie de columnas completas $N \geq 2(N_a + N_c) + 1$ y una serie $\{A\} = N_a + N_c + 1$, por consiguiente la solución de los mínimos-cuadrados que minimiza la función objetivo es dada por la siguiente ecuación:

$$J_{LS}(h) = \|y - Ah\|^2 \quad (18)$$

Existe, es única y se da por la siguiente ecuación:

$$\hat{h}_{LS} = (A^H A)^{-1} A^H y \quad (19)$$

En la que el exponente H indica la transposición Hermitian, y en la que el $\hat{h}_{LS}$ es la estimación o cálculo de los mínimos-cuadrados del canal entre el transmisor y el receptor. Por consiguiente, de acuerdo con la ecuación (19), un multiplicador de matriz 34 multiplica la matriz y por una matriz A^H que es $(A^H A)^{-1}$ y A^H queda almacenada en una memoria 36. Así, el multiplicador de la matriz produce el cálculo del canal $\hat{h}_{LS}$ de acuerdo con la ecuación (19).

Uno de los problemas asociados con la estimación o cálculo que se basa en los mínimos-cuadrados de canal es la incertidumbre asociada con la extensión real del canal, es decir, la extensión o distancia entre los extremos de la multi-trayectoria. Esta incertidumbre surge porque la memoria del canal y la primera y las últimas intersecciones del canal realmente no las conoce el receptor. Por consiguiente, para poder establecer y aplicar las ecuaciones (16) - (19), se necesita algún tipo de procesamiento previo, como por ejemplo, correlacionar la serie de símbolos de enlace almacenados con la señal recibida, o se deben utilizar algunos puntos de inicio y de fin para el canal de tal forma que la extensión total del canal no sea demasiado larga que pueda dar como resultado una matriz A que es una matriz ancha en lugar de alta.

Incluso si el receptor conoce los puntos de inicio y de fin de la extensión real del canal, los cálculos que tienen como base los mínimos-cuadrados del canal

285

de tan sólo $N_s + N_c + 1 = 352$ intersecciones, incluyendo las colas de forma del impulso.

Por consiguiente, el canal real tiene una longitud de intervalos mucho más larga que la que puede manejar el método basado en el patrón de mínimos-cuadrados. El cálculo de mínimos-cuadrados del canal corresponde a casos en los que el receptor construye una matriz de convolución más pequeñas $\tilde{A}$ con $\tilde{N}_r = -125$, $\tilde{N}_c = 60$, $-\tilde{N}_s = -125$, $\tilde{N}_c = 120$, $-\tilde{N}_s = -125$, $\tilde{N}_c = 206$, y $-\tilde{N}_s = -125$, $\tilde{N}_c = 342$ que se muestran respectivamente en la Figura 3(b), en la Figura 3(c), en la Figura 3(d), y en la Figura 3(e). La matriz $\tilde{A}$ no es única para todos los casos excepto en la Figura 3(e). Como se puede ver a partir de la Figura 3(b) a la Figura 3(d), cuando la extensión del supuesto canal se vuelve más larga, la respuesta que se mide del canal se desvía cada vez más de la respuesta del canal original. En la Figura 3(e), en la que $\tilde{A}$ no se ha determinado, la medición del canal ya no se parece a la respuesta del canal original. Sin embargo, puede ser engañoso asumir una extensión muy corta del canal para poder obtener un cálculo más transparente en la trayectoria del supuesto canal. En ese caso, es muy probable que se pierdan multi-trayectorias tempranas, precursoras muy significativas o multi-trayectorias tardías, posteriores.

Como se indicó anteriormente, también se puede aplicar la auto-correlación para calcular el canal. La secuencia recibida y probada en la salida del filtro adaptado se indica como $y[n]$ y se expresa en la ecuación (12), en la que los símbolos precursores se encuentran en posiciones $n \geq 0$ y los símbolos posteriores se encuentran en posiciones $n < 0$. La secuencia de enlace conocida se indica con $s[n] = s_n$ para $n = 0, \dots, N-1$.

Las funciones de auto-correlación $r_s[m]$ y $r_{sy}[m]$ se definen de acuerdo con las siguientes ecuaciones:

$$r_s[m] = \sum_k s^*[k] s[k+m] \quad (20)$$

$$r_{sy}[m] = \sum_k s^*[k] y[k+m] \quad (21)$$

276

En las que $\{s[k] \in \tilde{A}\}$.

Se supone que para utilizar la correlación basada en el cálculo del canal, la secuencia de enlace debe pertenecer a cierta clase de secuencias y por consiguiente debe poseer ciertas propiedades deseables. Una clase ejemplar de secuencias es la denominada longitud máxima pseudo ruido (*Length Pseudo-noise -PN*). Una secuencia-PN de longitud n aquí se indica como PN_n . En general, la auto-correlación periódica de un valor binario $\{(+A, -A)\}$ de la secuencia PN_n se expresa con la siguiente ecuación:

$$(22) \quad r_{PN_n}[m] = \begin{cases} A^2 n, & \text{si } m = 0, \pm n, \pm 2n, \dots \\ \text{de otra manera,} & -A^2 \end{cases}$$

La Figura 4 muestra un estimador de correlación de canal 40 que se puede utilizar para que el estimador de canal 14 calcule el canal para inicializar el ecualizador 12. Dicho estimador de correlación de canal 40 incluye un dispositivo correlacionador 42 (*cross-correlator*) que correlaciona la señal recibida con la secuencia de enlace almacenada en una memoria 44 y un medidor y nivelador de umbral 46 (*thresholder*) que fija en cero cualquier coeficiente de correlación que esté por debajo del valor de umbral predeterminado. Por consiguiente, el estimador de correlación de canal 40 produce un cálculo de canal $\hat{h}$.

Más específicamente, teniendo como base la propiedad de auto-correlación de la ecuación (22), el canal se puede medir haciendo una correlación-cruzada (*cross-correlating*) de $s[n]$ (la secuencia de enlace conocida y almacenada en el receptor) con la secuencia recibida $y[n]$. La medición inicial del impulso de respuesta del precursor $\tilde{h}_u[n]$ se determina a partir de la correlación-cruzada de la secuencia de enlace $s[n]$ que está almacenada en el receptor y los símbolos reales recibidos en los retrasos o intervalos partiendo de 0 a $-N+1$ con respecto al inicio de la secuencia de enlace recibida. Es decir, $\tilde{h}_u[n]$ se determina con la siguiente ecuación:

$$\tilde{h}_u[n] = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} s^*[k] y[k+n] \quad \text{para intervalos } n = 0, -1, \dots, -N+1$$

277

287

$$(23) \quad r_s[0] \quad k=0$$

De manera similar, la medición inicial de respuesta posterior $\tilde{h}_r[n]$ se determina a partir de la correlación-cruzada de la secuencia de enlace almacenada en el receptor y los símbolos recibidos reales en los retrasos o intervalos partiendo de 1 a N-1 con respecto al inicio de la secuencia de enlace recibida. Es decir que, $\tilde{h}_r[n]$ se determina por la siguiente ecuación:

$$(24) \quad \tilde{h}_r[n] = \frac{1}{r_s[0]} \sum_{k=0}^{N-1} s[k] y^*[k+n] \quad \text{para intervalos } n = 1, 2, \dots, N-1$$

En la que $r_s[0]$ en las ecuaciones (23) y (24) se definen de acuerdo con la siguiente ecuación:

$$r_s[0] = \sum_{k=0}^{N-1} |a_k|^2$$

Las Ecuaciones (23) y (24) implican que las correlaciones se deben extender hacia uno u otro lado a través de la longitud de la secuencia de enlace, para así obtener el cálculo de un canal lo más largo posible dentro de los límites del patrón de transmisión y suponiendo que $N \geq K$ y $N \geq L$.

Con respecto al procedimiento del cálculo del canal dado en las ecuaciones (23) y (24), la función inicial total del cálculo del canal $\tilde{H}(z)$ se da por la transformación Z de los cálculos concatenados del canal según la siguiente ecuación:

$$(25) \quad \tilde{H}(z) = \sum_{k=-N+1}^0 \tilde{h}_s[k] z^{-k} + \sum_{k=1}^{N-1} \tilde{h}_r[k] z^{-k}$$

$$= \sum_{k=-N+1}^{N-1} \tilde{h}[k] z^{-k}$$

En la que la medición concatenada del impulso del canal $\tilde{h}[n]$ se determina por la siguiente ecuación:

$$\left\{ \begin{array}{l} \\ \\ \end{array} \right. \quad 11$$

78

288

$$\tilde{h}[n] = \begin{cases} \tilde{h}_a[n], & \text{para } -N+1 \leq n \leq 0 \\ \tilde{h}_c[n], & \text{para } 1 \leq n \leq N-1 \end{cases}$$

La Ecuación (25) se puede volver a escribir de acuerdo con la siguiente ecuación:

$$\tilde{H}_u(z) = \frac{1}{r_s[0]} \tilde{A}^{-H} \tilde{y} z^{-k} \quad (27)$$

En la que $\tilde{A}$ es una matriz de Toeplitz $(N+N_a+N_c)$ con una primera columna $\{a_0, a_1, \dots, a_{N-1}, 0, \dots, 0\}^T$ y una primera fila $\{a_0, 0, \dots, 0\}^T$ y en la que $\tilde{y} = \{y[-N_a], \dots, y[N+N_c-1]\}^T$. Para librarse de los lóbulos laterales de la auto-correlación aperiódica, la auto-correlación de la secuencia de enlace se determina de acuerdo con la siguiente ecuación:

$$R_{uu} = \frac{1}{r_s[0]} \tilde{A}^H \tilde{A} \quad (28)$$

Y entonces R_{uu} se puede invertir y aplicar a $\tilde{H}_u(z)$ de acuerdo con la siguiente ecuación:

$$\tilde{H}_c(z) = R^{-1} \tilde{H}_u(z) \quad (29)$$

No obstante, el cálculo del canal $\tilde{H}_c(z)$ que se obtiene a través de la ecuación (29) cuenta con contribuciones debido a los símbolos que se desconocen con anterioridad y posterioridad a la secuencia de enlace, como también el ruido aditivo del canal. Tan sólo se retiran los lóbulos laterales debido a la correlación aperiódica.

Como se establece a continuación, las correlaciones de las ecuaciones (23) y (24) claramente darán picos $\{D^k \in Z^+\}$, para $k = -K, \dots, -1, 0$, y en $\{D^k \in Z^+\}$, para $k = 1, \dots, L$. Estos intervalos D^k y D^k son muestras de instantes cercanos a las localizaciones o puntos de los intervalos multi-trayectoria del canal físico real τ_k para $k = -K, \dots, -1, 0, 1, \dots, L$ dentro de un intervalo de símbolo.

79

Como se muestra en la Figura 4, existe un algoritmo de nivel de umbral (*level thresholding algorithm*) que le sigue inmediatamente a las correlaciones-cruzadas, de tal forma que las intersecciones calculadas del canal se fijan en cero si se encuentran por debajo de determinado umbral. Este algoritmo de umbral opera de acuerdo con la siguiente ecuación:

29

$$(30) \quad \text{Set } \tilde{h}_c[n] = \begin{cases} 0, & \text{si } \tilde{h}_c[n] < \varepsilon \\ \text{de} & \text{otra} & \text{manera,} & \tilde{h}_c[n] \end{cases}$$

Para $n = -N+1, \dots, -1, 0, 1, \dots, N-1$, en la que el subíndice c indica que a la función correspondiente se le han limpiado o retirado los lóbulos laterales. Como resultado de la función de transferencia calculada, $H_c(z)$ por lo general después de fijar los valores del umbral (*thresholding*) se puede escribir de acuerdo con la siguiente ecuación:

$$\hat{H}_c(z) = \tilde{\beta}_K z^{D_K^c} + \dots + \tilde{\beta}_2 z^{D_2^c} + \tilde{\beta}_1 z^{D_1^c} + \tilde{\alpha}_2 z^{-D_2^c} + \tilde{\alpha}_1 z^{-D_1^c} + \dots + \tilde{\alpha}_L z^{-D_L^c} \\ = \tilde{\alpha}_K (\tilde{\beta}_K z^{D_K^c} + \dots + \tilde{\beta}_1 z^{D_1^c} + 1) + \tilde{\alpha}_1 z^{-D_1^c} + \dots + \tilde{\alpha}_L z^{-D_L^c} \quad (31)$$

En la que $\alpha_i = \tilde{\alpha}_i / \tilde{\alpha}_0$ para $1 \leq i \leq L$, y $\beta_k = \tilde{\beta}_k / \tilde{\alpha}_0$ para $1 \leq k \leq K$.

La anotación de la ecuación (31) se adopta porque, después de fijar el valor del umbral, normalmente hay muy pocas intersecciones dominantes. Por consiguiente, el canal después de la correlación y del umbral se esparsa. Además, los picos en el cálculo del canal ya no tendrán las formas de impulso de la respuesta real del canal.

En la ecuación (31), los coeficientes β_k corresponden a la parte post-cursora (causal) de la correlación, y los coeficientes α_i corresponden a la parte precursora (anti-causal) de la correlación. Los retrasos o intervalos D_k^c son los retrasos o intervalos anti-causales, y los retrasos D_i^c son los retrasos o intervalos causales. Convencionalmente, se asume que $1 \leq D_1^c < D_2^c < \dots < D_L^c$ y de manera similar que $1 \leq D_1^a < D_2^a < \dots < D_K^a$. También, a través de la construcción de los estimados de canal en las ecuaciones (23) y (24), podemos decir que $D_K^a \leq N-1$ y $D_L^c \leq N-1$.

En este punto, la parte causal $\hat{H}_{ac}$ y la parte anti-causal $\hat{H}_{ac}$ de la función de transferencia de la ecuación (31) se puede definir de acuerdo con las siguientes ecuaciones:

$$\hat{H}_{ac}(z) = \alpha_0(\beta_K z^{D_K^a} + \dots + \beta_2 z^{D_2^a} + \beta_1 z^{D_1^a} + 1) \quad (32)$$

$$\hat{H}_{ac}(z) = \alpha_0(\alpha_1 z^{-D_1^c} + \alpha_2 z^{-D_2^c} + \dots + \alpha_L z^{-D_L^c}) \quad (33)$$

De tal forma que $\hat{H}_c(z) = \hat{H}_{ac}(z) + \hat{H}_{ac}(z)$. De nuevo, el primer subíndice indica si la parte es anti-causal o causal, y el segundo subíndice indica que a la parte se le han limpiado o retirado los lóbulos laterales. La partición de las ecuaciones (32) y (33) posibilitan el desarrollo de las inicializaciones apropiadas de suministro-avance del filtro para un Ecuador de Decisión Retroalimentador (*Decision Feedback Equalizer-DFE*).

Desafortunadamente, si la secuencia de enlace PN es finita y se utiliza la correlación lineal normal o estándar, los valores de auto-correlación correspondientes a los intervalos diferentes de ceros no serán constantes como tampoco serán tan bajos como $-A^2$. Como simple ilustración, es así como una secuencia compuesta de seis PN_{511} añadidas respaldándose se puede considerar como una secuencia que se define de acuerdo con la siguiente ecuación:

$$y = [PN_{511}, PN_{511}, PN_{511}, PN_{511}, PN_{511}, PN_{511}] \quad (34)$$

Entonces, $r_{yy}[m]$, con $x = [PN_{511}]^T$, se dará como se muestra en la Figura 5. Se obtendrá un valor de correlación bajo de $-A^2$ para los intervalos que no son múltiplos de $L = 511$ y que corresponden a las porciones intermedias PN_{511} de la secuencia larga y. Sin embargo, como se ilustra en la Figura 5, para la mayoría de los intervalos, no se obtendrá este valor de correlación constante y bajo de $-A^2$. En cambio, estas colas de la correlación se asimilan al ruido debido a que la secuencia de enlace es finita. Es decir, la secuencia de enlace

792

almacenada no sólo se correlaciona con la secuencia de enlace en la señal recibida sino también con los símbolos de datos aleatorios y los símbolos reservados.

La secuencia de enlace que se utiliza para la televisión digital se define de acuerdo con la siguiente ecuación:

$$\tilde{s} = [s_s, PN_{s11}, PN_{s2}, \pm PN_{s3}, PN_{s4}]^T$$

En la que $s_s = [+5 -5 -5 +5]$ representa los cuatro símbolos de sincronización del segmento al inicio del segmento de sincronización del cuadro. También existen bits reservados de cuadro y bits de datos justo antes y después de la secuencia de enlace $\tilde{s}$.

En resumen, las correlaciones de la señal recibida con la secuencia de enlace almacenada serán ruidosas debido a que las secuencias PN son de longitud finita y no podrán lograr los valores bajos deseados de correlación para los intervalos diferentes de ceros, y porque el lapso de la correlación-cruzada incluye la secuencia de enlace conocida, como también los símbolos de datos aleatorios y los símbolos reservados.

Debido a estas razones, la medición inicial del canal que se logra a partir de la correlación del rendimiento del filtro adaptado con la secuencia de enlace, almacenada no producirá una medición clara y exacta del canal. Por consiguiente, incluso si las mediciones de las intersecciones del canal $\{\alpha_k, \beta_k\}$, se dispersan y clasifican de manera apropiada, estas no estarán muy cerca de los valores de las intersecciones reales del canal $\{c_k p(0)\}$ debido a las razones dadas anteriormente, como también, al hecho de que pueda haber valores de las intersecciones en las colas de las multi-trayectorias adyacentes. Por consiguiente, ambas, las amplitudes y las fases de los valores de las mediciones de las intersecciones pueden ser incorrectas.

Además, después de que se fija y presenta el umbral, el resultado más probable es que la correlación del umbral incluirá sólo los picos de las intersecciones del canal que implican que las colas en forma de impulso

83

203

Y en el que A comprende una matriz basada en la secuencia de enlace; y, se determina una respuesta del canal según la siguiente ecuación:

$$\hat{h}_{\text{canal}} = \Gamma \gamma_{LS}$$

De acuerdo con otro aspecto del presente invento, es un método para determinar una respuesta del canal que comprende lo siguiente: correlacionar una señal recibida con una secuencia de enlace; construir una matriz Γ aproximando una forma de impulso deseada para cada pico de la correlación; construir una matriz A basada en la secuencia de enlace; lograr una solución de mínimos-cuadrados de la siguiente ecuación para poder inferir un vector del coeficiente desconocido γ

$$y = A\Gamma\gamma$$

En el que y es un vector que representa una señal recibida; y, determina la respuesta del canal del vector del coeficiente desconocido γ y la matriz Γ .

Descripción breve de los Dibujos

Éstas y otras características y ventajas serán más claras a partir de la consideración detallada del invento cuando se toma en conjunto con los dibujos en los que:

La Figura 1 ilustra un sistema general cuyo ecualizador se inicializa a través de un medidor de canal;

La Figura 2 ilustra el medidor de canal de mínimos-cuadrados que se utilizó para la medición de canal de la Figura 1;

La Figura 3(a) - 3(e) ilustran un ejemplo de simulación útil para explicar los problemas asociados con el medidor de mínimos-cuadrados de canal de la Figura 2;

La Figura 4 ilustra a un medidor de correlación de canal que fue utilizado para la medición de canal de la Figura 1;

La Figura 5 ilustra un ejemplar de simulación útil para explicar los problemas asociados con el medidor de correlación de canal de la Figura 4; y,

La Figura 6 ilustra un medidor de canal de acuerdo con la realización del presente invento que es una combinación entre el medidor de canal de mínimos-cuadrados y el medidor de correlación de canal.

Descripción detallada

La Figura 6 ilustra un medidor de canal combinado 50 que tiene un extractor de muestra 52, un multiplicador de matriz 54, una memoria de secuencia de enlace 56 que almacena la secuencia de enlace, un correlacionador-cruzado 58, un nivelado de umbral 60, una unidad de combinación 62, un multiplicador 64, y un inicializador ponderado de intersecciones 66 (*tap weight initializer*). El extractor de la muestra 52 extrae valores y de la salida del filtro adaptado de un receptor, y el multiplicador de matriz 54 multiplica los valores extraídos y a través de la matriz (A^T) , en la que la unidad combinada 62 calcula la matriz (A^T) como se describe a continuación. El correlacionador-cruzado 58 correlaciona la señal recibida con la secuencia de enlace almacenada en la memoria 56 y la correlación de cruce queda fijada a través del nivelador de umbral 60 de tal forma que la unidad de combinación 62 pueda construir la matriz (A^T) a partir de la salida del nivelador de umbral 60 y la secuencia de enlace almacenada en la memoria 56.

Así, el procedimiento de medición combinado que ilustra la Figura 6 se inicia a partir de los mismos pasos de la medición basada en la correlación como se describe en las ecuaciones (23) y (24), y luego el paso de establecer el umbral se realiza sobre la medición del canal como lo indica la ecuación (27) para así retirar el ruido en la medición de canal. Estos pasos producen una medición de canal transparente $\hat{H}_t(z)$, que se muestra en la Ecuación (31). En la ecuación (31), el valor 1 indica la señal principal y los otros valores en la ecuación (2) indican las multi-trayectorias. De manera equivalente, la medición de la respuesta de impulso de canal que se ha limpiado se puede representar como se muestra en la siguiente ecuación:

295

$$\hat{h}_c = \vec{a}_0 [\beta_K, \underbrace{0, \dots, 0}_{D_K^c - D_{K-1}^c - 1 \text{ zeros}}, \beta_{K-1}, \dots, \beta_1, \underbrace{0, \dots, 0}_{D_1^c - 1 \text{ zeros}}, \underbrace{0, \dots, 0}_{D_1^c - 1 \text{ zeros}}, \alpha_1, \dots, \alpha_{L-1}, \underbrace{0, \dots, 0}_{D_L^c - D_{L-1}^c - 1 \text{ zeros}}, \alpha_L]^T \quad (35)$$

En la que los ceros representan los espacios entre los picos. La estructura y anotación de las ecuaciones (31) y (35) son importantes para la derivación del algoritmo que se presenta a continuación.

Como se indico anteriormente y de acuerdo con la ecuación (6), la forma de impulso $p(t)$ queda envuelta (*convolved*) por el canal fisico $c(t)$. Como también se indicó anteriormente, esta forma de impulso se pierde debido al proceso de correlación y de fijación del umbral. Por consiguiente, es deseable recuperar esta forma de impulso para cada una de las multi-trayectorias. En consecuencia, las copias cambiadas y trazadas de la forma de impulso $p(t)$ (cambiadas por τ_k y trazadas por c_k) se pueden aproximar a través de una combinación lineal de tres funciones de forma de impulso cambiadas por la mitad de un intervalo de símbolo ($T/2$). Esta combinación lineal se describe de acuerdo con la siguiente ecuación:

$$c_k p(nT - \tau_k) \approx \begin{cases} \sum_{i=-1}^1 \gamma_i^{(k)} p\left(\left(n + D_k^c - \frac{1}{2}\right)T\right) & -K \leq k \leq -1 \\ \sum_{i=-1}^1 \gamma_i^{(k)} p\left(\left(n - D_k^c - \frac{1}{2}\right)T\right) & 1 \leq k \leq L \end{cases} \quad (36)$$

En la que $\gamma_i^{(k)}, K \leq k \leq L, i=-1, 0, 1 \in \mathbb{C}$. La última parte de la ecuación (36) contiene una aproximación de la forma de impulso de la combinación del filtro transmisor/receptor. Haciendo esta aproximación, las colas del complejo de la forma de impulso $p(t)$ se pueden recuperar de manera eficiente aunque estas colas se encuentren cubiertas por el ruido del procesamiento de correlación y se pierden cuando se aplica la fijación de umbral uniforme.

Para llegar a esta aproximación, se introducen tres vectores P_k para $k = -1, 0, +1$, cada uno contiene muestras espaciadas T del complejo de la forma de

296

impulso $p(t)$ cambiada por $kT/2$ (para $k = -1, 0, +1$) de acuerdo con las siguientes tres ecuaciones:

$$p_{-1} = \left[p\left(-N_q T + \frac{T}{2}\right), \dots, p\left(-T + \frac{T}{2}\right), p\left(\frac{T}{2}\right), p\left(T + \frac{T}{2}\right), \dots, p\left(N_q T + \frac{T}{2}\right) \right]^T \quad (37)$$

$$p_0 = [p(-N_q T), \dots, p(-T), p(0), p(T), \dots, p(N_q T)]^T \quad (38)$$

$$p_1 = \left[p\left(-N_q T - \frac{T}{2}\right), \dots, p\left(-T - \frac{T}{2}\right), p\left(-\frac{T}{2}\right), p\left(T - \frac{T}{2}\right), \dots, p\left(N_q T - \frac{T}{2}\right) \right]^T \quad (39)$$

Cuando se concatenan estos vectores, la matriz P $(2N_q + 1) \times 3$ se define de acuerdo con la siguiente ecuación:

$$P = [P_{-1}, P_0, P_1] \quad (40)$$

Este vector representa una muestra de los valores cambiados de un impulso elevado a coseno.

La matriz Γ cuyas columnas están compuestas de los vectores cambiados P_k en las que los cambios representan los retrasos relativos de las multi-trayectorias. Esta matriz Γ se define de acuerdo con la siguiente ecuación:

$$\Gamma = \begin{bmatrix} P & \Theta_{(D_K^a - D_{K-1}^a) \times 3} & \dots & \Theta_{D_K^a \times 3} & \dots & \Theta_{(D_K^a + D_{L-1}^c) \times 3} & \dots & \Theta_{(D_L^c - D_{L-1}^c) \times 3} \\ \Theta_{(D_K^a + D_L^c) \times 3} & P & \dots & \Theta_{D_K^a \times 3} & \dots & \Theta_{(D_K^a + D_{L-1}^c) \times 3} & \dots & \Theta_{(D_L^c - D_{L-1}^c) \times 3} \\ \Theta_{(D_L^c + D_{K-1}^a) \times 3} & \Theta_{(D_L^c + D_{K-1}^a) \times 3} & \dots & \Theta_{D_L^c \times 3} & \dots & \Theta_{(D_K^a + D_{L-1}^c) \times 3} & \dots & \Theta_{(D_L^c - D_{L-1}^c) \times 3} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \Theta_{(D_L^c - D_{L-1}^c) \times 3} & \Theta_{(D_L^c - D_{L-1}^c) \times 3} & \dots & \Theta_{(D_L^c - D_{L-1}^c) \times 3} & \dots & \Theta_{(D_L^c - D_{L-1}^c) \times 3} & \dots & \Theta_{(D_L^c - D_{L-1}^c) \times 3} \end{bmatrix} \quad (41)$$

En la que Γ es de dimensión $(D_K^a + D_L^c + 2N_q + 1)$ por $3(K + L + 1)$ la cual depende de la extensión del canal, y $0_{m \times n}$ indica una matriz cero m por n como $D_K^a - D_{K-1}^a$, por la matriz 3 de ceros. La señal recibida del vector y y del vector A de secuencia de enlace están definidos de acuerdo con las ecuaciones (16) y (17), respectivamente. Debido a que se supone que $q(t)$

87

297

amplia la duración del símbolo N_q , $q[n]$ cuenta con puntos de muestra $N_q + 1$ y a su vez $p[n]$ cuenta con muestras $2N_q + 1$. Por consiguiente, $N_s = D_K^u + N_q$ y $N_c = D_L^c + N_q$.

El vector desconocido γ se define de acuerdo con la siguiente ecuación:

$$\gamma = [\gamma^{(-K)}, \dots, \gamma^{(0)}, \dots, \gamma^{(L)}]^T \quad (42)$$

En la que $\gamma^{(k)} = [y_{-1}^{(k)}, y_0^{(k)}, y_1^{(k)}]$ para $-K \leq k \leq L$. El vector desconocido γ tiene los coeficientes $\{y_{-1}^{(k)}\}$ en el que $n = -1, 0, 1$, y en el que $k = -K, \dots, 0, \dots, L$ y tiene una longitud de $3(K+L+1)$. De manera similar a la ecuación (15), el vector γ representa la salida del filtro adaptado del receptor y se puede definir de acuerdo con la siguiente ecuación:

$$\gamma = A\Gamma y + v \quad (43)$$

En la que γ es el vector ruidoso que se observa. Utilizando la solución de mínimos-cuadrados, el vector de coeficiente desconocido γ se puede medir de acuerdo con la siguiente ecuación:

$$\gamma_{LS} = (\Gamma^H A^H A \Gamma)^{-1} \Gamma^H A^H y = (A \Gamma)^+ y \quad (44)$$

Tan pronto se obtiene el vector γ_{LS} de medición de mínimo-cuadrado, la medición del nuevo canal $\hat{h}_{new}$, en la que se recuperan las colas de impulso, simplemente se puede obtener de acuerdo con la siguiente ecuación:

$$\hat{h}_{new} = \Gamma \gamma_{LS} \quad (45)$$

El multiplicador 64 multiplica $\hat{h}_{LS}$ a partir del multiplicador de matriz 54 por Γ de acuerdo con la ecuación (45) para producir la $\hat{h}_{new}$. Las ecuaciones (44) y (45)

88

298

se pueden resolver utilizando ya sea el método de descomposición de valor único (SVD), o a través del método de una gradiente conjugada (CG), o por cualquier otro método que sea conveniente.

Una vez el nuevo vector de medición de canal se determina por la ecuación (45), se puede definir el vector reconstruido en la salida del receptor del filtro adaptado, teniendo como base el $\hat{h}_{nuevo}$ y de acuerdo con las siguientes ecuaciones:

$$\hat{y} = A \hat{h}_{nuevo} \quad (46)$$

$$\hat{y} = A \Gamma^T \quad (47)$$

$$\hat{y} = A \Gamma (\Gamma^T A^T A \Gamma)^{-1} \Gamma^T A^T y \quad (48)$$

La variación del ruido en la salida del receptor del filtro adaptado, σ_v^2 , se puede medir teniendo como base la siguiente ecuación:

$$\sigma_v^2 = \frac{1}{N - D_K^a - N_L^c} \|\hat{y} - y\|^2 \quad (49)$$

Que surge de manera natural. La longitud del vector Y es $N - D_K^a - D_L^c$.

El inicializador de intersecciones ponderadas 66 puede inicializar los ponderados de las intersecciones del ecualizador 12, utilizando la medición de canal $\hat{h}_{nuevo}$ y la variación del ruido σ_v^2 de la manera que es conocida en este campo.

Cuando el presente invento se utiliza para inicializar las intersecciones ponderadas de un ecualizador, la variación del ruido dada por la ecuación (49) y la nueva respuesta de canal dada por la ecuación (45) se pueden combinar de cualquier forma conocida para producir las intersecciones ponderadas iniciales para las intersecciones del ecualizador. De manera alternativa, en lugar de combinar la variación del ruido dada en la ecuación (49) y la nueva

89

29

respuesta del canal dada en la ecuación (45), una variación de ruido diferente de cero de valor pequeño se puede suponer y este valor se puede combinar con la nueva respuesta del canal dada en la ecuación (45) para producir las intersecciones ponderadas iniciales para las intersecciones del ecualizador.

Las modificaciones del presente invento serán reconocidas por los expertos en este campo. Por ejemplo, el presente invento como se describió anteriormente confía en el uso de una señal de enlace. Sin embargo, para llevar a cabo el presente invento, se pueden utilizar otras señales, como las señales de datos. Además, no obstante este invento se muestra específicamente para el uso en la inicialización de las intersecciones de un ecualizador, la medición producida del canal de acuerdo con el presente invento se puede utilizar para otros propósitos.

Por consiguiente, la descripción del presente invento se debe interpretar tan sólo de manera ilustrativa y tiene el propósito de instruir a aquellos expertos en este campo sobre la mejor forma de aplicar el invento. Los detalles pueden variar substancialmente sin alejarse del objetivo del invento, y el uso exclusivo de las modificaciones que están dentro del alcance de las reivindicaciones anexas es reservado.

90

Reivindicaciones

Nosotros Reivindicamos:

1. Un método para determinar la respuesta de un canal que comprende: determinar una matriz T basada en una correlación de la señal recibida y una secuencia de enlace conocida; extrayendo un vector y de la señal recibida; y, calculando la respuesta del canal a partir de una solución de mínimos-cuadrados basada en la matriz T , el vector Y , y una matriz A formada por elementos de la secuencia de enlace conocida.
2. El método de la reivindicación 1 en el que la respuesta del canal toma forma de impulso, y en la que la matriz T se construye para que se aproxime a la forma de impulso de la respuesta del canal.
3. El método de la reivindicación 2 en el que la matriz T incluye tres conjuntos de muestras derivados de la forma de impulso, en el que las muestras tiene un período T , en la que el primer conjunto comprende las muestras de forma de impulso cambiadas por $+T/2$, el segundo conjunto comprende las muestras de forma de impulso sin cambiar, y el tercer conjunto comprende las muestras de forma de impulso cambiadas por $-T/2$.
4. El método de la reivindicación 3 en el que la forma de impulso de las que se derivan las muestras comprenden una forma de impulso compleja elevada a coseno.
5. El método de la reivindicación 1 en el que la matriz T se construye con varios ceros que dependen de las distancias entre los picos de la correlación.
6. El método de la reivindicación 5 en el que la respuesta del canal tiene forma de impulso, y en el que la matriz T se construye para aproximar la forma del impulso de la respuesta del canal.
7. El método de la reivindicación 6 en el que la matriz T comprende tres conjuntos de muestras derivadas de la forma de impulso, en el que las

muestras tiene un período T, en la que el primer conjunto comprende las muestras de forma de impulso cambiadas por +T/2, el segundo conjunto comprende las muestras de forma de impulso sin cambiar, y el tercer conjunto comprende las muestras de forma de impulso cambiadas por -T/2.

8. El método de la reivindicación 7 en el que la forma de impulso de las que se derivan las muestras comprenden una forma de impulso compleja elevada a coseno.

9. El método de la reivindicación 1 en el que la solución de los mínimos-cuadrados que logra utilizando un método de descomposición de valor singular o único.

10. El método de la reivindicación 1 en el que la solución de los mínimos-cuadrados se logra utilizando un método de gradiente conjugada.

11. El método de la reivindicación 1 que además comprende determinar la medición inicial de las intersecciones ponderadas para un ecualizador que tiene como base la respuesta del canal.

12. El método de la reivindicación 11 que además comprende la medición inicial de las intersecciones ponderadas para el ecualizador teniendo como base la respuesta del canal y la variación del ruido σ_v^2 que se expresa en la siguiente ecuación.

$$\sigma_v^2 = \frac{1}{N - D_K^a - N_L^c} \|\tilde{y} - y\|^2$$

En la que D se refiere a la distancia entre los picos de la correlación, en la que el exponente a se refiere a la distancia del pico anti-causal correspondiente, en la que el exponente c se refiere a la distancia de un pico causal correspondiente, en la que K se refiere al número de picos anti-causales, en la que L se refiere al número de picos causales, en la que N se refiere a un número de símbolos de enlace en la secuencia de enlaces, y en la que $\tilde{y}$ tiene como base el vector y.

302

13. Un método para determinar la respuesta del canal que comprende: determinar una matriz Γ teniendo como base una correlación de la señal recibida y de la secuencia de enlace conocida; extrayendo un vector y de la señal recibida; y determinando un vector de coeficiente desconocido γ_{LS} de acuerdo con la siguiente ecuación:

$$\gamma_{LS} = (\Gamma^H A^H A \Gamma)^{-1} \Gamma^H A^H y$$

En la que el vector de coeficiente desconocido γ_{LS} incluye una solución de los mínimos- cuadrados de la siguiente ecuación:

$$y = A \Gamma \gamma + v$$

Y en la que A incluye una matriz basada en la secuencia de enlace; y, determina la respuesta del canal según la siguiente ecuación:

$$\hat{h}_{canal} = \Gamma \gamma_{LS}$$

14. El método de la reivindicación 13 en el que la respuesta del canal toma forma del impulso, y en el que la matriz Γ se construye para aproximar la forma de impulso de la respuesta del canal.

15. El método de la reivindicación 14 en el que la matriz Γ incluye tres conjuntos de muestras p_{-1} , p_0 , y p_{+1} que se derivan de la forma de impulso, y en el que las muestras tienen un período T , en el que el primer conjunto p_{-1} incluye las muestras de forma de impulso cambiadas por $+T/2$, en el que el segundo conjunto p_0 incluye las muestras de forma de impulso sin cambiar, y en el que el tercer conjunto p_{+1} incluye las muestras de forma de impulso cambiadas por $-T/2$.

16. El método de la reivindicación 15 en el que la forma de impulso incluye un complejo que toma forma de impulso elevado a coseno.

17. El método de la reivindicación 15 en el que la matriz Γ incluye una forma de impulso P aproximada, formada por la concatenación de p_{-1} , p_0 , y p_{+1} .

93

203

18. El método de la reivindicación 17 en el que la matriz Γ se determina por la siguiente ecuación:

$$\Gamma = \begin{bmatrix} P & \theta_{(D_K^a - D_{K-1}^a)x} & \dots & \theta_{D_L^a x} \\ \theta_{(D_K^a + D_L^c)x} & \theta_{(D_L^c + D_{K-1}^c)x} & \dots & \theta_{(D_K^a + D_{L-1}^c)x} \\ & \theta_{D_L^c x} & \dots & \theta_{(D_K^a + D_L^c)x} \\ & & \theta_{(D_L^c - D_{L-1}^c)x} & \theta_{(D_K^a + D_L^c)x} \end{bmatrix}$$

En la que las matrices Γ dependen de las distancias D entre los picos de la correlación, en la que el exponente a se refiere a la distancia del pico anti-causal correspondiente, en la que el exponente c se refiere a la distancia de un pico causal correspondiente, en la que K se refiere al número de picos anti-causales, y en la que L se refiere al número de picos causales.

19. El método de la reivindicación 18 en el que la forma de impulso incluye un complejo que toma forma de impulso elevado a coseno.

20. El método de la reivindicación 13 en el que la matriz A se determina por la siguiente ecuación:

$$A = \begin{bmatrix} a_{N_c + N_a} & a_{N_c + N_a - 1} & \dots & a_0 \\ a_{N_c + N_a + 1} & a_{N_c - N_a} & \dots & a_1 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ a_{N-1} & a_{N-2} & \dots & a_{N-1-N_a-N_c} \end{bmatrix} \quad (N - N_a - N_c)x(N_c + N_a + 1)$$

En la que a_i incluye los símbolos de enlace, en la que N incluye el número de símbolos de enlace, en la que N_a incluye el número de picos anti-causales en la correlación, y en la que N_c incluye el número de picos causales en la correlación.

21. El método de la reivindicación 20 en el que la respuesta del canal toma forma de impulso, y en el que la matriz Γ se construye para aproximar la forma de impulso de la respuesta del canal.

94

304

22. El método de la reivindicación 21 en el que la matriz Γ incluye tres conjuntos de muestras p_{-1} , p_0 , y p_{+1} que se derivan de la forma de impulso, y en el que las muestras tienen un período T , en el que el primer conjunto p_{-1} incluye las muestras de forma de impulso cambiadas por $-T/2$, en el que el segundo conjunto p_0 incluye las muestras de forma de impulso sin cambiar, y en el que el tercer conjunto p_{+1} incluye las muestras de forma de impulso cambiadas por $T/2$.

23. El método de la reivindicación 22 en el que la forma de impulso incluye un complejo que toma forma de impulso elevado a coseno.

24. El método de la reivindicación 22 en el que la matriz Γ incluye una forma de impulso P aproximada, formada por la concatenación de p_{-1} , p_0 , y p_{+1} .

25. El método de la reivindicación 24 en el que la matriz Γ se da por la siguiente ecuación:

$$\Gamma = \begin{bmatrix} P & \theta_{(D_K^a - D_{K-1}^a)x3} P & \dots & \theta_{D_L^a x3} P & \dots & \theta_{(D_K^a + D_{L-1}^a)x3} P & \dots & \theta_{(D_L^a + D_L^c)x3} P \\ \theta_{(D_K^a + D_L^c)x3} & \theta_{(D_L^c + D_{K-1}^a)x3} & \dots & \theta_{D_L^c x3} & \dots & \theta_{(D_K^c + D_{L-1}^a)x3} & \dots & \theta_{(D_L^c + D_L^c)x3} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \theta_{D_L^c x3} & \dots & \dots & \theta_{(D_L^c - D_{L-1}^a)x3} & \dots & \dots & \dots & \dots \end{bmatrix}$$

En la que las matrices ceros dependen de las distancias D entre los picos de la correlación, en la que el exponente a se refiere a la distancia del pico anti-causal correspondiente, en la que el exponente c se refiere a la distancia de un pico causal correspondiente, en la que K se refiere al número de picos anti-causales, y en la que L se refiere al número de picos causales.

26. El método de la reivindicación 25 en el que la forma de impulso incluye un complejo que toma forma de impulso elevado a coseno.

27. El método de la reivindicación 13 que además incluye resolver la ecuación para el vector de coeficiente desconocido $\lambda_{1,N}$ utilizando un método único de descomposición de valor.

95

305

28. El método de la reivindicación 13 además incluye resolver la ecuación para el vector de coeficiente desconocido $\lambda_{1,N}$ utilizando un método de gradiente conjugado.

29. El método de la reivindicación 13 que además comprende determinar la medición inicial de las intersecciones ponderadas para un ecualizador que tiene como base la respuesta del canal.

30. El método de la reivindicación 13 que además comprende determinar las intersecciones ponderadas iniciales para el ecualizador teniendo como base la respuesta del canal $\hat{h}_{\text{canal}}$ y la variación del ruido $\sigma_{\hat{y}}^2$ que se expresa en la siguiente ecuación:

$$\sigma_{\hat{y}}^2 = \frac{1}{N - D_K^a - N_L^c} \|\hat{y} - y\|^2$$

En la que D se refiere a la distancia entre los picos de la correlación, en la que el exponente a se refiere a la distancia del pico anti-causal correspondiente, en la que el exponente c se refiere a la distancia de un pico causal correspondiente, en la que K se refiere al número de picos anti-causales, en la que L se refiere al número de picos causales, en la que N se refiere a un número de símbolos de enlace en la secuencia de enlaces, y en la que $\hat{y}$ tiene como base el vector y.

31. Un método para determinar la respuesta del canal que comprende: correlacionar la señal recibida con la secuencia de enlace; construyendo una matriz Γ aproximando una forma del impulso deseada para cada pico de la correlación; construyendo una matriz A que tiene como base la secuencia de enlace; resolviendo la solución de los mínimos-cuadrados de la siguiente ecuación para derivar un vector de coeficiente desconocido γ :

$$y = A\Gamma\gamma$$

En la que y es un vector que representa una señal recibida; y, así determinar la respuesta del canal a partir del vector desconocido del coeficiente γ y de la matriz Γ .

96

306

32. El método de la reivindicación 31 en el que la matriz Γ incluye tres conjuntos de muestras que se derivan de la forma de impulso deseada, en el que las muestras tienen un período T , en el que el primer conjunto incluye las muestras de forma de impulso cambiadas por $+T/2$, en el que el segundo conjunto incluye las muestras de forma de impulso sin cambiar, y en el que el tercer conjunto incluye las muestras de forma de impulso cambiadas por $-T/2$.

33. El método de la reivindicación 32 en el que la forma de impulso deseada incluye un complejo que toma forma de impulso elevado a coseno.

34. El método de la reivindicación 31 en el que la matriz Γ se construye con una serie de ceros que dependen de las distancias entre los picos de la correlación.

35. El método de la reivindicación 31 en el que el cálculo de la respuesta del canal a partir del vector de coeficiente desconocido y la matriz Γ incluyen multiplicar la matriz Γ por el vector de coeficiente desconocido y .

36. El método de la reivindicación 31 en el que la forma de impulso deseada incluye un complejo que toma forma de impulso elevado a coseno.

37. El método de la reivindicación 31 en el que se aplica la solución de los mínimos-cuadrados e incluye lograr la solución de los mínimos-cuadrados utilizando un método de descomposición de valor único.

38. El método de la reivindicación 31 en el que se aplica la solución de los mínimos-cuadrados e incluye lograr la solución de los mínimos-cuadrados utilizando un método de gradiente conjugado.

39. El método de la reivindicación 31 que además incluye ajustar las intersecciones ponderadas de las intersecciones del ecualizador teniendo como base la respuesta del canal.

97

307

40. El método de la reivindicación 31 que además incluye determinar las intersecciones ponderadas para el ecualizador teniendo como base la respuesta del canal y la variación del ruido σ_v^2 de acuerdo con la siguiente ecuación:

$$\hat{\sigma}_v^2 = \frac{1}{N - D_K^a - N_L^c} \|\hat{y} - y\|^2$$

En la que D se refiere a la distancia entre los picos de la correlación, en la que el exponente a se refiere a la distancia del pico anti-causal correspondiente, en la que el exponente c se refiere a la distancia de un pico causal correspondiente, en la que K se refiere al número de picos anti-causales, en la que L se refiere al número de picos causales, en la que N se refiere a un número de símbolos de enlace en la secuencia de enlaces, y en la que $\hat{y}$ tiene como base el vector y.

98

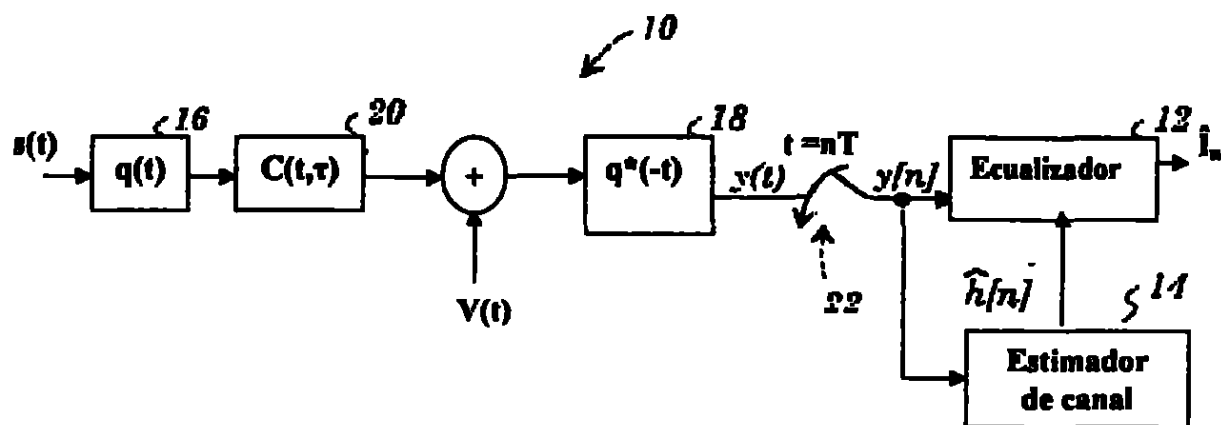


FIGURA 1

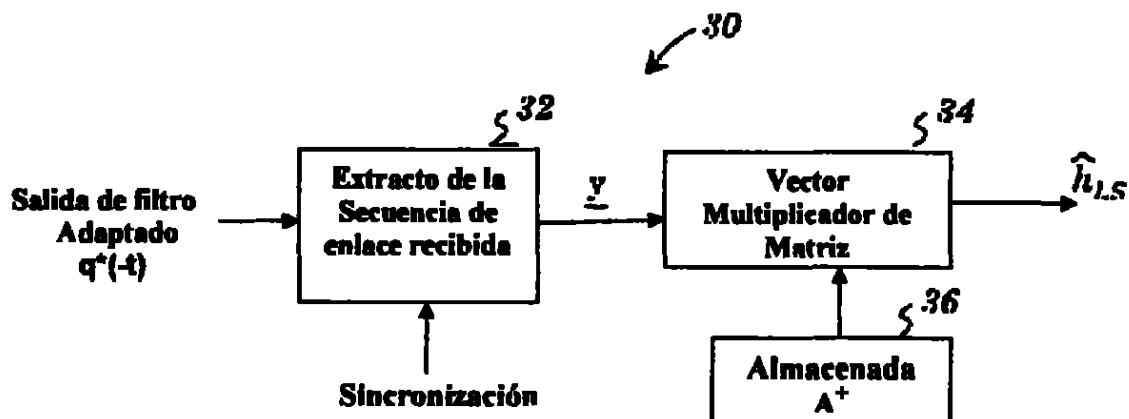


FIGURA 2

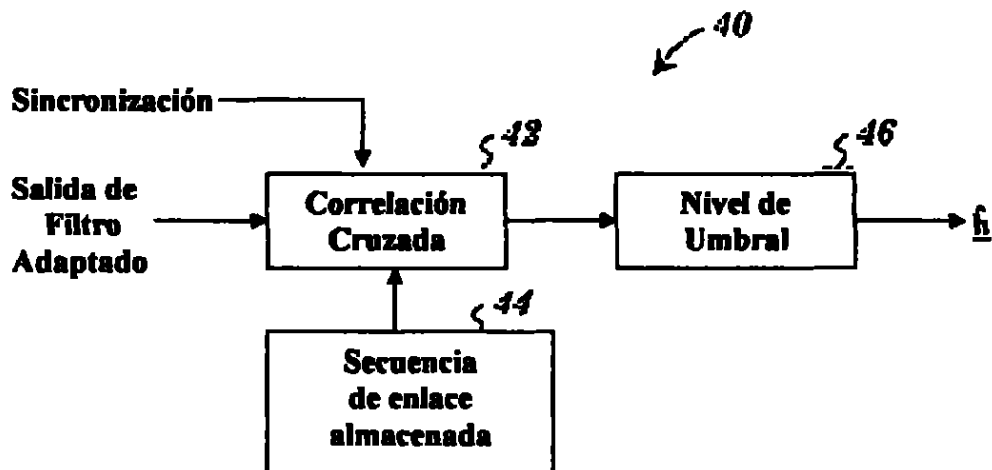


FIGURA 4

HOJA SUBTITULADA (NORMA 28)

BNSDOCID: <WO_03036891A2_1_>

39

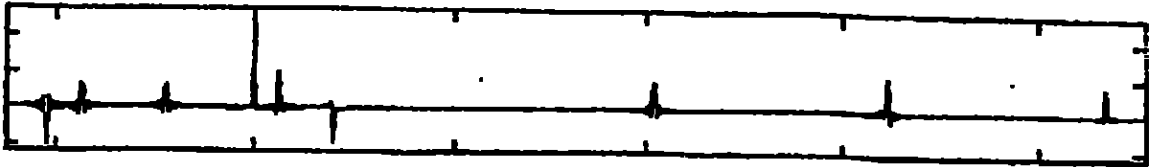


Figura 3(a)

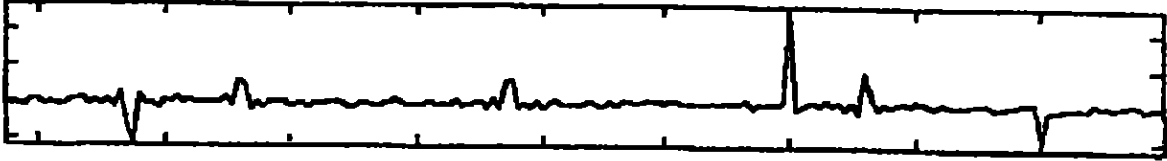


Figura 3(b)



Figura 3(c)

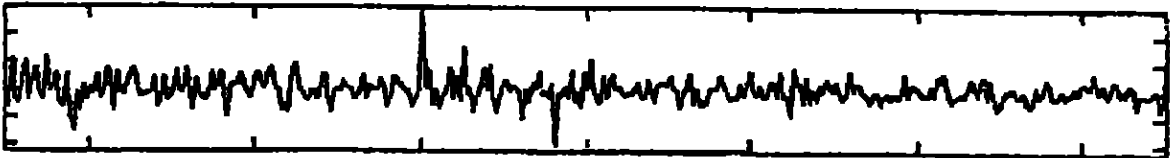


Figura 3(d)

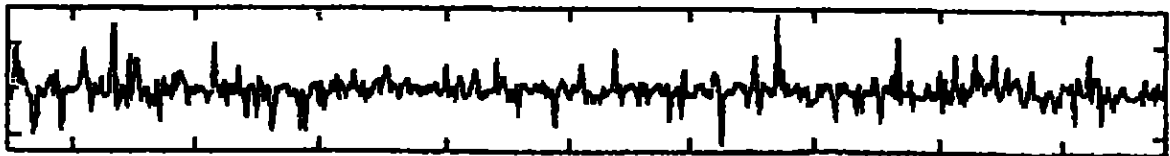


Figura 3(e)

HOJA SUBTITULADA (NORMA 26)

BNSDOCID:<WO____03036891A2_1_>

106

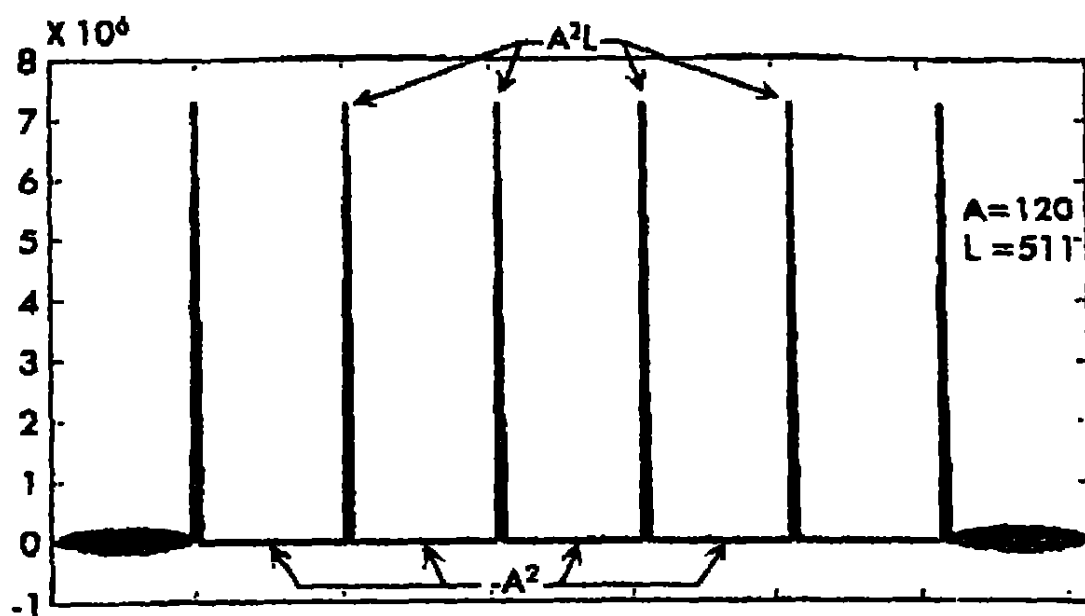
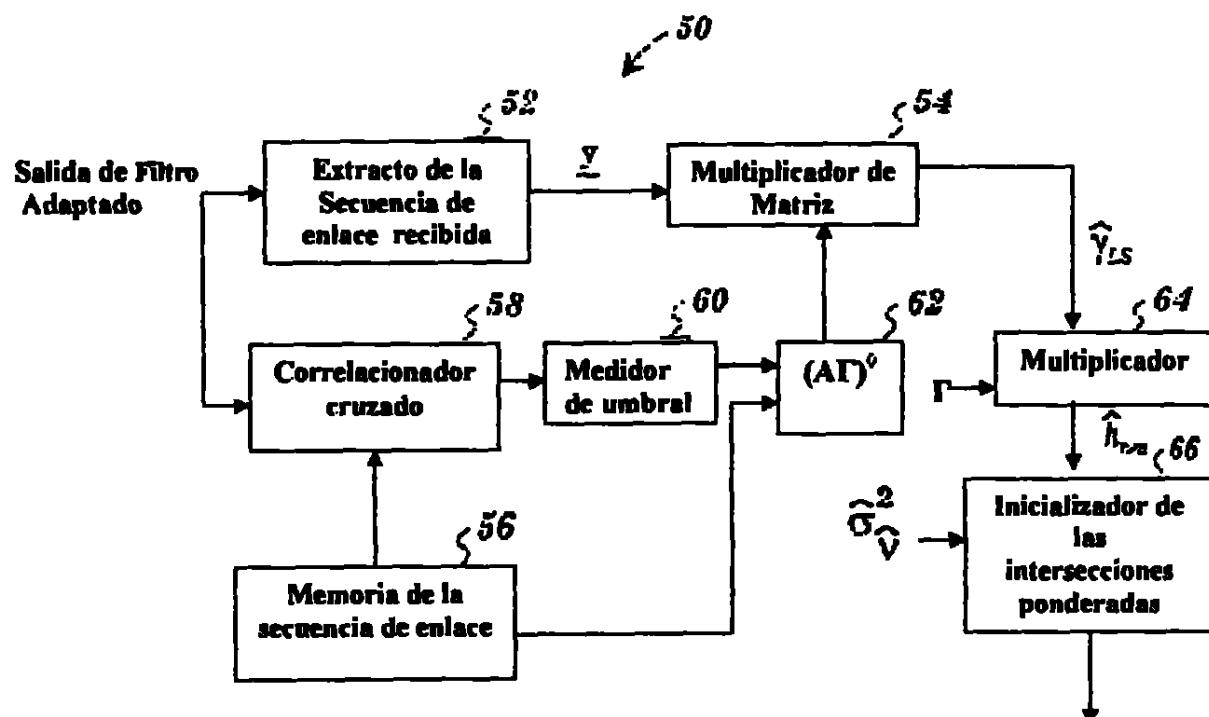


FIGURA 5

**FIGURA 6**

HOJA SUBTITULADA (NORMA 28)

BNSDOCID:<WO_____03038891A2_1_>

311

PCT/US2004/034642

TRADUCCIÓN OFICIAL

TRATADO DE COOPERACION DE PATENTES

Del INTERNATIONAL BUREAU

PCT

NOTIFICACIÓN RELACIONADA CON LA
TRANSMISION DE LA COPIA DE LA
SOLICITUD INTERNACIONAL COMO FUE
PUBLICADA O REPUBLICADA

Para:

JOIKE, Trevor, B.
Schiff hardin LLP
6600 Sears Tower
Chicago; IL 60606
ESTADOS UNIDOS DE AMÉRICA

Fecha de envío (día/mes/año) 07 de julio 2005 (07/07/2005)		
Archivo de Referencia del Agente o Solicitante FP03,0369-WO		NOTIFICACIÓN IMPORTANTE
Solicitud Internacional No. PCT/US2004/034642	Fecha de solicitud internacional (día/mes/año) 18 de Octubre de 2004 (18/10/2004)	Fecha de prioridad (día/mes/año) 5 de diciembre de 2003 (05/12/2003)
Solicitante ZENITH ELECTRONICS CORPORATION et al.,		

El International Bureau con la presente transmite los siguientes documentos:

☒ Copia de la solicitud internacional como fue publicada en el International Bureau el 7 de julio de 2005 (07.07.2005) bajo el WO No. 2005/062562

☐ Copia de la solicitud internacional como fue republicada por el International Bureau o bajo el No. WO

Para la explicación sobre las razones para esta republicación de la solicitud internacional, se hace referencia a los códigos INID (15), (48) u (88) (de acuerdo al caso) en la página frontal del documento adjunto.

La Agencia Internacional WIPO The International Bureau WIPO 34, chemin des Colombettes 1211 Geneva 20, Switzerland Facsimile No + 41 22 740 14 35	Funcionario Autorizado Nora Lindner Facsimile No. +41 22 338 89 65
---	--

Formato PCT/IB/311 (Enero 2004)

ECUALIZACIÓN DE CANALES CON FILTRADO ADAPTADOR Y USO DEL ALGORITMO DE GRADIENTE CONJUGADO PRECONDICIONADO

Robert A. Soni¹

W. Kenneth Jenkins²

Laboratorio de Ciencias Coordinadas

Departamento de Ingeniería Eléctrica y Computación

University of Illinois en Urbana-Champaign

Urbana, Illinois, 61801, Estados Unidos

¹ rsoni@uiuc.edu

² jenkins@uicssl.csl.uiuc.edu

RESUMEN

El desempeño de un sistema de comunicación se degrada con frecuencia a causa de las imperfecciones del canal. El ruido aditivo y las características reales del canal pueden no ser conocidos con anterioridad a la transmisión. Es posible mejorar significativamente el desempeño del sistema general con el uso de ecualizadores adaptadores para compensar esas imperfecciones. Para secuencias recibidas altamente correlacionadas, la tasa de convergencia de estos ecualizadores constituye un factor muy limitante. En el presente artículo se presenta un esquema novedoso para la utilización del algoritmo de gradiente conjugado preconditionado para la ecualización de canales. Se presentan ejemplos de simulación para problemas de ecualización de canales en los que se compara el desempeño del algoritmo LMS con el algoritmo de gradiente conjugado preconditionado para algoritmos que minimizan el error cuadrado medio y el criterio de módulo constante.

1. INTRODUCCIÓN

Para mejorar el desempeño de los sistemas de comunicación se pueden utilizar filtros adaptadores. Las características desconocidas de un canal pueden disminuir las tasas de error de bits y hacer que los sistemas de comunicación sean poco confiables. El empleo de un filtro adaptador para ecualizar efectivamente el canal compensa la

memoria finita del canal y puede mejorar el desempeño en términos del error cuadrado medio y de la tasa de error de bits. En la figura 1, se muestra un canal de comunicaciones simplificado que emplea un ecualizador adaptador. Se omiten aquí los detalles del transmisor y del receptor. Para este sistema, se conoce a priori la secuencia transmitida en el receptor. El uso de esta breve secuencia de prueba o de enlace (~~training sequence~~) permite la compensación del canal con anterioridad a la utilización regular del canal para la comunicación. El error de salida se minimiza en un sentido de cuadrado medio cuando se conoce esta secuencia de prueba y se puede aproximar el retraso con detalle.

Este error de salida, $e(n)$, entre la salida del filtro adaptador y la secuencia de prueba, $d(n)$, se puede representar en términos de la señal recibida, $x(n)$, y los coeficientes del filtro adaptador, $w_i(n)$, con

$$e(n) = d(n) - W^T(n)X(n) \quad (1)$$

En la que $W(n)$ y $X(n)$ son versiones vectorizadas de los coeficientes del filtro adaptador, y la señal recibida:

$$W(n) = [w_0(n) \quad x(n) \quad \dots \quad w_{N-1}(n)]^T \quad (2)$$

$$X(n) = [x(n) \quad x(n-1) \quad \dots \quad x(n-N+1)]^T \quad (3)$$

Los filtros tradicionales LMS intentan minimizar la señal de error, $e(n)$ en un sentido de cuadrado medio. La función de desempeño es

$$J(n) = E[e^2(n)] \quad (4)$$

Si se desconoce la señal $d(n)$ u otras limitaciones del sistema impiden la retransmisión de la secuencia de prueba, entonces puede efectuarse la ecualización del canal via un filtro adaptador mediante la optimización de una función objetivo ligeramente distinto. Para muchos sistemas de comunicación, se conoce en el receptor alguna propiedad de la señal de frecuencia transmitida, en particular el módulo o la amplitud. En ese caso, el algoritmo de adaptación intenta minimizar la diferencia entre la salida del filtro adaptador, $y(n) = W^T(n)X(n)$ y el módulo conocido. En esta situación, la función de desempeño de este algoritmo de módulo constante (CMA, por sus iniciales en inglés) es

$$J(n) = E[||y(n)||^p - |\bar{\mu}|^p]^2 \quad (5)$$

En la que δ es la amplitud conocida o esperada (módulo) de la señal y p y q son enteros. Treichler y otros [9] aplicaron el algoritmo LMS al caso en que $p = 1$ y $q = 2$. Este algoritmo parece tener tasas de convergencia marcadamente más lentas para canales de entrada sumamente coloreada que los enfoques tradicionales de error cuadrado medio.

Schirtzinger [8] presenta un estudio experimental de un número de técnicas de adaptación, incluyendo la LMS, transformación de dominio (*transform-domain*), estructuras de filtro entramado, algoritmos rápidos semejantes al de Newton y una variante de la técnica de gradiente conjugado presentada en [6]. Cada uno de los algoritmos presentados mostró mejoras en el desempeño con relación a los algoritmos basados en la LMS a expensas de mayor costo computacional. En particular, la técnica de gradiente conjugado ofreció al diseñador la capacidad de elegir entre el nivel de desempeño y la complejidad computacional sin intercambiar algoritmos. Sin embargo, esta variante particular del algoritmo de gradiente conjugado lleva a malas adaptaciones bastante altas o a un excesivo error cuadrado medio [6].

En el presente artículo, se emplean preconditionadores desarrollados por Strang [3], Chan [4], Ku y Kuo [5] en un nuevo algoritmo de tipo semejante al de Newton para mejorar la tasa de convergencia y reducir las malas adaptaciones. Este algoritmo permite que el diseñador elija diferentes niveles de desempeño con base en la complejidad computacional deseada. Ejemplos de simulación ilustran que el uso del algoritmo de gradiente conjugado preconditionado puede mejorar significativamente el desempeño sin aumentar significativamente la computación. En la sección 2 se ilustra el uso del algoritmo de gradiente conjugado preconditionado en filtrado adaptador. En la sección 3 se presentan algunos ejemplos de simulación en los que se emplean algoritmos de adaptación tanto MSE como de módulo constante (CM). Por último, en la sección 4 se presentan algunas observaciones como conclusiones acerca del desempeño

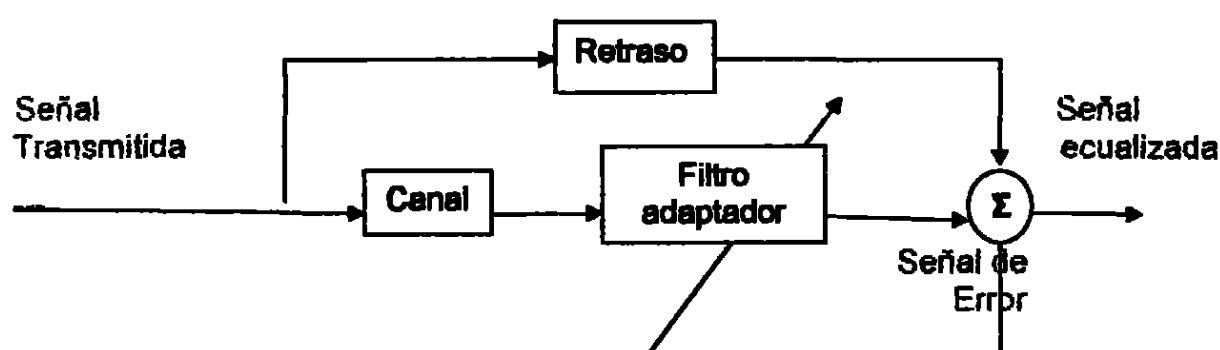


Figura 1. Aplicación de filtrado adaptador – ecualización de canales

2. PRECONDICIONADORES EN EL FILTRADO ADAPTADOR DE GRADIENTE CONJUGADO

El algoritmo de gradiente conjugado se ha utilizado con éxito para mejorar la tasa de convergencia [6], [7] y [8]. Boray y Srinath [6], y Schirtzinger [8] utilizan el algoritmo de gradiente conjugado implícitamente en cada iteración para resolver el problema.

$$\min_{W(n)} \frac{1}{2} W^T(n) R_{xx}(n) W(n) - P_{xy}^T(n) W(n), \quad (6)$$

En la que la matriz $R_{xx}(n)$ es la matriz de auto-correlación simétrica de Toeplitz, de la entrada, y la $P_{xy}(n)$ es la correlación cruzada entre la secuencia recibida y la secuencia de prueba. El uso del algoritmo de gradiente conjugado para resolver este problema de minimización produce la solución Wiener-Hopf [1]:

$$W_{opt}(n) = R_{xx}^{-1}(n) P_{xy}(n) \quad (7)$$

El uso de este método requiere una expresión de actualización de gradiente de orden superior que eleva la complejidad computacional. Además, este enfoque particular demostró tener una mala adaptación mayor que el algoritmo LMS [6]. En el presente artículo, el algoritmo de gradiente conjugado se utiliza directamente para calcular el vector de ganancia de Kalman [7], $R_{xx}^{-1}(n)X(n)$ en el algoritmo semejante al de Newton. El método semejante al de Newton para adaptar los coeficientes del filtro donde se conoce la secuencia de prueba está dado por [10]:

$$W(n+1) = W(n) + \mu(n) c(n) R_{xx}^{-1}(n) X(n) \quad (8)$$

Alternativamente, la adaptación de los coeficientes del filtro para el algoritmo de módulo constante se puede representar con la ecuación (8) en la que la señal de error, $e(n)$, se reemplaza con la señal $\varepsilon(n)$ que está dada por [8]:

$$\varepsilon(n) = (|p(n)|^2 - |\delta|^2) p(n) \quad (9)$$

El método de Newton ha demostrado mejorar las tasas de convergencia en forma muy notable cuando la entrada está sumamente correlacionada. Ambos algoritmos de adaptación se resumen en la tabla 1.

El uso del algoritmo de Levinson para computar la ganancia de Kalman en Marshall, y otros [10] ha demostrado mejora en el desempeño de la convergencia en forma muy notable sin aumentar en forma significativa la computación. Sin embargo, la matriz de auto-correlación se invierte solo cada N iteraciones, lo que puede degradar el desempeño en algunas situaciones.

Al emplear el método de gradiente conjugado para hallar el vector de ganancia de Kalman, puede derivarse un algoritmo de baja complejidad que permita al diseñador elegir el nivel deseado de desempeño del filtro adaptador. El algoritmo de gradiente conjugado itera a la solución de la ecuación (6) con la excepción de que $X(n)$ reemplaza a $P_{ad}(n)$ y $K(n)$ reemplaza a $W(n)$. La solución al problema de minimización viene a ser entonces $K(n) = R_{xx}^{-1}(u)X(n)$.

El método de gradiente conjugado funciona construyendo en forma iterativa N vectores independientes linealmente ortogonales en R_{xx} y formando una solución con base en estos vectores de base independiente. En forma equivalente, la solución óptima puede representarse como:

$$W_{opt}(n) = \alpha_0 \hat{e}_0 + \dots + \alpha_{N-1} \hat{e}_{N-1} \quad (10)$$

Tabla 1. Algoritmos de adaptación

Inicialización:

$$W_i = 0, i = 0, \dots, N-1$$

Si CMA. $W_{ref} = 1$, $ref = arbitraria$

$$r(i) = 0, i = 1, \dots, N-1$$

$$r(0) = 1$$

Definiciones de vectores y matrices:

$$A = \text{diag}[1\alpha^{1/2} \dots \alpha^{N-1/2}]$$

$$R(n) = [r(0), r(1), \dots, r(N-1)]^T$$

$$R_{xx}(n) = \text{toeplitz}\{R(n)\}$$

Recursión:

$$y(n) = W^T(n)X(n)$$

$$v(n) = (|y(n)|^2 - 1)y(n)$$

$$e(n) = d(n) - y(n)$$

$$R(n) = \sigma R(n-1) + x(n)AX(n)$$

$$K(n) = R_{xx}^{-1}(n)X(n) - \text{vía el método PCG}$$

$$\mu(n) = \frac{1}{4(\delta + N^T(n) R_{xx}^{-1}(n)X(n))}$$

Ponderaciones Tap actualizadas

$$W(n+1) = W(n) - \mu(n) e(n)K(n) - \text{algoritmo CMA}$$

$$W(n+1) = W(n) + \mu(n) e(n)K(n) - \text{algoritmo LMS}$$

En las que D_i representan los vectores de dirección conjugada. Se puede formar una aproximación cercana a la solución de la ganancia de Kalman utilizando M vectores de dirección, siendo M un número menor que N . En esta forma, el algoritmo de filtrado adaptador puede elegir el nivel de desempeño, esto es, la mala adaptación y la tasa de convergencia, eligiendo el número de vectores de dirección conjugada. En forma alterna, puede definirse un criterio de parada comparando el gradiente de la función de desempeño con algún valor predefinido de tolerancia [7].

La tasa de convergencia del algoritmo de gradiente conjugado está directamente relacionada con la dispersión de valores propios (eigenvalue) de la matriz R_{xx} . Puede acelerarse la convergencia aplicando un paso de preconditionamiento en cada iteración del algoritmo de gradiente conjugado. En lugar de resolver el sistema, $R_{xx}K(n) = X(n)$, se resuelve el sistema preconditionado:

$$\bar{R}_{xx}K(n) = \bar{X}(n) \quad (11)$$

En la que $\bar{R}_{xx} = P^{-1} R_{xx} P^{-1}$, $K(n) = PK(n)$ y $\bar{X}(n) = P^{-1}X(n)$. El uso del método CG preconditionado requiere que la matriz P^{-1} se compute en forma eficiente. Por esta

razón, generalmente se escoge la matriz P para que sea circulante, de manera que se pueda utilizar un FFT para computar eficientemente la inversa.

La tasa de convergencia del método CG preconditionado está gobernada por la dispersión de los valores propios de $P^{-1} \tilde{R}_{xx}$. Mientras menor sea el número de condición de esta matriz, más rápida será la tasa de convergencia. En este artículo, se compara el desempeño de tres formas distintas de la matriz P . El preconditionador desarrollado por Strang [3] utiliza la mitad central de las diagonales de la matriz original $\tilde{R}_{xx}$. Strang [3] mostró que los valores propios de la matriz $P^{-1} \tilde{R}_{xx}$ se agrupan alrededor de uno, excepto para un número finito de valores atípicos, para una gran clase matrices conocida como matrices de la clase Wiener. Ello implica que el método PCG convergerá a la solución óptima en menos de N iteraciones para esta clase [2].

El preconditionador desarrollado por Chan [4] minimiza la norma de Frobenius $\|P - R_{xx}(n)\|_F^2$, entre la matriz original $R_{xx}(n)$ y todas las matrices circulantes P . Esta solución a esta minimización tiene una expresión de forma cerrada, de manera que se puede computar con facilidad el preconditionador.

Ku y Kuo [5] desarrollaron una clase amplia de matrices preconditionadoras que intentan utilizar todos los elementos originales de la matriz $R_{xx}(n)$. Los preconditionadores desarrollados por Chang y Strang son casos especiales de dos de las cuatro clases de preconditionadores desarrollados por Ku y Kuo. Se incluye para efectos comparativos un caso de la primera clase de preconditionadores desarrollados por Ku y Kuo. En la tabla 2 se resume el algoritmo de gradiente conjugado preconditionado.

TABLA 2. ALGORITMO CG PRECONDICIONADO

Inicialización:

$$\begin{aligned} K_0 &= 0 \\ D_0 &= C_0 = X \sim R_{xx} h_0 \\ \beta_1 &= 0 \end{aligned}$$

Paso 1: Precondicionamiento – resolver con z_{j-1}

$$P^{-1} z_{j-1} = \hat{z}_{j-1}$$

Paso 2: Iteración CG – Computar

$$\begin{aligned}
 \beta_j &= \frac{u_j^T u_j}{u_j^T R_{jj} u_j} \\
 U_j &= R_{jj}^{-1} u_j \\
 \alpha_j &= \frac{u_j^T R_{jj}^{-1} u_j}{U_j^T R_{jj} U_j} \\
 K_j &= K_{j-1} + \alpha_j U_j \\
 G_j &= G_{j-1} - \alpha_j R_{jj} U_j
 \end{aligned}$$

Paso 3: si $\|G_j\|^2 > \text{TOL}$ o $j < M \leq N$ regresar al paso 1.

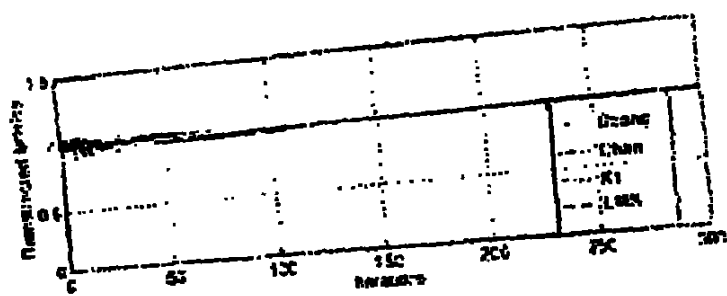
3. RESULTADOS EXPERIMENTALES

En el primer experimento de ecualización, el filtro adaptador intenta modelar el inverso del canal que tiene la respuesta de impulso [1]:

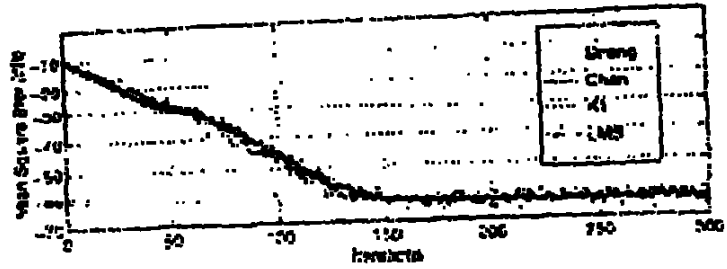
$$h(n) = \delta(n) + 0.3 \delta(n-2) \quad (12)$$

Este canal colorea suavemente la secuencia transmitida. La dispersión de valores propios de la secuencia BPSK transmitida de la igualmente probable + o - unos, cambió el canal de 1 a 3.07.

Para el algoritmo de módulo constante LMS, se fijó el parámetro μ a 1 / 25. Para el método de Newton PCG, se fijó σ a 0.95, y el factor normalizador, δ en el factor autoajustable μ , se fijó a 0.05. El piso (límite inferior) de ruido aditivo se fijó en -100 dB. En la figura 2 se presentan el error cuadrado medio resultante y el módulo reconstruido del algoritmo de gradiente conjugado de señal. El algoritmo de gradiente conjugado se limitó a tres iteraciones ($M = 3$) tanto en el algoritmo CMA como en el MSE. El valor de tolerancia o condición de parada elegido para la expresión de gradiente fue de 10^{-4} . Para este ejemplo, el algoritmo LMS parece exhibir convergencia y desempeño de mala adaptación semejante a los tres algoritmos de gradiente conjugado preconditionados empleando los preconditionadores de Strang [3], Chan [4], y Ku y otros [5]. En la figura 3, los resultados del algoritmo MSE parecen ilustrar que los preconditionadores tienen poco impacto para modificar la mala adaptación o la tasa de convergencia del filtro adaptador. Es interesante que el error cuadrado medio excesivo para el algoritmo MSE sea superior a la mala adaptación para el algoritmo CMA.

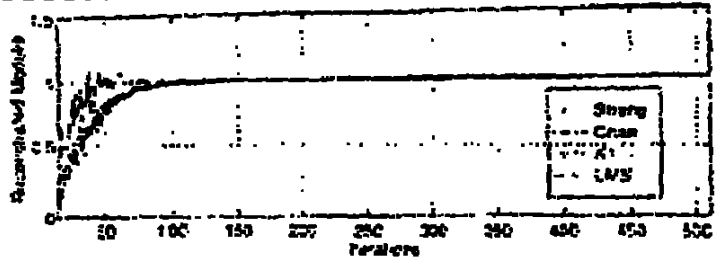


(En eje vertical): módulo reconstruido (En eje horizontal): iteraciones

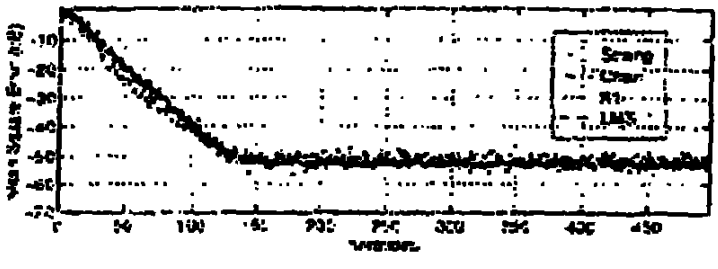


(En eje vertical): error cuadrado medio (dB) (En eje horizontal): iteraciones

Figura 2. Canal A – Algoritmo CMA – Módulo reconstruido y MSE



(En eje vertical): módulo reconstruido (En eje horizontal): iteraciones



(En eje vertical): error cuadrado medio (dB) (En eje horizontal): iteraciones

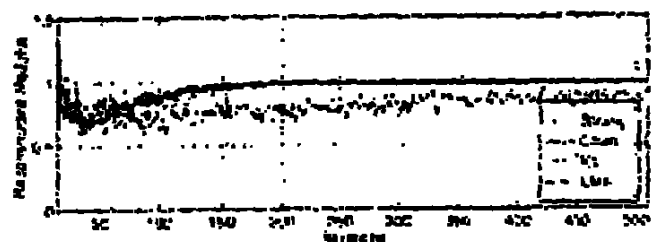
Figura 3. Canal A – Algoritmo MSE – Módulo reconstruido y MSE.

En el segundo experimento de ecualización, el filtro adaptador modela un canal que correlaciona altamente los datos y tiene una dispersión resultante de valores propios de 100. El modelo para el canal está dado por [1]

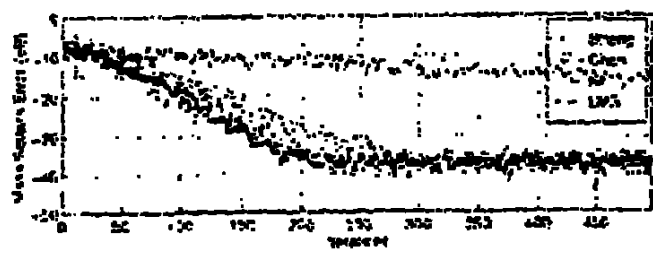
$$h(n) = \frac{1}{2} [1 + \cos(2\pi(i-2)/W)], i = 1, 2, 3 \tag{13}$$

En la que se fijó W a 3,5. Para este algoritmo, μ se fijó en 1/50 para el algoritmo CMA y en 1/20 para el algoritmo MSE. Los parámetros para el método de PCG-Newton permanecieron sin cambios.

La figura 4 parece mostrar que la utilización del método PCG-Newton está muy justificada en el algoritmo CMA. EL algoritmo LMS exhibe una tasa de convergencia algo lenta y una mala adaptación algo alta, que no se presenta para ilustrar los diferentes comportamientos de convergencia de los tres distintos preconditionadores. El filtro converge alrededor de los -30dB, lo que es aproximadamente 10dB más alto que en los algoritmos PCG-Newton. Las diferencias en convergencia entre versiones distintas del método PCG-Newton son pequeñas. El preconditionador de Chan se retrasa ligeramente con respecto al de Strang y al de Ku y Kuo. La diferencia parece ser solamente de unas cuantas iteraciones con relación a los cientos de iteraciones adicionales que requiere el algoritmo LMS para alcanzar un nivel de mala adaptación superior. La figura 5 parece demostrar nuevamente que el desempeño del algoritmo MSE del algoritmo basado en el PCG-Newton es superior al algoritmo basado en el LMS. Sin embargo, el algoritmo MSE parece converger con mayor rapidez que el algoritmo CMA para este mismo modelo. No obstante, el algoritmo LMS requiere todavía varios cientos más de iteraciones adicionales que cualquiera de los algoritmos basados en preconditionadores.

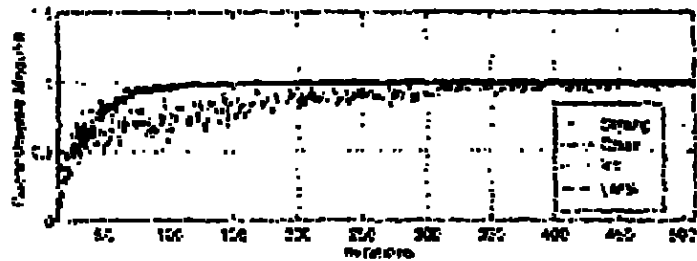


(En eje vertical): módulo reconstruido (En eje horizontal): Iteraciones

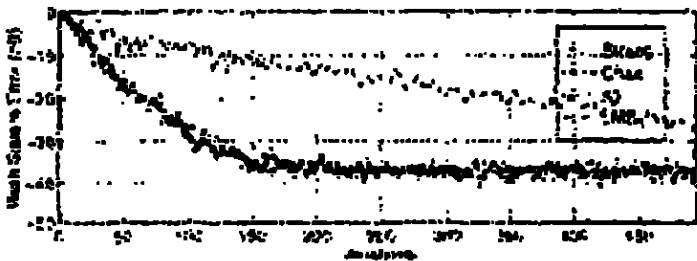


(En eje vertical): error cuadrado medio (dB) (En eje horizontal): Iteraciones

Figura 4. Canal B – Algoritmo CMA – Módulo reconstruido y MSE.



(En eje vertical): módulo reconstruido (En eje horizontal): Iteraciones



(En eje vertical): error cuadrado medio (dB) (En eje horizontal): Iteraciones

Figura 5. Canal B – Algoritmo MSE – Módulo reconstruido y MSE

4. CONCLUSIONES

Se observó que el algoritmo de gradiente conjugado preconditionado para la ecualización de canales mejora considerablemente la convergencia y el desempeño de mala adaptación con respecto a los algoritmos tradicionales de error cuadrado medio basado en el LMS y los algoritmos de módulo constante. El uso de preconditionadores, le ofrece al diseñador una selección del nivel de desempeño, cuando elige la condición de parada del algoritmo de gradiente conjugado, ya sea por tolerancia o por un número fijo de iteraciones. Mediante la elección de un número fijo de iteraciones relativamente pequeño del algoritmo, se observó que la complejidad computacional del método CG preconditionado era de $O(N M \log(N))$ en el que M es el número de iteraciones del ciclo interior, y N es el orden del filtro adaptador. El algoritmo de módulo constante que tradicionalmente sufre de desempeño deficiente con relación al algoritmo MSE, pareció tener una tasa de convergencia comparable a la del algoritmo tradicional MSE para canales con datos altamente correlacionados.

REFERENCIAS

[1] S. Haykin, *Adaptive Filter Theory*. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1996.

- [2] D. Luenberger, *Linear and Non-Linear Programming*. Reading, MA: Addison-Wesley, 1984.
- [3] R. Chan y G. Strang, "Toeplitz equations by conjugate gradients with circulant preconditioner", *SIAM Journal Sci. Stat. Comput.* vol. 10, no. 1, pp. 104 – 119, Ene., 1989.
- [4] T. Chan, "An optimal circulant preconditioner for toeplitz systems", *SIAM Journal Sci. Stat. Comput.* vol. 9, no. 4, pp. 766 – 771, Jul., 1988.
- [5] T. Ku y C. Kuo, "Design and Analysis of toeplitz preconditioners", *IEEE Trans. Signal process.*, vol. 40, no. 1, pp. 129 – 141, Ene., 1992.
- [6] G. Boray y M. Srinath, "Conjugate gradient techniques for adaptive filtering", *IEEE Trans. Circuits and Systems*, vol.39, no.1, pp. 1 – 10, Ene. 1992.
- [7] A. Hull, "Orthogonalization techniques for adaptive filters". Ph.D. dissertation, University of Illinois at Urbana-Champaign, Urbana, IL, 1993.
- [8] T. Schirtzinger, "Designing adaptive equalizers based on the constant modulus error criterion", M.S. thesis, University of Illinois at Urbana-Champaign, Urbana, IL, 1994.
- [9] J. Treichler, C. Johnson, & M. Larimore, *Adaptive Signal Processing*. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1986.
- [10] D. Marshall & W. Jenkins, "A fast quasi-Newton adaptive filtering algorithm", *IEEE Trans. Signal Proc.*, vol.40, no. 7, pp. 1652 – 1662. Jul. 1992.

ECUALIZACIÓN PARA TELEVISIÓN DIGITAL POR REALIMENTACIÓN DE DECISIONES CON CANALES MÚLTIPLES BASADA EN EL GRADIENTE CONJUGADO

Michael D. Zoltowski, William J.
Hillery, Serdar Özen

Mark Fimoff

Purdue University
School of Electrical and Computer
Eng.

West Lafayette, IN 47907-1285

{mikedz, hilleryw, ozen}@purdue.edu

Zenith Electronics Corporation

2000 Millbrook Drive

Lincolnshire, IL 60069

mark.fimoff@zenith.com

RESUMEN

En el presente artículo, examinamos el desempeño de un Ecualizador por Realimentación de Decisiones en canales múltiples (*Decision Feedback Equalizer - DFE*) empleando filtrado adaptador basado en Gradientes Conjugados (CG) en el contexto de Televisión Digital basada en el estándar 8-VSB. El esquema de modulación 8-VSB emplea símbolos 8-PAM con valores reales pero formación de impulso (espectral) de coseno complejo elevado a la raíz (cuadrada) para la eficiencia del ancho de banda. Así, aun en el caso de una sola antena de recepción, se pueden conformar dos canales virtuales vía las partes reales e imaginarias de la señal recibida. Se deriva un error de cuadrado medio mínimo (MMSE) de canal virtual dual DFE. Dichos canales múltiples, una alta tasa de símbolos de 8-VSB basada en 10.76 MHz de TV y las más grandes dispersiones de retrasos con las que es necesario enfrentarse en las bandas UHF y VHF, la ponderación DFE compuesta cae en un espacio de alta dimensionalidad. Implementamos así el MMSE-DFE adaptativamente utilizando el algoritmo de gradiente conjugado (CG) ya que se ha demostrado que efectúa filtrado adaptador de rango reducido, para mejor desempeño con entrenamiento insuficiente, y es también sensible a una inicialización "inteligente".

1. INTRODUCCIÓN

El estándar de emisión terrestre para la televisión digital en los Estados Unidos se basa en la modulación de banda lateral rudimentaria de 8 niveles (8-VSB) [1]. De acuerdo con el estándar, se transmite un segmento de sincronización de campo cada 24,2ms que contiene 704 símbolos conocidos – cuatro símbolos de sincronización de segmento, una secuencia de pseudo sonido (PN) de longitud 511, y tres secuencias PN de longitud 63. Estos símbolos se pueden utilizar para entrenar un ecualizador adaptador. Dado que el entorno de emisión se caracteriza por respuestas de impulsos de canales largos [2], se requieren ecualizadores largos, lo que hace más difícil que un ecualizador adaptador converja dentro del periodo de entrenamiento disponible.

Para utilizar la secuencia de enlace, es necesario efectuar una correlación para localizar la secuencia de enlace dentro de un marco. Esta operación de correlación se puede utilizar para estimar el canal de trayectorias múltiples y luego se puede utilizar el estimado del canal para mejorar la convergencia de un ecualizador adaptador basado en el entrenamiento. Pueden también aplicarse técnicas más sofisticadas para mejorar el estimado del canal, según Özen y otros [2].

El trabajo reciente sobre filtrado de rango reducido [3] ha vinculado el filtro anidado de Wiener de etapas múltiples con el algoritmo de gradiente conjugado (CG). Chang y Wilson [4] han analizado implementaciones adaptadoras del algoritmo CG. Chowdhury y Zoltowsky [5] han aplicado con éxito el algoritmo CG a ecualizadores de alimentación adelantada DS-CDMA y han hallado que converge con más rapidez que el algoritmo recursivo de cuadrados mínimos (RLS) con menor complejidad computacional. En el presente artículo mostramos cómo se puede mejorar considerablemente el tiempo de los ecualizadores de realimentación por decisión (DFE) para 8-VSB basado en el algoritmo CG, mediante la inicialización basada en un estimado de canal. Empezamos con la descripción del modelo del sistema 8-VSB y derivamos expresiones para ecualizadores de error cuadrado medio mínimo (MMSE) reales y complejos. Luego se implementan estos ecualizadores adaptativamente utilizando los algoritmos CG, RLS y cuadrados medios mínimos (LMS). Comparamos varios métodos de inicialización para determinar cómo afecta cada uno a la convergencia y entonces aplicamos los mejores métodos para inicializar ecualizadores utilizando estimados de canales.

2. MODELO DEL SISTEMA

En la figura 1 se muestra el modelo de sistema de tiempo discreto equivalente de banda base en el que se asume un muestreo de tasa de símbolos. La secuencia de símbolos transmitidos se representa con $s[k]$ en la que, en este estudio, suponemos que los símbolos son independientes e igualmente probables. Los símbolos de la constelación 8-VSB se toman del conjunto $\{-7, -5, -3, -1, 1, 3, 5, 7\}$. El canal de tiempo continuo contiene M trayectorias con retrasos τ_i y ganancias complejas α_i . Suponemos que la trayectoria con magnitud de ganancia máxima ocurre en un retraso de cero. Cuando se envuelve con el impulso transmitido complejo $q(t)$, el canal $c(t)$ se convierte en $c(t) = \sum_{i=1}^M \alpha_i q(t - \tau_i)$. En el estándar ATSC [1], el impulso $q(t)$ es un impulso de coseno elevado a la raíz cuadrada que se puede expresar como $q(t) = e^{j\pi F_s t^2 / 2} \text{PRRC}(t)$, en la que $F_s = 1/T_s$, que es la tasa de símbolos y $\text{PRRC}(t)$ es un impulso de coseno elevado a la raíz cuadrada con cero intercepciones en múltiplos de $2T_s$, distintos de cero. La parte real de $q(t) * q^*(-t)$ es un impulso de coseno elevado con cero intercepciones en múltiplos de T_s , distintos de cero.

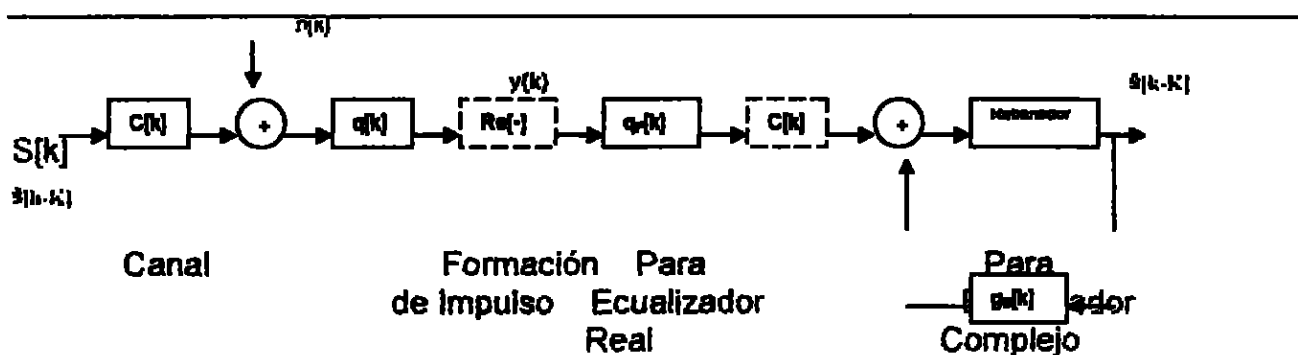


Fig. 1 Modelo del sistema

El canal de tiempo discreto se halla sacando muestra de $c(t)$ en la tasa de símbolos: $c[k] = c(kT_s)$. La secuencia de ruido es un ruido de Gauss blanco, aditivo y complejo, con una potencia espectral de densidad N_0 . El filtro receptor $q[k]$ se hace corresponder con el filtro de formación de impulso transmisor de manera que $q[k] = q^*(-kT_s) = q(kT_s)$, en la que el superíndice asterisco (*) indica conjugación compleja. El canal compuesto en la entrada al ecualizador se define como $h(k) = c(k) * q(k)$ (aquí, el asterisco grande indica convolución (o envolvimiento) y por tanto $y[k] = s[k] * h[k] + v[k]$, en la que $v[k] = n[k] * q[k]$.

3. DERIVACIONES DEL ECUALIZADOR

Como se muestra en la figura 1, $y[k]$ puede ecualizarse utilizando una sección $g_F[k]$ de alimentación adelantada ya sea compleja o real. Para el ecualizador complejo, que es el foco del presente estudio, se toma la parte real de la señal después de la sección de alimentación adelantada. Como será evidente en la derivación que sigue a continuación, el ecualizador complejo puede verse como un ecualizador de canal virtual dual. Se asume que el canal compuesto $h[k]$ tiene longitud $L_h + 1$ con intersecciones L_{ha} previa al pico de la trayectoria de magnitud máxima e intersecciones posteriores L_{hc} ; así, $L_h = L_{ha} + L_{hc}$. Representamos el canal con un vector

$$h = [h[-L_{ha}], \dots, h[-1], h[0], h[1], \dots, h[L_{hc}]]^T \quad (1)$$

Utilizamos también una representación de longitud finita del filtro receptor correspondiente $q[k]$ con longitud $2L_q + 1$:

$$q = [q[-L_q], \dots, q[-1], q[0], q[1], \dots, q[L_q]]^T \quad (2)$$

Se asume que el ecualizador tiene intersecciones de alimentación adelantada $N_F + 1$ e intersecciones de realimentación N_R . Al ensamblar muestras consecutivas $N_F + 1$ de $y[k]$ en un vector y , se produce

$$y[k] = Hs[k] + Qs[k] \quad (3)$$

En el que $n[k] = [n[k + L_q] \dots n[k - L_q - N_R]]^T$, $s[k] = [s[k + L_{ha}] \dots s[k - L_{hc} - N_R]]^T$, y H^T y Q^T son matrices de convolución de dimensiones proporcionadas. El estimado de símbolos $\hat{s}[k - K]$ se expresa en

$$\hat{s}[k - K] = \text{Re}\{g_F^H y[k]\} + g_B^T s_B[k - K - 1] \quad (4)$$

En la que K es la localización del cursor, $g_F = [g_F[0], \dots, g_F[N_F]]^T$, $g_B = [g_B[1], \dots, g_B[N_R]]^T$, $s_B[k] = [s[k], \dots, s[k + 1 - N_R]]^T$ y el superíndice H indica la transpuesta conjugada. En este análisis asumimos que todas las decisiones son correctas. Si adoptamos la convención de que los subíndices R e I indican las partes real e imaginaria de las cantidades, entonces

$$\hat{s}[k - K] = g_{FR}^T y_R[k] + g_{FI}^T y_I[k] + g_B^T s_B[k - K - 1] = g_{RC}^T y_C[k] + g_B^T s_B[k - K - 1]$$

$$= g_{FR}^T y_R[k] + g_B^T s_B[k-K-1], \quad (5)$$

En la que $g_{RC} = [g_{FR}^T \ g_B^T]^T$ y $y_C[k] = [y_R^T[k] \ y_I^T[k]]^T$. Podemos escribir ahora

$$y_C[k] = H_C s[k] + Q_C n_C[k], \quad (6)$$

En la que $H_C = [H_R^T \ H_I^T]^T$, $Q_C = \begin{bmatrix} Q_R & -Q_I \\ Q_I & Q_R \end{bmatrix}$ y $n_C[k] = [n_R^T[k] \ n_I^T[k]]^T$.

El ecualizador se halla minimizando el error cuadrado medio (MSE) produciendo las ecuaciones de Wiener-Hopf

$$\begin{bmatrix} R_{y_C y_C} & R_{y_C s} \\ R_{s y_C} & R_{s s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} y_{FC} \\ g_B \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_{y_C} \\ r_{sB} \end{bmatrix}, \quad (7)$$

En la que $R_{s s} = \epsilon_s I_{N_B}$ y $r_{sB} = 0$. La solución puede expresarse como

$$\begin{aligned} y_{FC} &= \left(R_{y_C y_C} - \frac{1}{\epsilon_s} R_{y_C s} R_{s y_C} \right)^{-1} r_{y_C}(s) \\ g_B &= -\frac{1}{\epsilon_s} R_{y_C s}^T y_{FC} \end{aligned} \quad (8)$$

en la que

$$\begin{aligned} r_{y_C} &= E\{s[k-K] y_C^T[k]\} = \epsilon_s H_C \delta_{K+L_{in}} \quad (10) \\ R_{y_C y_C} &= E\{y_C[k] y_C^T[k]\} = \epsilon_s H_C H_C^T + N_0 Q_C Q_C^T \\ R_{y_C s} &= E\{y_C[k] s^T[k-K-1]\} = \epsilon_s H_C \Delta_K \quad (11) \end{aligned}$$

Aquí hemos utilizado el hecho de que $R_{s s} = E\{s_B[k] s_B^T[k]\} = \epsilon_s I_{N_B}$ y $r_{sB} = E\{s[k-K] s_B^T[k]\} = 0$. El vector $\delta_{K+L_{in}}$ contiene puros ceros excepto un uno en el elemento $K + L_{in} + 1$. La matriz Δ_K se define como:

$$\Delta_K = \begin{bmatrix} 0_{(L_{in}+K-1) \times N_B} \\ I_{N_B} \\ 0_{(N_F+L_{in}-K-N_B) \times N_B} \end{bmatrix} \quad (12)$$

En la que $0 \leq K \leq L_{in} + N_F - N_B$.

4.1 Algoritmo de Gradiente Conjugado

Puesto que el algoritmo de gradiente conjugado resuelve ecuaciones de la forma $Rg = r$, el algoritmo necesita estimados de R y r . Dado que los canales eran estáticos en este estudio particular de simulación, estimamos los componentes de R y r en las ecuaciones 7 utilizando un promedio corriente. Esto es, para estimar $R_m = E\{u(n)v^T(n)\}$ en el tiempo k , utilizamos la expresión

$$R_m[k] = 1/k + 1 (k R_m[k-1] + u[k]v^T[k]) \quad (13)$$

El algoritmo adaptador CG se relaciona en el Algoritmo 1; nótese la utilización de la fórmula Hestenes-Stiefel para el cálculo del tamaño del paso de dirección conjugada β_k [6].

Algoritmo 1. Algoritmo de Gradiente Conjugado Adaptador

$R_{ycyc}[0] = R_{ycyc0}$, $R_{yr12}[0] = R_{ycyc0}$, $r_{yc}[0] =$
 r_{yc0} ,
 $R_{yy}[0] = I_{Np}$, $r_{yy}[0] = 0$
 $g[0] = g_0$, $t[0] = 0$
 Para $k=1, \dots$, serin
 Actualizar $R_{ycyc}[k]$, $R_{yr12}[k]$, $R_{yy}[k]$, $r_{yc}[k]$, y
 $r_{yy}[k]$;
 Si $t[k] \neq R[k]g[k-1] - r[k]$
 $k=1$ o $k \bmod k_0 = 1$ entonces
 $b[k] = -t[k]$

de otra manera

$$\beta_k = \frac{(t[k] - t[k-1])^T t[k]}{(t[k] - t[k-1])^T p[k-1]}$$

$$b[k] = -t[k] + \beta_k b[k-1]$$

Finaliza así cuando

$$\alpha_k = \frac{b^T[k]t[k]}{b^T[k]R[k]b[k]}$$

$$g[k] = g[k-1] + \alpha_k b[k]$$

Acaba así

Los valores iniciales R_{ycyc0} , R_{yr120} , y r_{yc0} , en el primer paso del algoritmo pueden ser matrices cero. Sin embargo, si está disponible un estimado del canal h , se puede utilizar para inicializar todas las matrices que comprenden las ecuaciones Wiener-Hopf según las ecuaciones 10 – 11 para acelerar la convergencia en forma bastante apreciable. Como se expresó anteriormente, es necesario efectuar una correlación corriente para localizar la secuencia de enlace, que en y de sí misma pueda

proporcionar un estimado inicial del canal. La inicialización de las matrices basada en el canal se adapta en el enfoque del promedio corriente indicado en la ecuación 13 vía el promedio modificado

$$R_{uv}[k] = 1 / (k + k_w + 1) ((k + k_w) R_{uv}[k - 1] + u[k]v^T[k]), \quad (14)$$

En la que k_w es la ponderación inicial de R_{uv} .

5. SIMULACIONES

Los ecualizadores se aplicaron a cuatro canales con $M = 4$ trayectorias en cada canal. Las ganancias de cada trayectoria se generaron al azar. La ganancia máxima se normalizó a uno y se localizó en retraso cero. Se generaron tres retrasos aleatorios via variables aleatorias uniformes independientes a través de una dispersión de retrasos de -30 a 250 símbolos, relativos a retraso cero, y se asignaron las ganancias normalizadas restantes a estas trayectorias. El canal 1 tuvo espectros en 19.4 , 176.7 , y 228.1 tiempos de símbolos con ganancias de -6.45 , -0.97 y -0.28 dB, respectivamente. El canal 2 tuvo espectros en -13.8 , 84.9 , y 220.2 tiempos de símbolos con ganancias respectivas de -7.98 , -2.39 y -5.59 dB. El canal 3 tuvo espectros en -27.2 , 68.8 , -4.97 , y 197.7 tiempos de símbolos con ganancias de -13.86 , -4.97 y -4.67 dB. El canal 4 tuvo espectros en 8.9 , 25.6 , y 26.8 tiempos de símbolos con ganancias de -8.33 , -4.99 y -1.67 dB, respectivamente. La forma de impulso complejo en el transmisor y receptor tuvo una amplitud de banda excesiva de 0.1152 [1] y se modeló utilizando 61 muestras centradas en la intersección principal (es decir, $L_q = 30$). Los ecualizadores tuvieron 101 intersecciones de alimentación adelantada y 300 de realimentación, y el cursor se posicionó en la intersección 76 en la sección de alimentación adelantada.

Todas las simulaciones se efectuaron a una SNR recibida de 30dB, en la que la SNR se define en la entrada al filtro receptor correspondiente. La SNR se calcula como $SNR = \varepsilon_c \|c\|^2 / N_0$, en la que $\varepsilon_c = 21$, $c = [c[-L_{ba} + L_q], \dots, c[L_{br} - L_q]]^T$, y la potencia del ruido se basa en el ancho de banda del sistema.

Los parámetros LMS y RLS se escogieron mediante simulación de varias combinaciones de parámetros y eligiendo los parámetros que producían la convergencia estable más rápida. El tamaño del paso LMS fue $\mu = 10^{-5}$, y los parámetros RLS fueron $\lambda = 0.999$ y $\delta = 10^{-3}$. En el algoritmo CG, se reinicializó la dirección conjugada después de $k_0 = 502$ pasos. [6]

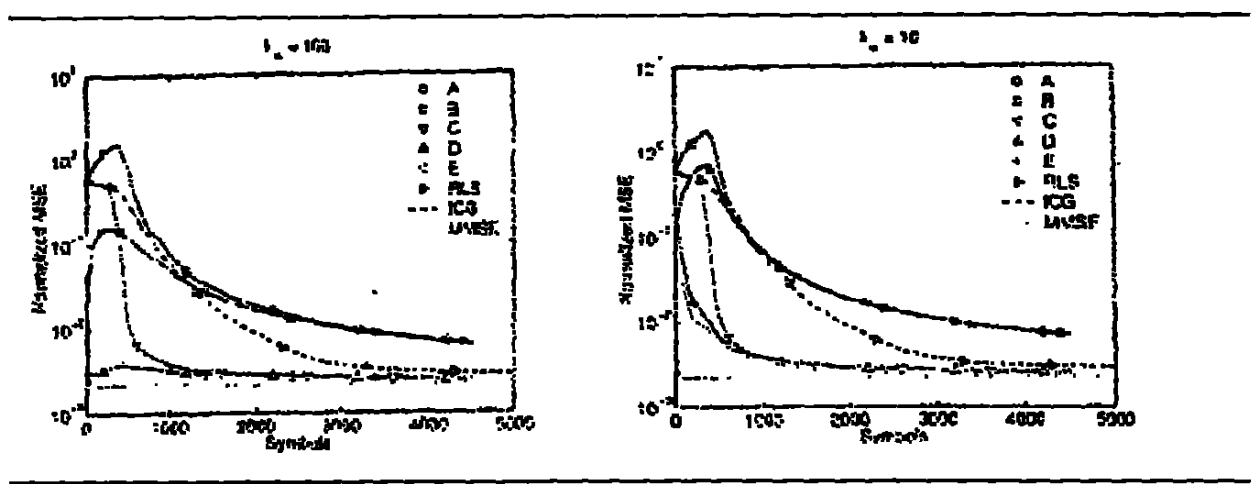
Comparamos varios métodos de inicializar el algoritmo CG. Es posible inicializar las ponderaciones de intersecciones del ecualizador, las matrices y vectores de correlación y podemos inicializar los contenidos de las intersecciones de realimentación a cero o llenarlas con símbolos de enlace. Cuando llenamos las intersecciones de realimentación con símbolos de enlace, utilizamos los primeros 300 símbolos de enlace, de modo que estos símbolos ya no quedan disponibles para entrenar el ecualizador. Simulamos cinco inicializaciones diferentes:

- A. Inicialización mínima. Las ponderaciones del ecualizador se inicializan a ceros excepto con uno en la localización del cursor. La línea de retraso de la intersección de realimentación contiene ceros cuando empieza el enlace. Para el algoritmo CG, $R_{y,y|0}$, $R_{y,c|0}$, y $\tau_{y,c|0}$ ($R_{y,B|0}$, $R_{y,B|0}$, y $\tau_{y,B|0}$) son matrices cero; $R_{c,B|0}[0]$ y $\tau_{c,B|0}[0]$ se inicializan como se anotó en el Algoritmo 1.
- B. Inicialización de matrices. En este caso inicializamos las matrices de correlación utilizando el canal actual h y la varianza de ruido N_0 .
- C. Inicialización de intersecciones de realimentación. Aquí, llenamos las intersecciones de realimentación con símbolos de enlace antes de empezar la adaptación. Las matrices de correlación no se inicializan utilizando el canal.
- D. Inicialización de matrices e intersecciones de realimentación. Esta es una combinación de los casos B y C. Inicializamos las matrices utilizando el canal actual y la varianza de ruido, y llenamos las intersecciones de realimentación con símbolos de entrenamiento.
- E. Inicialización de matrices e intersecciones de realimentación con inicialización de ponderación de la intersección del ecualizador. Este caso es idéntico al caso D, con la excepción de que, adicionalmente, proporcionamos una inicialización simple de las ponderaciones de las intersecciones del ecualizador utilizando el negativo de la porción posterior al cursor del canal.

En adición a estas inicializaciones, también computamos un DFE indirecto vía la solución basada en el CG [6] de $Rg = \tau$ y calculamos el MSE como una función de la iteración. Esto se podría implementar como una adaptación indirecta de las intersecciones del ecualizador siguiendo la pista del estimado del canal y calculando

las ponderaciones de las intersecciones formando R y r a partir del estimado del canal. Por último, reiteramos que efectuar la inicialización de matrices del algoritmo RLS semejante al descrito en B sería difícil porque la matriz actualizada por el algoritmo RLS es la inversa de la matriz de correlación.

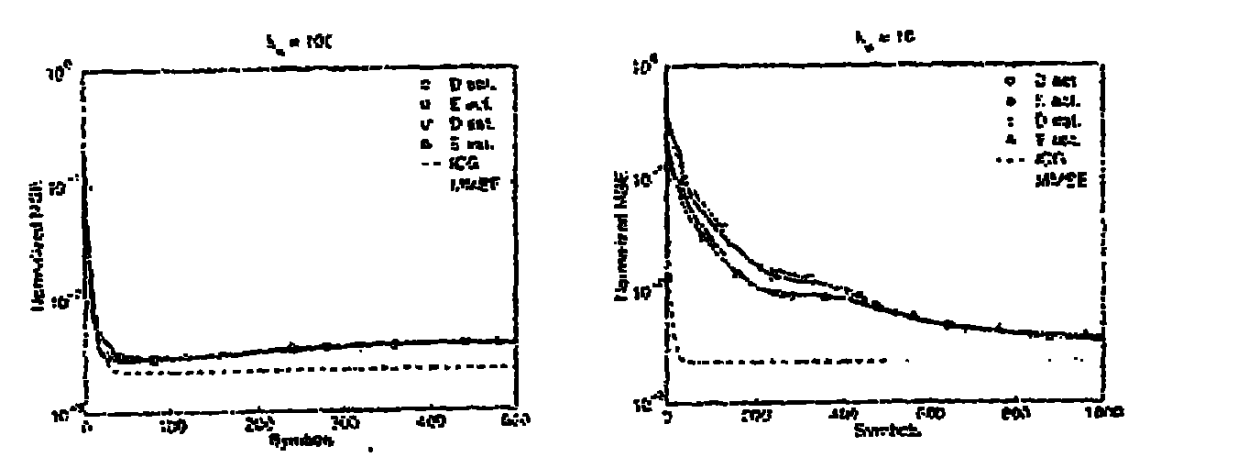
Los resultados de esta simulación para el ecualizador complejo se muestran en la figura 2 junto con los resultados del algoritmo RLS de la simulación previa. La inicialización de matrices sola (B) no produce una gran mejora en el tiempo de convergencia. El MSE cae inicialmente en forma abrupta, pero luego sube antes de caer nuevamente. Ello se puede atribuir a los ceros que hay inicialmente en las intersecciones de realimentación que alejan inicialmente los promedios de la matriz de sus valores iniciales. La inicialización de intersecciones de realimentación (C) produce una mejora significativa en el tiempo de convergencia, pero queda una región plana en el MSE. Esta región puede atribuirse al tiempo que les toma estabilizarse a los promedios de la matriz. Como resultado, la combinación de B y C, que se presenta como D, elimina la región plana hallada en la inicialización de intersecciones de realimentación y se ve una gran mejora con relación a la inicialización mínima (A). Con una ponderación inicial de $k_w = 100$, la trayectoria de convergencia inicial se aproxima a la de ICG. Aun con $k_w = 10$, el MSE normalizado alcanza rápidamente 10^{-2} . Cuando se inicializan también las intersecciones del ecualizador (E), hay una ligera mejora adicional en el tiempo de convergencia. Por último, ponemos a prueba nuestro esquema de inicialización utilizando un canal estimado. Simulamos el ecualizador utilizando los mismos cuatro canales, pero estimamos el canal utilizando el esquema descrito por Özen y otros [2]. La estimación del canal se efectúa en dos pasos utilizando muestras recibidas espaciadas por símbolos con anterioridad al filtro receptor correspondiente. En el primer paso, las muestras recibidas se correlacionan con la secuencia de enlace almacenada y se aplica un umbral para determinar las localizaciones de los retrasos de las trayectorias múltiples. El propósito del segundo paso es incorporar la forma del impulso transmitido $q(t)$ en la respuesta de impulso del canal. Para hacer esto, localizamos tres copias de $q(t)$ desplazadas por un medio del periodo del símbolo alrededor de cada localización de trayectorias múltiples y estimamos factores complejos de escala utilizando un método de cuadrados mínimos modificados. Pueden encontrarse mayores detalles en [2].



EJE VERTICAL: MSE normalizado. EJE HORIZONTAL: símbolos

Figura 2: Convergencia de ecualizadores CG complejos inicializados utilizando canales actuales en una SNR recibida de 30dB. La gráfica de la izquierda es para una ponderación inicial de $k_w = 100$. La gráfica de la derecha es para una ponderación inicial de $k_w = 10$. Las letras se refieren a las descripciones de inicialización en el texto.

El estimado del canal se utiliza para inicializar las matrices de correlación en el ecualizador antes de la adaptación y, para el caso E, inicializar las ponderaciones de las intersecciones de realimentación. Simulamos los casos de inicialización D y E para el ecualizador complejo y se compararon los resultados con los resultados anteriores utilizando el canal actual en la figura 3. Tanto para $k_w = 10$ como para $k_w = 100$, existe poca diferencia entre las tasas de convergencia cuando se inicializan los ecualizadores con los canales estimados y las tasas de convergencia que utilizan los canales actuales. Con $k_w = 100$, el ecualizador puede converger dentro del número disponible de símbolos de enlace en un solo segmento de enlace VSB.



EJE VERTICAL: MSE normalizado. EJE HORIZONTAL: símbolos.

Aplicando el adaptador de gradiente conjugado (CG) a la ecualización en un sistema 8-VSB, encontramos que al inicializar las matrices de correlación mientras se llenan las intersecciones de realimentación con símbolos de enlace conocidos se produjo una mejora sustancial en el tiempo de convergencia – mucho más que el que cualquier esquema de inicialización produjera por sí mismo – facilitando la convergencia dentro de un solo segmento de enlace VSB.

334

7. REFERENCIAS

- [1] Advanced Television Systems Committee, "ATSC standard: Digital television standard, revision B", Document A/53B, 7 august 2001.
- [2] S. Özen, M.D. Zoltowski, and M. Finoff. "A novel channel estimation method: Blending correlation and least-squares based approaches", in *ICASSP 2002*, Orlando, FL, May 2002. To be published.
- [3] G. Dietl, M.D. Zoltowski, and M. Joham, "Reduced-rank equalization for edge via conjugate gradient implementation of multi-stage nested wiener filter", *2001 Vehicular Technology Conference (Fall)*, Atlantic City NJ, 7-11 October 2001, vol.3, pp. 1912-1916.
- [4] Pi Sheng Chang and Alan N. Willson, Jr., "Analysis of conjugate gradient algorithms for adaptive filtering", *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 48, No.2, pp. 409-418, February 2000.
- [5] Samina Chowdhury and Michael D. Zoltowski, "Application of conjugate gradient methods in MMSE equalization for the forward link of DS-CDMA", *2001 Vehicular Technology Conference (Fall)*, Atlantic City, NJ, 7-11 oct. 2001, vol.4, pp.2434-2438.
- [6] Edwin K.P. Chong and Stanislaw Zak, *An Introduction to Optimization*, Wiley, New York, N.Y., 1998.G

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

335

Application No /US2004/034642	
A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER IPC 7 H04L25/02	
According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC	
B. FIELDS SEARCHED Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols) IPC 7 H04L G06F	
In the case of a search other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched	
Literature data base consulted during the international search (name of data base and, where practical, search terms used) EPO-Internal, INSPEC, WPI Data	
C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT	
Category	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages Relevant to claim No.
A	US 6 647 078 B1 (THOMAS TIMOTHY A ET AL) 11 November 2003 (2003-11-11) abstract column 9, paragraph 2
A	WO 03/036891 A (ZENITH ELECTRONICS CORPORATION) 1 May 2003 (2003-05-01) abstract claims 1,10
-/--	
☒ Further documents are listed in the continuation of box C. ☒ Patent family members are listed in annex.	
* Special categories of cited documents : "A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance "E" earlier document but published on or after the international filing date "L" document which may throw doubts on priority claims or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified) "O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means "P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed "T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention "X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone "Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art "A" document member of the same patent family	
Date of the actual completion of the international search 9 February 2005	Date of mailing of the international search report 16/02/2005
Name and mailing address of the ISA European Patent Office, P.O. Box 5818 Patentkan 2 NL - 2280 HV Rijswijk Tel. (+31-70) 340-8040, Tx. 31 651 epo nl, Fax (+31-70) 340-3018	Authorized officer Koukourlis, S

Form PCT/ISA/210 (second sheet) (January 2004)

330 3

INTERNATIONAL SEARCH REPORT
Information on patent family members

Application No
r/US2004/034642

Patent document cited in search report	Publication date	Patent family member(s)	Publication date
US 6647078	B1	11-11-2003	NONE
WO 03036891	A	01-05-2003	US 2003099309 A1 29-05-2003
		WO 03036891 A2	01-05-2003

PCT

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

(PCT Article 18 and Rules 43 and 44)

Applicant's or agent's file reference FP03, 0369-WO	FOR FURTHER ACTION see Form PCT/ISA/220 as well as, where applicable, Item 5 below.	
International application No. PCT/US2004/034642	International filing date (day/month/year) 18/10/2004	(Earliest) Priority Date (day/month/year) 05/12/2003
Applicant ZENITH ELECTRONICS CORPORATION		

This International Search Report has been prepared by this International Searching Authority and is transmitted to the applicant according to Article 18. A copy is being transmitted to the International Bureau.

This International Search Report consists of a total of 4 sheets.



It is also accompanied by a copy of each prior art document cited in this report.

1. Basis of the report

- a. With regard to the language, the international search was carried out on the basis of the international application in the language in which it was filed, unless otherwise indicated under this item.



The international search was carried out on the basis of a translation of the international application furnished to this Authority (Rule 23.1(b)).

- b. ☐ With regard to any nucleotide and/or amino acid sequence disclosed in the international application, see Box No. I.

2. ☐ Certain claims were found unsearchable (See Box II).

3. ☐ Unity of invention is lacking (see Box III).

4. With regard to the title,



the text is approved as submitted by the applicant.



the text has been established by this Authority to read as follows:

CONJUGATE GRADIENT BASED CHANNEL ESTIMATOR

5. With regard to the abstract,



the text is approved as submitted by the applicant.



the text has been established, according to Rule 38.2(b), by this Authority as it appears in Box No. IV. The applicant may, within one month from the date of mailing of this international search report, submit comments to this Authority.

6. With regard to the drawings,

- a. the figure of the drawings to be published with the abstract is Figure No. 4



as suggested by the applicant.



as selected by this Authority, because the applicant failed to suggest a figure.



as selected by this Authority, because this figure better characterizes the invention.

- b. ☐ none of the figures is to be published with the abstract.

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International Application No
CT/US2004/034642 8330A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER
IPC 7 H04L25/02

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)
IPC 7 H04L G06F

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practical, search terms used)

EPO-Internal, INSPEC, WPI Data

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category *	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	US 6 647 078 B1 (THOMAS TIMOTHY A ET AL) 11 November 2003 (2003-11-11) abstract column 9, paragraph 2	1-24
A	WO 03/036891 A (ZENITH ELECTRONICS CORPORATION) 1 May 2003 (2003-05-01) abstract claims 1,10 ----- -/-	1-24

☒ Further documents are listed in the continuation of box C.☒ Patent family members are listed in annex.

* Special categories of cited documents:

- *A* document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance
- *E* earlier document but published on or after the international filing date
- *L* document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)
- *O* document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means
- *P* document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed

- *T* later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention
- *X* document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone
- *Y* document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art.
- *S* document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search

9 February 2005

Date of mailing of the international search report

16/02/2005

Name and mailing address of the ISA

European Patent Office, P.B. 5818 Patentlaan 2
NL - 2280 HV Rijswijk
Tel. (+31-70) 340-2040, Tx. 31 651 epo nl,
Fax: (+31-70) 340-3018

Authorized officer

Koukourlis, S

C.(Continuation) DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category *	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	SARKAR T K ET AL: "ACCURATE AND EFFICIENT SOLUTION OF HANKEL MATRIX SYSTEMS BY FFT AND THE CONJUGATE GRADIENT METHODS" INTERNATIONAL CONFERENCE ON ACOUSTICS, SPEECH & SIGNAL PROCESSING. ICASSP. DALLAS, APRIL 6 - 9, 1987, NEW YORK, IEEE, US, vol. VOL. 3 CONF. 12, April 1987 (1987-04), pages 1835-1838, XP000758077 the whole document	1-24
A	SONI R A ET AL: "Channel equalization with adaptive filtering and the preconditioned conjugate gradient algorithm" CIRCUITS AND SYSTEMS, 1997. ISCAS '97., PROCEEDINGS OF 1997 IEEE INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON HONG KONG 9-12 JUNE 1997, NEW YORK, NY, USA, IEEE, US, vol. 4, 9 June 1997 (1997-06-09), pages 2284-2287, XP010236182 ISBN: 0-7803-3583-X abstract	1-24
A	ZOLTOWSKI M D ET AL: "Conjugate gradient based multichannel decision feedback equalization for digital television" 2002 IEEE SENSOR ARRAY AND MULTICHANNEL SIGNAL PROCESSING WORKSHOP PROCEEDINGS (CAT. NO.02EX593) IEEE PISCATAWAY, NJ, USA, 4 August 2002 (2002-08-04), pages 599-603, XP010635821 ISBN: 0-7803-7551-3 abstract	1-24

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

Information on patent family members

International Application No

PCT/US2004/034642

340

Patent document cited in search report	Publication date	Patent family member(s)	Publication date
US 6647078	B1	11-11-2003	NONE
WO 03036891	A	01-05-2003	US 2003099309 A1 29-05-2003
		WO 03036891 A2	01-05-2003

From the INTERNATIONAL SEARCHING AUTHORITY

PCT

To:

SCHIFF HARDIN LLP
Attn. Joike, Trevor B.
6600 Sears Tower
Chicago, IL 60606
UNITED STATES OF AMERICA

NOTIFICATION OF TRANSMITTAL OF
THE INTERNATIONAL SEARCH REPORT AND
THE WRITTEN OPINION OF THE INTERNATIONAL
SEARCHING AUTHORITY, OR THE DECLARATION

(PCT Rule 44.1)

Date of mailing
(day/month/year)

16/02/2005

Applicant's or agent's file reference

FP03, 0369-WO

FOR FURTHER ACTION

See paragraphs 1 and 4 below

International application No.

PCT/US2004/034642

International filing date
(day/month/year)

18/10/2004

Applicant

ZENITH ELECTRONICS CORPORATION

1. ☒ The applicant is hereby notified that the International search report and the written opinion of the International Searching Authority have been established and are transmitted herewith.

Filing of amendments and statement under Article 19:

The applicant is entitled, if he so wishes, to amend the claims of the International Application (see Rule 46):

When? The time limit for filing such amendments is normally 2 months from the date of transmittal of the International Search Report; however, for more details, see the notes on the accompanying sheet.

Where? Directly to the International Bureau of WIPO, 34 chemin des Colombettes
1211 Geneva 20, Switzerland, Facsimile No.: (41-22) 740.14.35

For more detailed instructions, see the notes on the accompanying sheet.

2. ☐ The applicant is hereby notified that no International search report will be established and that the declaration under Article 17(2)(a) to that effect and the written opinion of the International Searching Authority are transmitted herewith.

3. ☐ With regard to the protest against payment of (an) additional fee(s) under Rule 40.2, the applicant is notified that:

- ☐ the protest together with the decision thereon has been transmitted to the International Bureau together with the applicant's request to forward the texts of both the protest and the decision thereon to the designated Offices.
☐ no decision has been made yet on the protest; the applicant will be notified as soon as a decision is made.

4. Reminders

Shortly after the expiration of 18 months from the priority date, the International application will be published by the International Bureau. If the applicant wishes to avoid or postpone publication, a notice of withdrawal of the International application, or of the priority claim, must reach the International Bureau as provided in Rules 90bis.1 and 90bis.3, respectively, before the completion of the technical preparations for International publication.

The applicant may submit comments on an informal basis on the written opinion of the International Searching Authority to the International Bureau. The International Bureau will send a copy of such comments to all designated Offices unless an International preliminary examination report has been or is to be established. These comments would also be made available to the public but not before the expiration of 30 months from the priority date.

Within 19 months from the priority date, but only in respect of some designated Offices, a demand for International preliminary examination must be filed if the applicant wishes to postpone the entry into the national phase until 30 months from the priority date (in some Offices even later); otherwise, the applicant must, within 20 months from the priority date, perform the prescribed acts for entry into the national phase before those designated Offices.

In respect of other designated Offices, the time limit of 30 months (or later) will apply even if no demand is filed within 19 months.

See the Annex to Form PCT/IB/301 and, for details about the applicable time limits, Office by Office, see the *PCT Applicant's Guide*, Volume II, National Chapters and the WIPO Internet site.

Name and mailing address of the International Searching Authority



European Patent Office, P.B. 5818 Patentlaan 2
NL-2280 HV Rijswijk
Tel (+31-70) 340-2040, Tx. 31 651 epo nl,
Fax (+31-70) 340-3018

Authorized officer

Carole Emery

These Notes are intended to give the basic instructions concerning the filing of amendments under article 19. The Notes are based on the requirements of the Patent Cooperation Treaty, the Regulations and the Administrative Instructions under that Treaty. In case of discrepancy between these Notes and those requirements, the latter are applicable. For more detailed information, see also the PCT Applicant's Guide, a publication of WIPO.

In these Notes, "Article", "Rule", and "Section" refer to the provisions of the PCT, the PCT Regulations and the PCT Administrative Instructions respectively.

INSTRUCTIONS CONCERNING AMENDMENTS UNDER ARTICLE 19

The applicant has, after having received the international search report, one opportunity to amend the claims of the international application. It should however be emphasized that, since all parts of the international application (claims, description and drawings) may be amended during the international preliminary examination procedure, there is usually no need to file amendments of the claims under Article 19 except where, e.g. the applicant wants the latter to be published for the purposes of provisional protection or has another reason for amending the claims before international publication. Furthermore, it should be emphasized that provisional protection is available in some States only.

What parts of the international application may be amended?

Under Article 19, only the claims may be amended.

During the international phase, the claims may also be amended (or further amended) under Article 34 before the International Preliminary Examining Authority. The description and drawings may only be amended under Article 34 before the International Examining Authority.

Upon entry into the national phase, all parts of the international application may be amended under Article 28 or, where applicable, Article 41.

When?

Within 2 months from the date of transmittal of the international search report or 18 months from the priority date, whichever time limit expires later. It should be noted, however, that the amendments will be considered as having been received on time if they are received by the International Bureau after the expiration of the applicable time limit but before the completion of the technical preparations for international publication (Rule 46.1).

Where not to file the amendments?

The amendments may only be filed with the International Bureau and not with the receiving Office or the International Searching Authority (Rule 46.2).

Where a demand for international preliminary examination has been/is filed, see below.

How?

Either by cancelling one or more entire claims, by adding one or more new claims or by amending the text of one or more of the claims as filed.

A replacement sheet must be submitted for each sheet of the claims which, on account of an amendment or amendments, differs from the sheet originally filed.

All the claims appearing on a replacement sheet must be numbered in Arabic numerals. Where a claim is cancelled, no renumbering of the other claims is required. In all cases where claims are renumbered, they must be renumbered consecutively (Administrative Instructions, Section 205(b)).

The amendments must be made in the language in which the international application is to be published.

What documents must/may accompany the amendments?

Letter (Section 205(b)):

The amendments must be submitted with a letter.

The letter will not be published with the international application and the amended claims. It should not be confused with the "Statement under Article 19(1)" (see below, under "Statement under Article 19(1)").

The letter must be in English or French, at the choice of the applicant. However, if the language of the international application is English, the letter must be in English; if the language of the international application is French, the letter must be in French.

The letter must indicate the differences between the claims as filed and the claims as amended. It must, in particular, indicate, in connection with each claim appearing in the international application (it being understood that identical indications concerning several claims may be grouped), whether

- (i) the claim is unchanged;
- (ii) the claim is cancelled;
- (iii) the claim is new;
- (iv) the claim replaces one or more claims as filed;
- (v) the claim is the result of the division of a claim as filed.

The following examples illustrate the manner in which amendments must be explained in the accompanying letter:

1. [Where originally there were 48 claims and after amendment of some claims there are 51]:
"Claims 1 to 29, 31, 32, 34, 35, 37 to 48 replaced by amended claims bearing the same numbers; claims 30, 33 and 36 unchanged; new claims 49 to 51 added."
2. [Where originally there were 15 claims and after amendment of all claims there are 11]:
"Claims 1 to 15 replaced by amended claims 1 to 11."
3. [Where originally there were 14 claims and the amendments consist in cancelling some claims and in adding new claims]:
"Claims 1 to 6 and 14 unchanged; claims 7 to 13 cancelled; new claims 15, 16 and 17 added." or
"Claims 7 to 13 cancelled; new claims 15, 16 and 17 added; all other claims unchanged."
4. [Where various kinds of amendments are made]:
"Claims 1-10 unchanged; claims 11 to 13, 18 and 19 cancelled; claims 14, 15 and 16 replaced by amended claim 14; claim 17 subdivided into amended claims 15, 16 and 17; new claims 20 and 21 added."

"Statement under article 19(1)" (Rule 48.4)

The amendments may be accompanied by a statement explaining the amendments and indicating any impact that such amendments might have on the description and the drawings (which cannot be amended under Article 19(1)).

The statement will be published with the international application and the amended claims.

It must be in the language in which the international application is to be published.

It must be brief, not exceeding 500 words if in English or if translated into English.

It should not be confused with and does not replace the letter indicating the differences between the claims as filed and as amended. It must be filed on a separate sheet and must be identified as such by a heading, preferably by using the words "Statement under Article 19(1)."

It may not contain any disparaging comments on the international search report or the relevance of citations contained in that report. Reference to citations, relevant to a given claim, contained in the international search report may be made only in connection with an amendment of that claim.

Consequence if a demand for international preliminary examination has already been filed

If, at the time of filing any amendments under Article 19, a demand for international preliminary examination has already been submitted, the applicant must preferably, at the same time of filing the amendments with the International Bureau, also file a copy of such amendments with the International Preliminary Examining Authority (see Rule 62.2(a), first sentence).

Consequence with regard to translation of the international application for entry into the national phase

The applicant's attention is drawn to the fact that, where upon entry into the national phase, a translation of the claims as amended under Article 19 may have to be furnished to the designated/elected Offices, instead of, or in addition to, the translation of the claims as filed.

For further details on the requirements of each designated/elected Office, see Volume II of the PCT Applicant's Guide.

PATENT COOPERATION TREATY

34A.

From the
INTERNATIONAL SEARCHING AUTHORITY

PCT

To:

see form PCT/ISA/220

WRITTEN OPINION OF THE INTERNATIONAL SEARCHING AUTHORITY (PCT Rule 43bis.1)

Date of mailing
(day/month/year) see form PCT/ISA/210 (second sheet)

Applicant's or agent's file reference
see form PCT/ISA/220

FOR FURTHER ACTION
See paragraph 2 below

International application No.
PCT/US2004/034642

International filing date (day/month/year)
18.10.2004

Priority date (day/month/year)
05.12.2003

International Patent Classification (IPC) or both national classification and IPC
H04L25/02

Applicant
ZENITH ELECTRONICS CORPORATION

1. This opinion contains indications relating to the following items:

- ☒ Box No. I Basis of the opinion
- ☐ Box No. II Priority
- ☒ Box No. III Non-establishment of opinion with regard to novelty, inventive step and industrial applicability
- ☐ Box No. IV Lack of unity of invention
- ☐ Box No. V Reasoned statement under Rule 43bis.1(a)(i) with regard to novelty, inventive step or industrial applicability; citations and explanations supporting such statement
- ☐ Box No. VI Certain documents cited
- ☐ Box No. VII Certain defects in the international application
- ☐ Box No. VIII Certain observations on the international application

2. **FURTHER ACTION**

If a demand for international preliminary examination is made, this opinion will usually be considered to be a written opinion of the International Preliminary Examining Authority ("IPEA"). However, this does not apply where the applicant chooses an Authority other than this one to be the IPEA and the chosen IPEA has notified the International Bureau under Rule 66.1bis(b) that written opinions of this International Searching Authority will not be so considered.

If this opinion is, as provided above, considered to be a written opinion of the IPEA, the applicant is invited to submit to the IPEA a written reply together, where appropriate, with amendments, before the expiration of three months from the date of mailing of Form PCT/ISA/220 or before the expiration of 22 months from the priority date, whichever expires later.

For further options, see Form PCT/ISA/220.

3. For further details, see notes to Form PCT/ISA/220.

Name and mailing address of the ISA:



European Patent Office - P.B. 5818 Patentlaan 2
NL-2280 HV Rijswijk - Pays Bas
Tel. +31 70 340 - 2040 Tx: 31 651 epo nl
Fax: +31 70 340 - 3016

Authorized Officer

Koukourlis, S
Telephone No. +31 70 340-2285



**WRITTEN OPINION OF THE
INTERNATIONAL SEARCHING AUTHORITY**

3452
International application No.
PCT/US2004/034642

Box No. I Basis of the opinion

1. With regard to the language, this opinion has been established on the basis of the international application in the language in which it was filed, unless otherwise indicated under this item.
 - ☐ This opinion has been established on the basis of a translation from the original language into the following language , which is the language of a translation furnished for the purposes of international search (under Rules 12.3 and 23.1(b)).
2. With regard to any nucleotide and/or amino acid sequence disclosed in the international application and necessary to the claimed invention, this opinion has been established on the basis of:
 - a. type of material:
 - ☐ a sequence listing
 - ☐ table(s) related to the sequence listing
 - b. format of material:
 - ☐ in written format
 - ☐ in computer readable form
 - c. time of filing/furnishing:
 - ☐ contained in the international application as filed.
 - ☐ filed together with the international application in computer readable form.
 - ☐ furnished subsequently to this Authority for the purposes of search.
3. ☐ In addition, in the case that more than one version or copy of a sequence listing and/or table relating thereto has been filed or furnished, the required statements that the information in the subsequent or additional copies is identical to that in the application as filed or does not go beyond the application as filed, as appropriate, were furnished.
4. Additional comments:

WRITTEN OPINION OF THE
INTERNATIONAL SEARCHING AUTHORITY

International application No.
PCT/US2004/034642

346

Box No. III Non-establishment of opinion with regard to novelty, inventive step and Industrial applicability

The questions whether the claimed invention appears to be novel, to involve an inventive step (to be non obvious), or to be industrially applicable have not been examined in respect of:

- ☐ the entire international application,
- ☒ claims Nos. 1-24

because:

- ☐ the said international application, or the said claims Nos. relate to the following subject matter which does not require an international preliminary examination (specify):
- ☒ the description, claims or drawings (indicate particular elements below) or said claims Nos. 1-24 are so unclear that no meaningful opinion could be formed (specify):
see separate sheet
- ☐ the claims, or said claims Nos. are so inadequately supported by the description that no meaningful opinion could be formed.
- ☐ no international search report has been established for the whole application or for said claims Nos.
- ☐ the nucleotide and/or amino acid sequence listing does not comply with the standard provided for in Annex C of the Administrative Instructions in that:
 - the written form ☐ has not been furnished
 - ☐ does not comply with the standard
 - the computer readable form ☐ has not been furnished
 - ☐ does not comply with the standard
- ☐ the tables related to the nucleotide and/or amino acid sequence listing, if in computer readable form only, do not comply with the technical requirements provided for in Annex C-bis of the Administrative Instructions.
- ☐ See separate sheet for further details

**WRITTEN OPINION OF THE
INTERNATIONAL SEARCHING
AUTHORITY (SEPARATE SHEET)**

International application No.

PCT/US2004/034642

Re Item III

Non-establishment of opinion with regard to novelty, inventive step and industrial applicability

Reference is made to the following documents:

- D1: US-B1-6 647 078 (THOMAS TIMOTHY A ET AL) 11 November 2003 (2003-11-11)
- D2: WO 03/036891 A (ZENITH ELECTRONICS CORPORATION) 1 May 2003 (2003-05-01)
- D3: SARKAR T K ET AL: "ACCURATE AND EFFICIENT SOLUTION OF HANKEL MATRIX SYSTEMS BY FFT AND THE CONJUGATE GRADIENT METHODS" INTERNATIONAL CONFERENCE ON ACOUSTICS, SPEECH & SIGNAL PROCESSING. ICASSP. DALLAS, APRIL 6 - 9, 1987, NEW YORK, IEEE, US, vol. VOL. 3 CONF. 12, April 1987 (1987-04), pages 1835-1838, XP000758077
- D4: SONI R A ET AL: "Channel equalization with adaptive filtering and the preconditioned conjugate gradient algorithm" CIRCUITS AND SYSTEMS, 1997. ISCAS '97., PROCEEDINGS OF 1997 IEEE INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON HONG KONG 9-12 JUNE 1997, NEW YORK, NY, USA, IEEE, US, vol. 4, 9 June 1997 (1997-06-09), pages 2284-2287, XP010236182 ISBN: 0-7803-3583-X
- D5: ZOLTOWSKI M D ET AL: "Conjugate gradient based multichannel decision feedback equalization for digital television" 2002 IEEE SENSOR ARRAY AND MULTICHANNEL SIGNAL PROCESSING WORKSHOP PROCEEDINGS (CAT. NO.02EX593) IEEE PISCATAWAY, NJ, USA, 4 August 2002 (2002-08-04), pages 599-603, XP010635821 ISBN: 0-7803-7551-3

- 1. The application does not meet the requirements of Article 6 PCT, because claims 1, 3, 5, 7, 9, 11, 13, 15, 17, 19, 21, 23 are not clear.
- 1.1 The term *convolution matrix* used in the independent claims is vague and unclear, because the quantities that are convolved are not defined. Thus, it leaves the reader in doubt as to the meaning of the technical features to which it refers, thereby ren-

**WRITTEN OPINION OF THE
INTERNATIONAL SEARCHING
AUTHORITY (SEPARATE SHEET)**

International application No.

PCT/US2004/034642

dering the definition of the subject-matter of said claims unclear.

- 1.2 From the wording of the steps (b) and (c), it is not clear what the difference between the two matrices $\hat{S}$ and F is; they both seem to be convolution matrices *formed from* the data s .
- 1.3 It is clear from the description that, amongst others, the features of claim 3 are essential to the definition of the invention. However, claim 3 only states that *certain values* of the matrix S are set to zero, without defining which those values are.

The problem to which the invention relates, i.e. implementing the matrix-vector multiplication involved in the conjugate gradient algorithm without corruption (see description page 34), cannot be solved without:

- the features relating to forming the FFT of matrix $\hat{S}$ (see step (d) of claim 13);
- the features of claim 3; and
- the features related to decomposing the matrix S to matrices $\hat{S}$ and F in the way described on page 33 and figures 3 and 4 (i.e. setting the upper and lower triangular areas of matrix S to zero, thereby producing matrix $\hat{S}$, and keeping the values in the upper and lower triangular areas of matrix S while setting the remaining values to zero, thereby producing matrix F).

Since the independent claims do not contain these features they do not meet the requirement following from Article 6 PCT taken in combination with Rule 6.3(b) PCT that any independent claim must contain all the technical features essential to the definition of the invention.

- 1.4 Claims 5 and 21 claim an equalizer while they depend on a method. This renders their subject-matter unclear.
- 1.5 The plurality of independent claims makes it difficult to determine the matter for which protection is sought, and places an undue burden on others seeking to establish the extent of the protection. Hence, the requirements of Article 6 PCT (conciseness) are not met.

**WRITTEN OPINION OF THE
INTERNATIONAL SEARCHING
AUTHORITY (SEPARATE SHEET)**

International application No.

PCT/US2004/034642

- 1.6 The vague and imprecise statement in the description on page 36, last paragraph referring to the *spirit of the invention* implies that the subject-matter for which protection is sought may be different to that defined by the claims, thereby resulting in lack of clarity (Article 6 PCT) when used to interpret them.
2. In view of the objections mentioned-above, a reasoned statement with regard to novelty, inventive step and industrial applicability will be given with respect to a claim which would include all the technical features which are essential to the definition of the invention.

Document D3 is regarded as being the closest prior art, and shows (see pages 1836-1837) using FFT in order to calculate efficiently matrix-vector products involved in the conjugate gradient algorithm.

The invention as claimed by a claim containing all the essential features, would differ from the disclosure of this document in the way of decomposing (see point 1.3 above) the matrix of which the FFT is to be calculated.

The problem to be solved by the present invention would then be regarded as implementing the matrix-vector multiplication of the conjugate gradient algorithm without corruption.

The solution to this problem would be considered new (Article 33(2) PCT) and involving an inventive step (Article 33(3) PCT) because, although using the gradient algorithm to determine a channel estimate (see D1, D2) or for processing a received signal for other purposes (e.g. channel equalisation, see D4, D5) is known from the prior art, none of the prior art documents discloses or renders obvious the use of the specific matrix decomposition.

As the method of the invention would be used in processing a received signal, it would be industrially applicable (Article 33(4) PCT).



(12) **United States Patent**
Thomas et al:

(10) Patent No.: **US 6,647,078 B1**
(45) Date of Patent: **Nov. 11, 2003**

- (54) **METHOD AND DEVICE FOR MULTI-USER FREQUENCY-DOMAIN CHANNEL ESTIMATION BASED ON GRADIENT OPTIMIZATION TECHNIQUES**
- (75) **Inventors:** Timothy A. Thomas, Palatine, IL (US); Frederick W. Vook, Schaumburg, IL (US)
- (73) **Assignee:** Motorola, Inc., Schaumburg, IL (US)
- (*) **Notice:** Subject to any disclaimer, the term of this patent is extended or adjusted under 35 U.S.C. 154(b) by 608 days.
- (21) **Appl. No.:** 09/608,582
- (22) **Filed:** Jun. 30, 2000
- (51) **Int. Cl.:** H04B 1/10
- (52) **U.S. Cl.:** 375/349; 375/346; 375/285; 455/63; 455/278.1
- (58) **Field of Search:** 375/316, 230-234, 375/235, 262, 265, 267, 341, 347, 346, 144, 148, 349, 285; 455/63, 65, 137, 273, 276.1, 278.1; 342/380; 370/204, 206, 208, 210

Article entitled "Basis Expansions Models and Diversity Techniques for Blind Identification and Equalization of Time-Varying Channels," (Author Georgios B. Giannakis, Proc. IEEE, vol. 86, No. 10, pp. 1969-1986, Oct. 1998).

Article entitled "Characterization of Fast Fading Vector Channels for Multi-Antenna Communication Systems," (Authors Gregory Raleigh, Subas N. Diggavi, Ayman F. Naguib, Arogyaswami Paulraj, Proc. 28th, Asilomar Conf., Pacific Grove Ca, 5 pp., Nov. 1994).

Article entitled "Deterministic Approaches for Blind Equalization of Time-Varying Channels with Antenna Arrays," (Authors Hui Liu, Georgios B. Giannakis, IEEE Trans on Sig. Proc., vol. 46, No. 11, pp. 3003-3013, Nov. 1998).

Article entitled "Least-Squares Multi-User Frequency-Domain Channel Estimation for Broadband Wireless Communication Systems," (Authors Timothy A. Thomas, Fred W. Vook and Kevin L. Baum, 37th Allerton Conference, Monticello, IL, 10 pp., Sep. 1999).

Article entitled "Linear and Nonlinear Programming," (Author David G. Luenberger, Addison-Wesley Publishing Company, Menlo Park, CA, pp. 215-216, 1989).

Article entitled "Multicarrier Modulation for Data Transmission: An Idea Whose Time Has Come," (Author John A. C. Bingham, IEEE Comm. Mag., vol. 28, pp. 5-14, May 1990).

(56) **References Cited**

(List continued on next page.)

U.S. PATENT DOCUMENTS

5,985,721 A	5/1999	Liu et al.	370/342
5,912,876 A	6/1999	Himmi	370/210
6,101,399 A	8/2000	Raleigh et al.	455/61
6,141,393 A	10/2000	Thomas et al.	375/347
6,296,035 B1	10/2001	Heiskala	370/216
6,442,129 B1	8/2002	Yonge et al.	370/204
6,473,393 B1	10/2002	Ariyaratnakul et al.	370/203

OTHER PUBLICATIONS

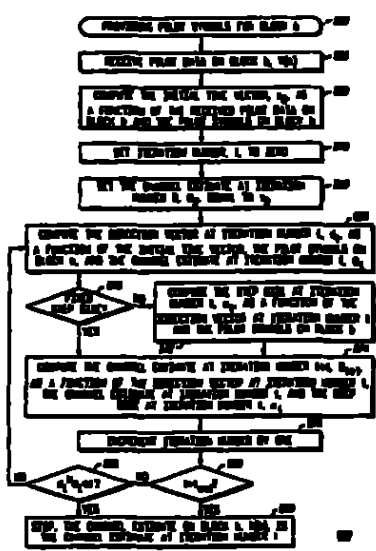
Article entitled "Adaptive Frequency-Domain Equalization and Diversity Combining For Broadband Wireless Communications," (Author, Martin V. Clark, IEEE JSAC, vol. 16, pp. 1385-1395, Oct. 1998).

Primary Examiner—Phuong Phu
(74) Attorney, Agent, or Firm—Kenneth A. Haas

(57) **ABSTRACT**

The invention is a method of estimating the time and frequency response of at least one desired signal received by at least one antenna, based on Gradient Optimization techniques. Through the use of gradient optimization techniques and efficient DFT processing, the invention provides frequency response estimates that require fewer computations than prior art decision-directed channel estimation devices.

21 Claims, 7 Drawing Sheets



OTHER PUBLICATIONS

Article entitled "Robust Channel Estimation for OFDM Systems with Rapid Dispersive Fading Channels," (Authors Ye G. Li, Leonard J. Cimini, Jr., Nelson R. Sollenberger, *IEEE Trans. On Comm.*, vol. 46, pp. 902-915, Jul. 1998).

Article entitled "Sinusoidal Model and Prediction of Fast Fading Processes," (Authors Jeng-Kuang Hwang, Jack H. Winters, *Globecom*, pp. 892-897, 1998).

Article entitled "Space-Time Modems for Wireless Personal Communications," (Author A. J. Paulraj, Boon C. Ng, *IEEE Personal Communications Magazine*, pp. 36-48, Feb. 1998).

Article entitled "Analysis of DFT-Based Channel Estimators for OFDM*" (Authors Ove Edfors, Magnus Sandell, Jan-Jaap van de Beek, Sara Kate Wilson, Per Ola Börjesson, This work has been presented in part at the 1995 Vehicular Technology Conference (VTC '96) in Chicago, Illinois, Jul. 25-28, 1995, pp. 815-819).

Article entitled "Channel Estimation for OFDM Systems with Transmitter Diversity in Mobile Wireless Channels" (Authors Ye(Geoffrey) Li, Senior Member, IEEE, Nambirajan Seshadri, Senior Member, IEEE, and Sirkin Ariyavistakul, Senior Member, IEEE, pp. 461-471, *IEEE Journal of Selected Areas in Communications*, vol. 17, No. 3, Mar. 1999).

* cited by examiner

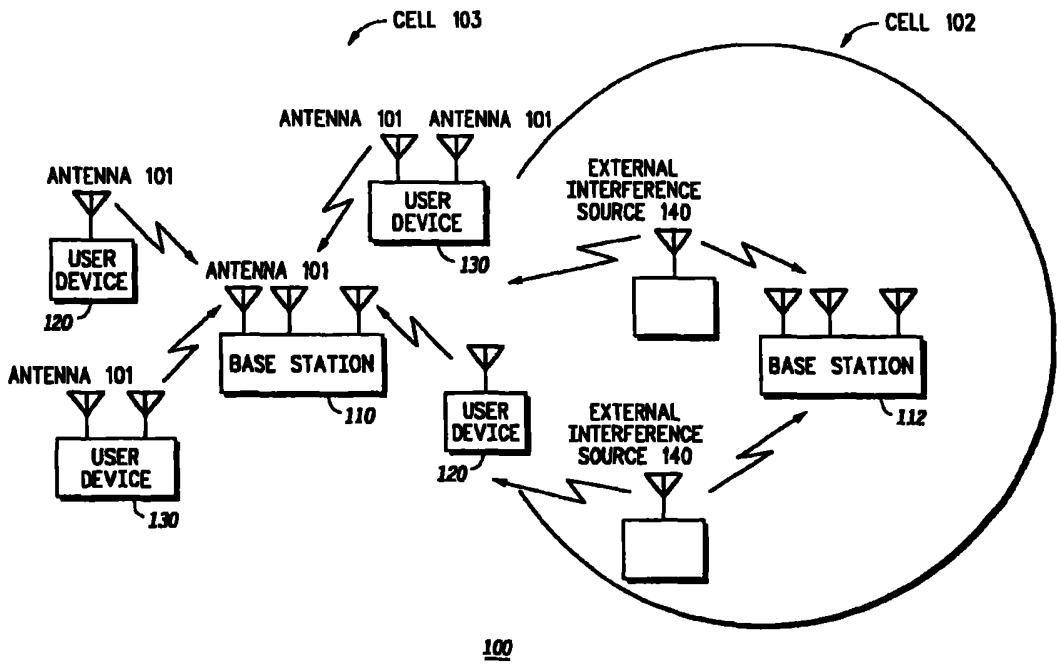
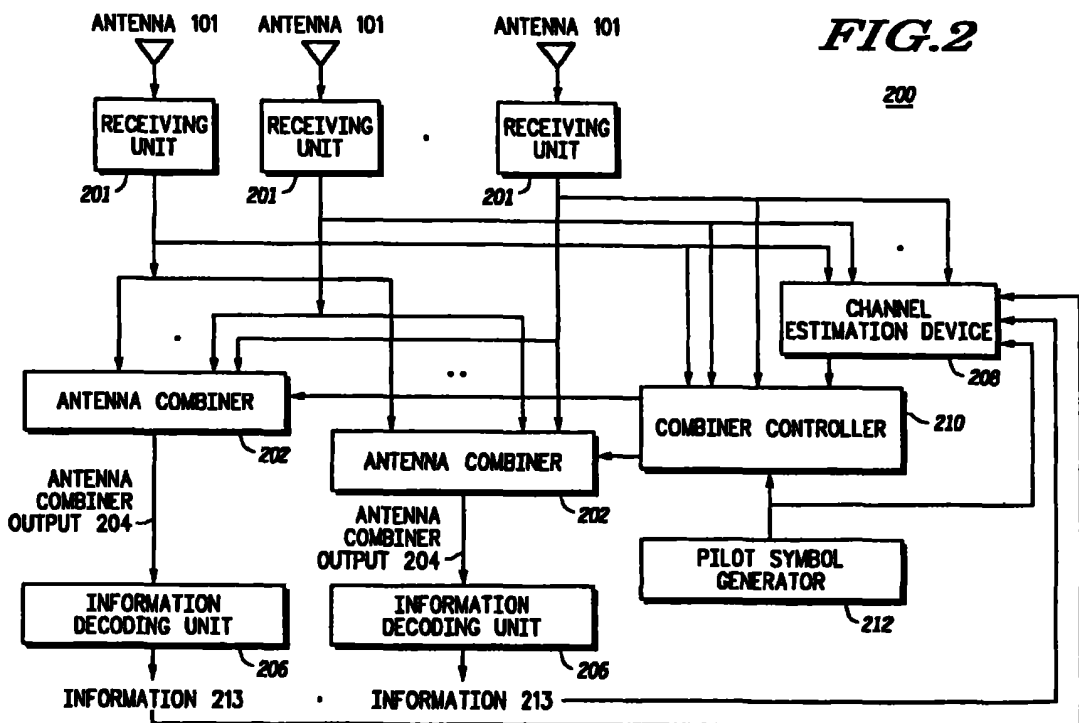


FIG.1

FIG. 2



352

21

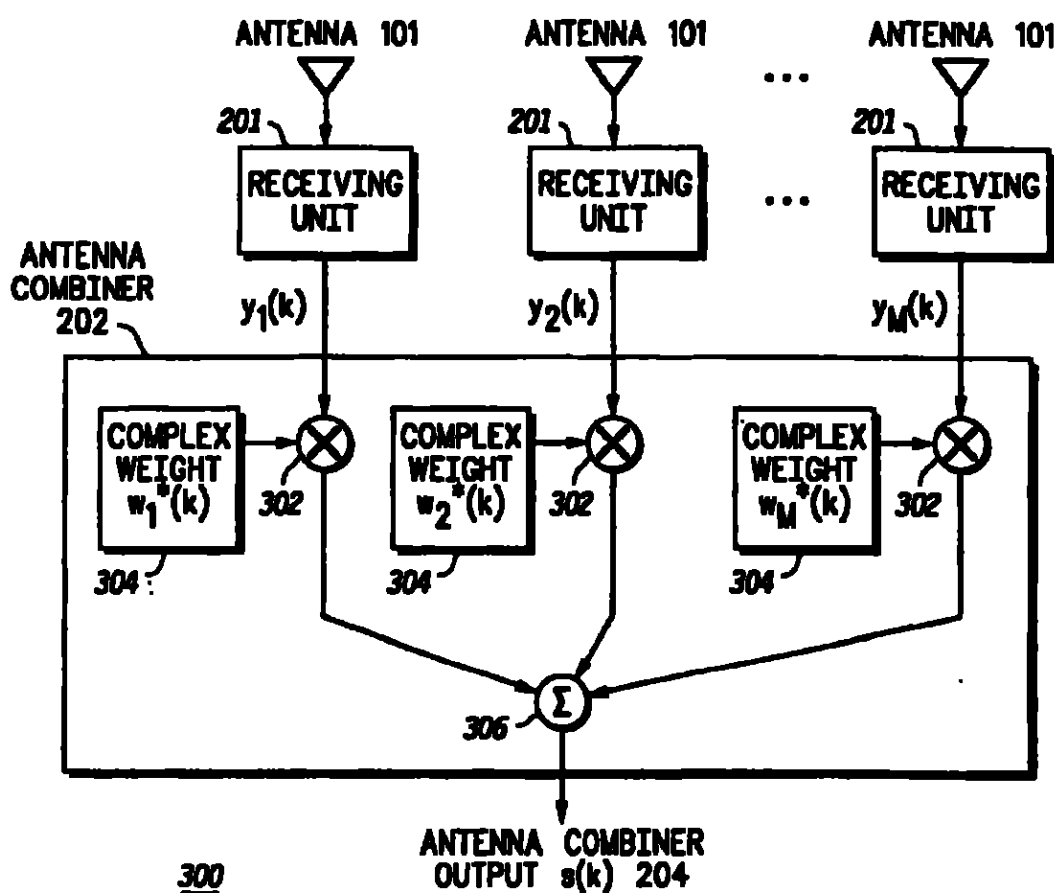


FIG. 3

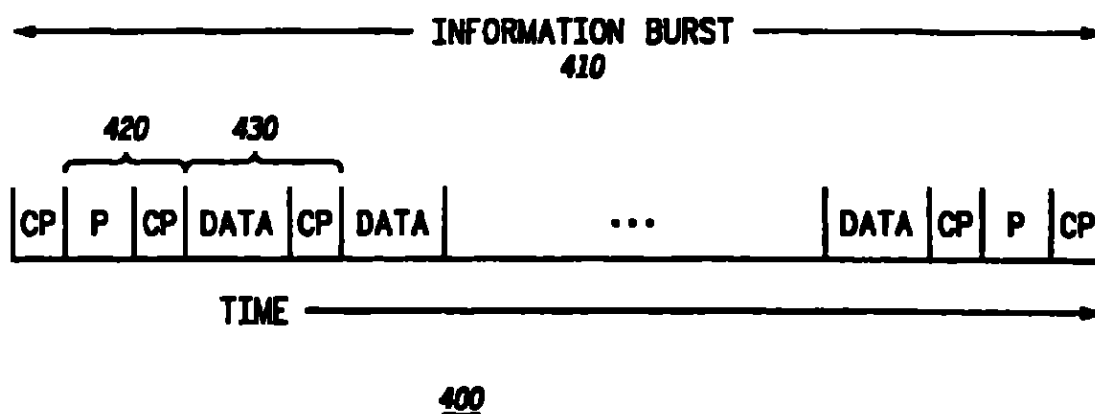


FIG. 4

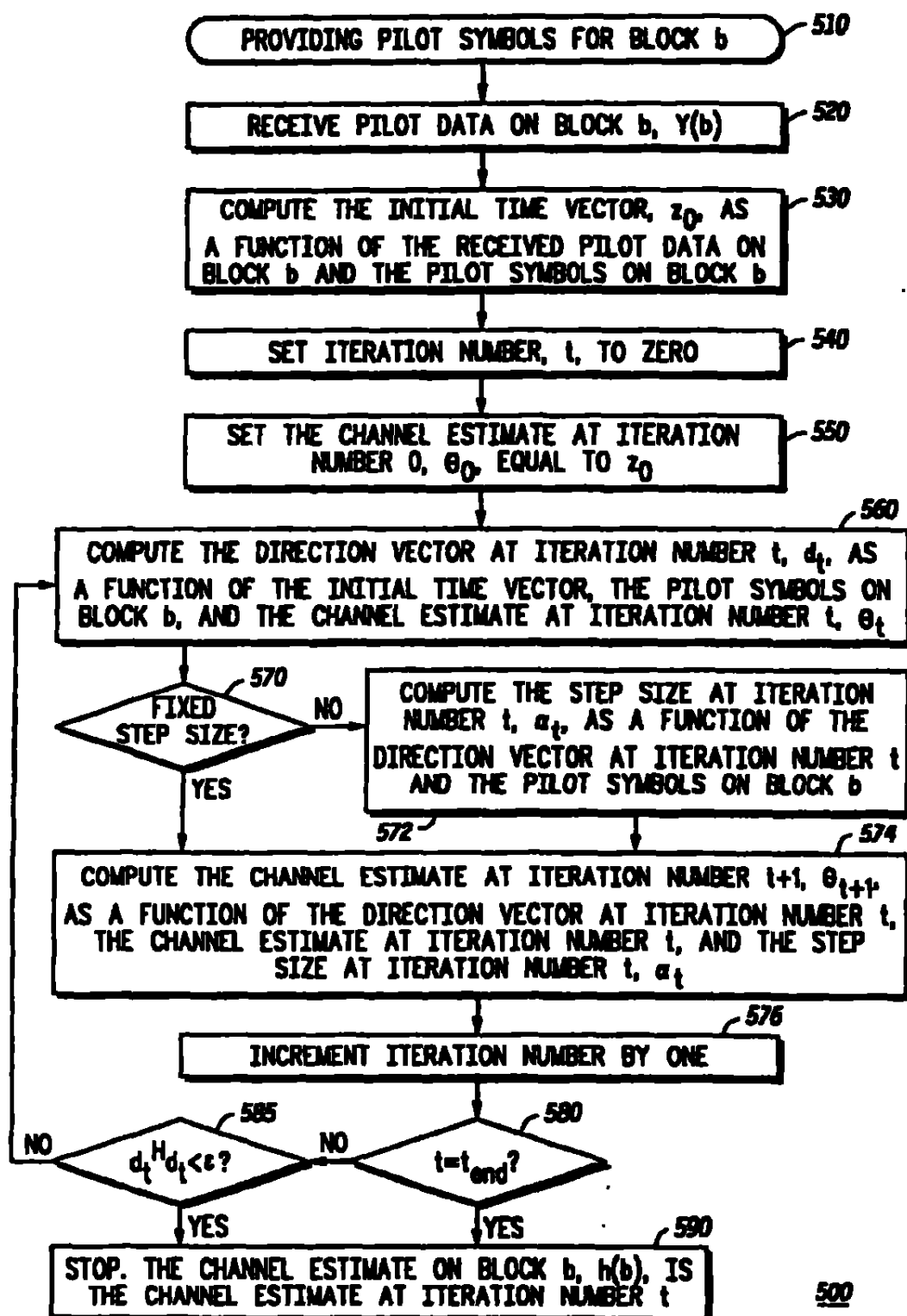


FIG. 5

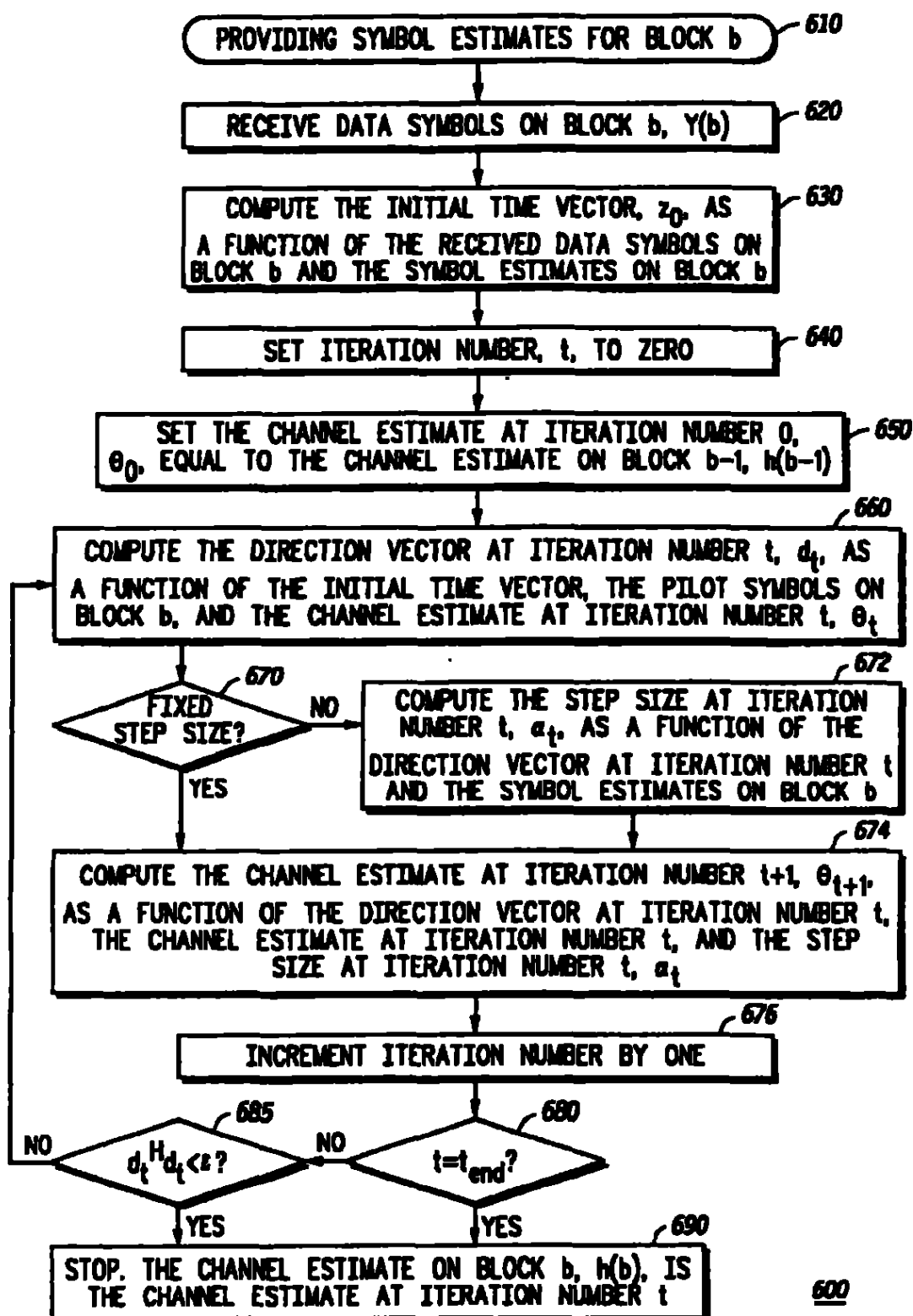


FIG. 6

FIG. 7 700

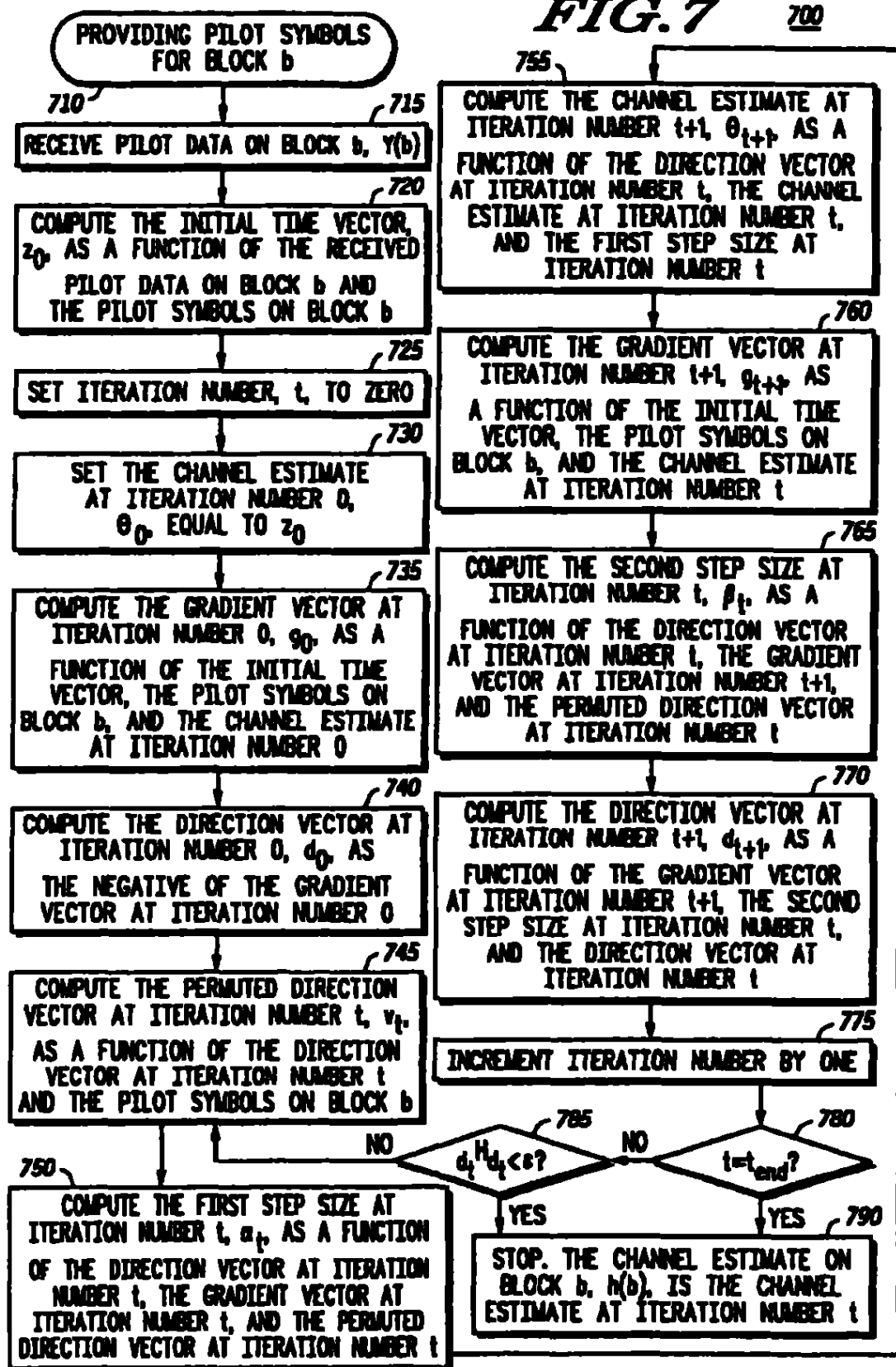
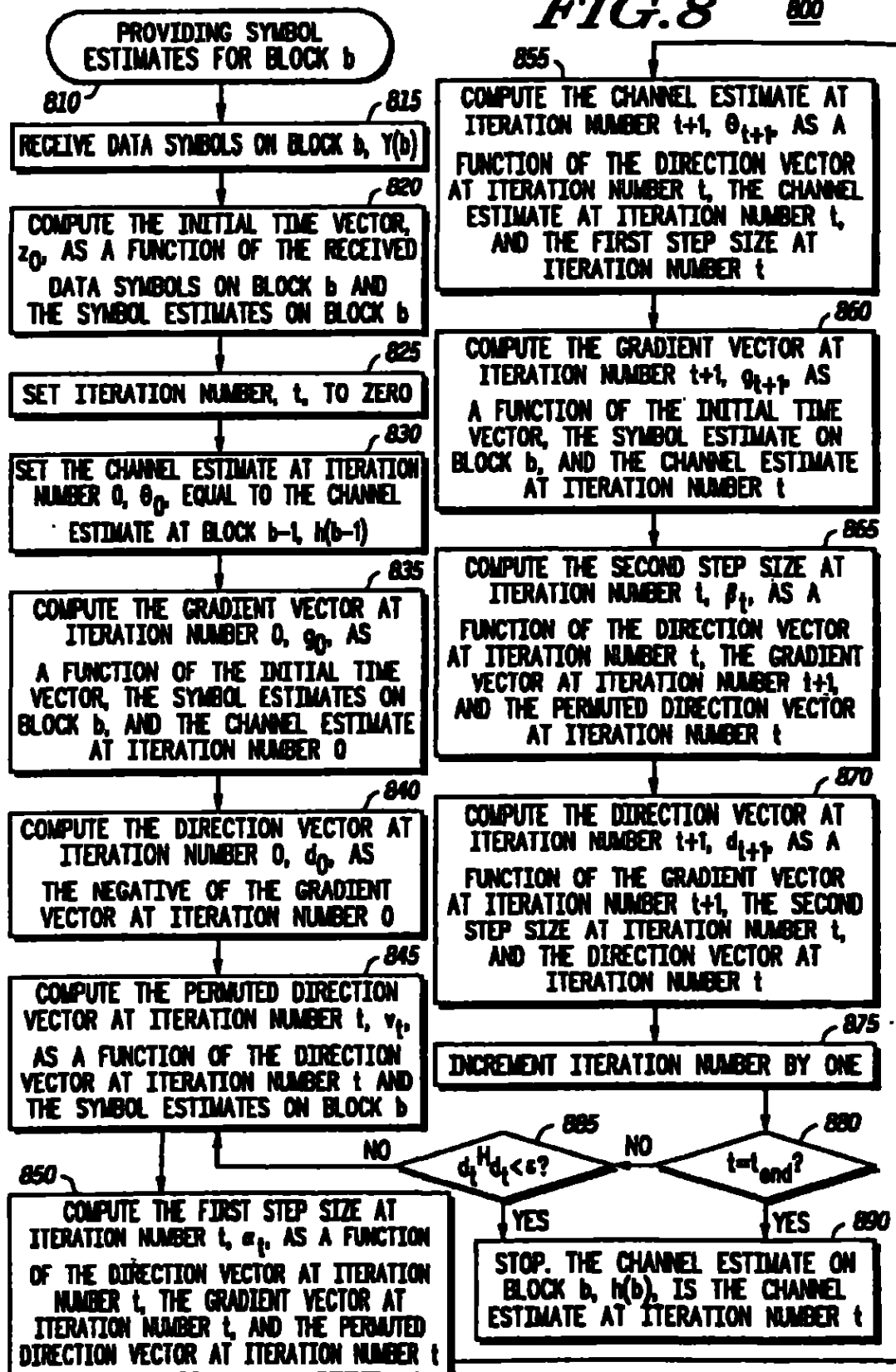


FIG. 8 800

METHOD AND DEVICE FOR MULTI-USER FREQUENCY-DOMAIN CHANNEL ESTIMATION BASED ON GRADIENT OPTIMIZATION TECHNIQUES

FIELD OF THE INVENTION

The present invention generally relates to the field of communication systems and more particularly, to estimating the time and frequency response of at least one desired signal received by at least one antenna, based on Gradient Optimization techniques.

BACKGROUND OF THE INVENTION

In a wireless communication system, a major design challenge is to maximize system capacity and performance in the presence of interference, and a time-varying multipath channel. Multipath propagation is caused by the transmitted signal reflecting off objects near the transmitter and receiver and arriving at the receiver over multiple paths. Interference in a communication system can come from a variety of sources depending on the particular system deployment. If the system is in motion, then Doppler-induced channel variations become an issue. Interference and multipath are major factors that limit the achievable performance and capacity of a communication system because both effects interfere with the ability of a communication receiver to properly decode the transmitted data.

In a multipath propagation channel, the transmitted signal propagates to the receiver over a finite number L_p of propagation paths, where each path has an associated time delay and complex gain. In such a channel, the communication receiver receives the superposition of L_p delayed, attenuated, and phase-shifted copies of the transmitted signal. The number of paths L_p and their time delays and phase shifts depends on the physical location of the various scattering objects (such as buildings, automobiles, and trees) in the immediate vicinity of the transmitter and receiver. The complex attenuation (magnitude and phase) of each path depends on the length of each path, as well as the material composition of any scatterers or reflectors encountered along the path.

The presence of multipath can severely distort the received signal. In a multipath environment, the multiple copies of the transmitted signal can interfere constructively in some portions of the occupied bandwidth. In other portions of the occupied bandwidth, the multiple copies can interfere destructively at the receiver. This signal duplication causes unwanted variations in the received signal strength over the bandwidth occupied by the signal. Furthermore, if the difference in the path delays of the various propagation paths is significantly greater than the duration of a transmitted information symbol, then intersymbol interference is present at the receiver. When intersymbol interference is present, the received signal is corrupted by prior transmitted symbols propagating over paths having delays relative to the shortest path that are longer than the duration of an information symbol. The demodulation process (the process of determining which information symbol was transmitted) becomes difficult in the presence of intersymbol interference.

In a mobile wireless communication system, the complex attenuation of each of the multipath components of the received signal becomes a time-varying function of the transmitter's path and speed throughout the scattering field local to the transmitter's position. The transmitter's motion

causes the received signal strength at a particular portion of the occupied bandwidth to vary as time progresses. In a mobile multipath channel, the overall channel response not only varies across the occupied bandwidth of the signal, but also across time as well.

In addition to multipath, interference is another system component that limits the performance of a communication system. If the system is deployed in an unlicensed band, then other users of the band can generate interference. And in a cellular system employing frequency reuse, transmitters in another cell that is allocated the same set of frequency channels can generate co-channel interference. Frequency reuse is the practice of assigning the same frequency channels to multiple users of the allocated spectrum.

Many cellular communication systems employ the technique of frequency reuse in order to maximize the utilization of the frequency spectrum allocated to a wide-area system deployment. In a cellular system, a large geographical area is divided into smaller regions called cells, where each cell is served by a single base station operating on an assigned set of frequency channels. Within each cell, multiple subscriber devices are allowed to communicate with the base station on the frequency channels assigned to that cell. The concept of frequency reuse involves allocating different sets of frequency channels to the cells belonging to a particular group and then reusing the same sets of frequencies to the cells belonging to another group of cells.

The reuse factor of a cellular system is defined to be the minimum distance between two cells that are allocated the same set of frequency channels divided by the radius of a cell. A cellular system employing a large reuse factor does not utilize the allocated spectrum as efficiently as a cellular system employing a smaller reuse factor. However, the level of co-channel interference received by a receiver in the cellular system is directly dependent on the reuse factor. Reducing the reuse factor tends to increase the level of co-channel interference experienced by a receiver. To better utilize the available spectrum, it would be advantageous to be able to suppress the effects of co-channel interference.

To compensate for co-channel interference, multi-user channel estimation is used. The current multi-user channel estimators require a very large matrix inversion which is based on each user's pilot sequence or symbol decisions to be solved to find a matrix of filtering coefficients that, when multiplied by the received data, gives the channel estimates. This requires processing and storing a large matrix that can be burdensome to processor and memory limited implementations. Also, there is a need to perform a large matrix inversion based on each user's pilot sequences or symbol decisions. The inverse is not a problem when the sequences are known since this inverse is computed once upon device initialization and then stored. However, the large inverse makes decision-directed channel updates impractical in real time.

Thus, there is a need for a method and device for estimating the time and frequency response of at least one transmitted signal received on at least one receive antenna. In addition, there is a need for a method and device to eliminate the need for computing and storing the inverse of a very large matrix.

BRIEF DESCRIPTION OF THE DRAWINGS

FIG. 1 is an overview diagram of a preferred embodiment of a cellular communication system in accordance with the present invention;

FIG. 2 is a block diagram illustrating a preferred embodiment of a device in accordance with the present invention;

3

FIG. 3 is a block diagram illustrating details of the Antenna Combiner of the device of FIG. 2;

FIG. 4 is a representation of an information burst for Single or Multi-carrier Modulation, which can be used by the communication system in which the device in FIG. 2 operates;

FIG. 5 is a flow chart representation of one embodiment of the method performed by the Channel Estimation Device (208) to provide channel estimation for pilot blocks between a transmitting device and a receiving antenna in accordance with the present invention;

FIG. 6 is a flow chart representation of one embodiment of the method performed by the Channel Estimation Device (208) to provide channel estimation for data blocks between a transmitting device and a receiving antenna in accordance with the present invention;

FIG. 7 is a flow chart representation of one embodiment of the method performed by the Channel Estimation Device (208) to provide channel estimation for pilot blocks between a transmitting device and a receiving antenna in accordance with the present invention; and

FIG. 8 is a flow chart representation of one embodiment of the method performed by the Channel Estimation Device (208) to provide channel estimation for data blocks between a transmitting device and a receiving antenna in accordance with the present invention.

DETAILED DESCRIPTION OF THE PRESENTLY PREFERRED EMBODIMENT

An adaptive antenna array is an array of antennas connected to a communications receiver and operates by combining the signals received by the antennas so as to optimize in an adaptive fashion the receive characteristics of the array. By weighting and then summing the multiple antenna signals, the adaptive antenna array can adapt its angular response, sometimes called the array pattern, while it operates in response to changes in the propagation environment. While operating, the adaptive antenna attempts to maximize the reception of the signal received from a desired transmitting device, as it simultaneously minimizes the effects of all other interfering signals and noise. In a communication system, the interference suppression capability of an adaptive antenna array offers the potential to reduce co-channel interference, improve coverage quality, and increase overall system capacity.

Adaptive antenna arrays also offer the possibility of providing a new way of multiplexing multiple devices: Spatial Division Multiple Access (SDMA). With SDMA, multiple devices can simultaneously share the same channel (i.e., time, frequency, or code channel) and are separated and simultaneously decoded by the receiver array on the basis of their spatial position relative to the antenna array. When successfully deployed, SDMA promises to provide enormous increases in system capacity.

Spatial Division Multiple Access is a difficult technology to implement because of the rapidly varying multipath fading channel. In an SDMA system, the devices that are sharing a channel provide interference to the receiver processing algorithms that must decode the signals transmitted by the devices. When a receiver-processing algorithm attempts to decode one SDMA device, the other SDMA devices provide strong interference to the decoding algorithm. The adaptive antenna implementing SDMA suppresses the effects of the other devices when attempting to decode one of the transmitting devices.

A problem associated with employing both an equalizer and an adaptive antenna in a wireless communication system

4

lies in the design of an algorithm and device having adequate ability to adapt to changes in the signal environment. For best performance, adaptive antennas that operate in a fast-fading multipath environment must adapt to the rapidly varying channel as well as to any changes in the nature of the desired and interfering signals. In a broadband system, a frequency-selective multipath channel will cause significant variations in the channel across the occupied bandwidth of the received signal. Equalization and interference-suppression algorithms, which cannot track these channel variations both in time and frequency, will suffer significant degradation in performance as measured by the Bit-Error Rate (BER) or Signal-to-Interference-plus-Noise Ratio (SINR).

A common ingredient in many equalizers and adaptive antenna arrays is an algorithm and device that estimates the characteristics of the multipath propagation environment, channel transfer function, or channel frequency response, between the desired transmitting device and each of the at least one receiving antenna at the communication receiver. When SDMA is being employed in a broadband system operating in a frequency-selective environment, then an adaptive antenna array generally requires an estimate of the channel frequency response between each receiving antenna and each of the transmitting devices that are simultaneously sending information to the array. The channel estimation algorithm in this case should operate to simultaneously solve for the channel responses of the multiple transmitting devices.

Given the need for higher system capacities in wireless communication systems, adaptive antennas and advanced equalization techniques are important for satisfying the ever-increasing need for high data rate communications. To support the operation of adaptive antennas and equalizers, it is advantageous to have a method and device that tracks the time-varying frequency response of a broadband system accurately enough to permit effective equalization and interference suppression. Given the difficulties associated with implementing SDMA and the deleterious nature of the multipath-fading environment, such a device would enable improved equalization and interference suppression performance in a mobile broadband communication system.

Briefly described, the present invention is a method and device for calculating the channel frequency responses of the signals transmitted by at least one transmitting device and received on at least one receive antenna. The invention utilizes gradient optimization techniques and efficient Discrete Fourier Transform (DFT) processing that significantly lowers channel estimation complexity with no loss in channel estimation performance. Using this method eliminates the need to compute the inverse of a very large matrix that is required by most multi-user channel estimators. Also, this invention eliminates problems associated with channel estimations at edge subcarriers in OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing), thus providing improved symbol estimation performance.

The method and device of the present invention can be incorporated into a communications receiving device, base station, or subscriber unit. In the present invention, the term "device" can refer to any type of communications device such as a base station, subscriber unit, or other communications receiver or transmitter.

The present invention is implemented in a communication system where at least one desired transmitting device transmits information to a communication receiver having at least one antenna. In a preferred embodiment, pluralities of

transmitting devices simultaneously transmit information to a communication receiver having a plurality of antennas. A transmitting device transmits its information in bursts that contain two components: a training interval and a data interval, also called blocks. The information transmitted in a training interval contains pilot symbol sequences of content and duration known by both the transmitting device and the communication receiver. The data interval contains data symbols that must be recovered at the receiving device. In the present invention, the term "burst" refers to any one of the following: a short or isolated transmission, a portion of a longer transmission, a portion of a continuous transmission, a portion of a semi-continuous transmission, a time-limited transmission, a bandwidth-limited transmission, or any combination thereof.

The ability to receive and recover the information transmitted simultaneously by more than one device significantly increases the capacity of the communication system. Conventional cellular systems permit only one device to transmit on a particular frequency channel within a cell for any predetermined time interval. Providing for more than one device to transmit to a base station on the same frequency channel at the same time will multiply the capacity of the system by a factor equal to the number of devices that are allowed to simultaneously transmit. Devices incorporating algorithms for providing this capability must have the ability to track any variations in the time and frequency-selective channel. The method and device of the present invention provide time-varying channel estimates for use in adaptive antenna equalization estimation techniques, making communication systems more efficient.

A preferred embodiment of the present invention described below typically operates in a time-varying delay-spread channel and operates under the assumption that the channel can change significantly over the occupied bandwidth and significantly in time. This requires a frequency-domain multi-user channel estimation technique for tracking the time and frequency variations of multiple SDMA users sharing the same time frequency channel.

FIG. 1, numeral 100, illustrates a wireless communication system in accordance with the preferred embodiment of the present invention. As shown in FIG. 1, a Base Station 110 provides communication service to a geographic region known as a cell 103. At least one User Devices 120 and 130 communicate with the Base Station 110. In some embodiments of the communication system of FIG. 1, at least zero External Interference Sources 140 share the same spectrum allocated to the base station 110 and subscriber devices 120 and 130. The External Interference Sources 140 represent an unwanted source of emissions that interferes with the communication process between the Base Station 110 and the User Devices 120 and 130. The exact nature and number of the External Interference Sources 140 will depend on the specific embodiment of the communication system of FIG. 1. In some cases, as is shown in FIG. 1, an External Interference Source will be another User Device 140 (similar in construction and purpose to User Device 120) that is communicating with another Base Station 112 in the same frequency spectrum allocated to Base Station 110 and User Devices 120 and 130. As shown in FIG. 1, User Devices 120 has a single antenna, while User Devices 130 have at least one antenna. The method and device of the present invention can be implemented as part of a Base Station 110 as well as part of a User Device 120 or 130.

FIG. 2, numeral 200, is a block diagram illustrating a device in accordance with the present invention. The communication receiver in accordance with the present inven-

tion includes at least one antenna (101) wherein the outputs of the antennas are each provided to a receiving unit (201). The outputs of the receiving units (201) are provided to at least one Antenna Combiner (202). The signals from the receiving units (201) are also fed into the Combiner Controller (210), which regulates the operation of the at least one Antenna Combiner (202). The signals from the receiving units (201) are also fed into the Channel Estimation Device (208). The Pilot Symbol Generator (212) generates pilot symbol information that is used by the Combiner Controller (210) to control the Antenna Combiner (202). The pilot symbol information generated by the Pilot Symbol Generator (212) is also used by the Channel Estimation Device (208) to estimate the time-varying frequency responses of the transmitting devices (110, 112, 120, 130, or 140, or any combination thereof). The output of an Antenna Combiner (202) is fed into an Information Decoding Unit (206), which decodes the Antenna Combiner Output (204) and generates data information (213) that was received by the Antennas (101). The output of the information decoding unit (206) is fed into the channel estimation device (208) to estimate the time-varying frequency responses of the transmitting devices.

FIG. 3, numeral 300, is a block diagram illustrating details of the Antenna Combiner of the device of FIG. 2. Antenna Combiner (202) is coupled to the receiving units (201), which in turn are coupled to the antennas (101). In a preferred embodiment, the receiving units (201) may include radio frequency pre-amplifiers, filters, and other devices that can be used to convert the radio frequency signal received by the antenna down to a digital stream of base b and equivalent complex symbols. As shown in FIG. 2, the output of the i 'th receiving unit (201) (where i is an integer between 1 and M inclusive, and M is the total number of antenna elements) is mathematically denoted by $y_i(k)$, where k and i are integers, and is provided to the antenna combiner (202) which can be in the form of a plurality of complex multipliers (302) which multiply the output of each receiving unit (201) by a complex weight (304), mathematically denoted as $w_i(k)$, and a combiner (306) sums the outputs of the plurality of complex multipliers (302). The values of the complex weights (304) are controlled by the Combiner Controller (210), shown in FIG. 2.

FIG. 4, numeral 400, is a timing diagram illustrating the structure of an information burst for single or multi-carrier modulation (410) transmitted between a plurality of transmitting devices (e.g., Base station 110, User Device 120, or 130) and a receiving device (e.g., Base station 110, User Device 120, or 130). An information burst (410) includes at least one training interval (420) also referred to as a pilot block, and at least one data interval (430) also referred to as a data block. During a training interval (420), a transmitting device (e.g., a Base station 110, or a User Device 120, or a User Device 130, or a base station 112, or in some cases a User Device 140, or any combination thereof) transmit training information consisting of at least one pilot symbol of duration, content, and timing known to both the transmitting device and the receiving device (a Base station 110, or a User Device 120, or a User Device 130). The Channel Estimation Device (208) in the present invention uses the outputs of the receiving units (201) during at least one of the training intervals (420) and the knowledge of the transmitted sequence of pilot symbols to compute an estimate of the channel time and frequency response between the plurality of transmitting devices (a Base station 110 or 112, or a User Device 120, 130, or 140, or any combination thereof) and the antennas (101) of the receiving device. To update the

channel estimate, the channel estimation device (208) in the present invention uses the outputs of the information decoding units (206) and the outputs of the receiving units (201) during at least one data interval (430) to compute an estimate of the channel time and frequency response between the plurality of transmitting devices (a Base station 110 or 112, or a User Device 120, 130, or 140, or any combination thereof) and the antennas (101) of the receiving device. This information burst acts in accordance with all channel estimations using cyclic prefixes.

The channel estimation device for the present invention utilizes the mathematical architecture of gradient optimization. Gradient optimization is a finite iterative procedure for solving a system of n equations in n unknowns. A description of a frequency-domain channel estimation based on gradient optimization techniques is now given:

For the derivation of the gradient methods, assume that the entire block of symbols (e.g., 420 or 430 in FIG. 4) to be processed (in OFDM this block is sometimes referred to as a baud or as an OFDM symbol interval) is of known symbols (either pilots, if the block is 420, or symbol decisions, if the block is 430). The approach to be described can be extended to arbitrary pilot formats as well. Also the following derivation will be given for one of the at least one receiving antennas. An OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) system is assumed, although the derivation is applicable to any system employing frequency-domain processing. The OFDM system described below employs an FFT size of N , and K frequency-domain subcarriers are employed to transmit information (either pilot or data). Also, in the following derivation, the term "user" is used to refer to a transmitting antenna so that the derivation will be applicable to conventional single user systems, SDMA (Spatial Division Multiple Access) systems, MIMO (Multiple-Input-Multiple-Output) systems, space-time-coding systems, or any other related system having at least one transmitting antennas and at least one receiving antenna. Additionally in the following derivations, the symbol decisions do not necessarily have to be hard sliced to actual symbol values. Some type of soft decision can be used such as hyperbolic tangent mappings.

The received data on one of the receive antennas, ignoring noise and unknown interference, is given as:

$$Y(k, b) = \sum_{j=1}^J H_j(k, b) X_j(k, b) \quad (1)$$

where k is the subcarrier number (k ranges from 1 to K), b is a number identifying the baud being processed (b ranges from 1 to B), J is the number of Spatial Division Multiple Access (SDMA) users (the number of devices or antennas transmitting simultaneously), $H_j(k, b)$ is user j 's frequency-domain channel at subcarrier k , baud b , and $x_j(k, b)$ is user j 's frequency-domain symbol on subcarrier k , baud b (in single carrier, $x_j(k, b)$ is the DFT of user j 's K time-domain symbols). In a preferred environment, the Discrete Fourier Transform (DFT's) are replaced by Fast Fourier Transform (FFT's) to simplify calculations. $H_j(k, b)$ is mathematically modeled as the N -point DFT ($N \geq K$) of a length L sequence, $h_j(l, b)$ (where $l=0, 1, \dots, L-1$ or any other appropriate length L integer sequence), of time-domain tap gains (called time-taps) as follows: (Note that the length L sequence $h_j(l, b)$ can vary as a function of the baud index b .)

$$H_j(k, b) = \sum_{l=0}^{L-1} h_j(l, b) e^{-j2\pi k l / N} \quad (2)$$

In single carrier employing frequency-domain receive processing $K=N$, but in OFDM, $N>K$ so that the estimator assumes a low correlation between the channel at subcarrier $k=1$ and the channel at subcarrier $k=K$.

In matrix form and extended to all K subcarriers, the previous equation becomes:

$$(K \times 1) H_j(b) = \begin{bmatrix} H_j(1, b) \\ \vdots \\ H_j(K, b) \end{bmatrix} = F H_j(b) \quad (3)$$

where:

$$(K \times L) F = \begin{bmatrix} f^H(0) \\ \vdots \\ f^H(K-1) \end{bmatrix}, \quad (L \times 1) f(k) = \begin{bmatrix} 1 \\ e^{-j2\pi k / N} \\ \vdots \\ e^{-j2\pi (L-1)k / N} \end{bmatrix} \quad (4)$$

$$(L \times 1) H_j(b) = \begin{bmatrix} h_j(0, b) \\ \vdots \\ h_j(L-1, b) \end{bmatrix}$$

The received data on baud b at each subcarrier, stacked into a vector, $Y(b)$, can be written as:

$$(K \times 1) Y(b) = \begin{bmatrix} Y(1, b) \\ \vdots \\ Y(K, b) \end{bmatrix} = \sum_{j=1}^J X_j(b) F H_j(b) = X(b) D H(b) \quad (5)$$

where $(K \times K) X(b) = \text{diag}(x_1(b), \dots, x_J(b))$, (diag means the matrix is composed of all zeros except for the diagonal elements which are given in parenthesis) and

$$(K \times J K) X(b) = [X_1(b) \dots X_J(b)]. \quad (6)$$

$$(J K \times J L) D = \begin{bmatrix} F & 0 & \dots & 0 \\ 0 & F & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & 0 & F \end{bmatrix}, \quad (J L \times 1) H(b) = \begin{bmatrix} H_1(b) \\ \vdots \\ H_J(b) \end{bmatrix}$$

The least squares estimator is the solution to the following minimization problem:

$$\min_{H(b)} \|X(b) D H(b) - Y(b)\|^2 = \min_{H(b)} H^H(b) D^H X^H(b) X(b) D H(b) - H^H(b) D^H X^H(b) Y(b) - Y^H(b) X(b) D H(b) + Y^H(b) Y(b) \quad (7)$$

The gradient of the previous equation with respect to $H(b)$ is given as (where a multiplicative factor of 2 is neglected to improve the clarity of the presentation):

$$\Delta H(b) = D^H X^H(b) X(b) D H(b) - D^H X^H(b) Y(b) \quad (8)$$

where H is the conjugate transpose. When computing this gradient, note that a matrix multiplication by the large matrix D can be implemented as J N -point DFT's with each

DFT truncated to the first K samples. Also, multiplication by D^H can be implemented as J N-point inverse Discrete Fourier transform (IDFTs) with each IDFT truncated to the first L samples. Note that $X(b)$ is a sparse matrix, so only JK complex multiplies are required when it is multiplied by a JKx1 vector. In other words, in computing the above gradient, $Dh(b)$ can be found by taking a separate FFT of each user's L time taps in $h(b)$, truncating each to K samples, and then stacking the result into a JKx1 vector. Then $X(b)(Dh(b))$ can be found by JK complex multiplies (and some addition operations). Next $X^H(b)(X(b)(Dh(b)))$ can be found by JK complex multiplies, and finally, $D^H(X^H(b)(X(b)(Dh(b))))$ can be found through J N point IDFTs truncated to L samples and stacked into a JLx1 vector. Calculating the gradient with these methods (that is, with the DFT or FFT operations) requires significantly less operations than if matrix multiplication operations are carried out directly as written in the Equation (8)). It is these observations that lead to a low computational complexity decision-directed algorithm based on the gradient methods of optimization. These processes are described in the following two lists of steps (the first for the gradient method, the second for the conjugate gradient method) but are explained in detail with FIG. 5, through FIG. 8.

Fixed Step Size and Steepest Descent Gradient Method

1. $z_0 = D^H X^H(b) Y(b)$, $t=0$,
 $\theta_0 = z_0$, unless in decision-directed mode where $\theta_0 = h(b-1)$
2. $z_t = z_0 - D^H X^H(b) X(b) D \theta_{t-1}$, $\theta_{t+1} = \theta_t + \alpha_t d_t$,
where $\alpha_t = 1$ for fixed step size gradient and for steepest descent it equals:

$$\alpha_t = \frac{d_t^H d_t}{d_t^H d_t}, \quad v_t = X(b) D d_t$$

3. $t=t+1$. If $t=t_{\text{max}}$ then stop and $h(b) = \theta_t$, else go to 2

Conjugate Gradient Method

1. $z_t = D^H X^H(b) Y(b)$, $t=0$,
 $\theta_0 = z_0$, unless in decision-directed mode where $\theta_0 = h(b-1)$
2. $g_t = D^H X^H(b) X(b) D \theta_t - z_t$, $d_t = -g_t$

$$3. \alpha_t = -\frac{g_t^H g_t}{g_t^H d_t}, \quad v_t = D^H X^H(b) X(b) D d_t$$

4. $\theta_{t+1} = \theta_t + \alpha_t d_t$

5. $g_{t+1} = D^H X^H(b) X(b) D \theta_{t+1} - z_0$

$$6. \beta_t = \frac{g_{t+1}^H g_t}{g_t^H d_t}$$

7. $d_{t+1} = -g_{t+1} + \beta_t d_t$

8. $t=t+1$. If $t=t_{\text{max}}$ then stop and $h(b) = \theta_t$, else go to 3.

FIG. 5 shows a flow chart that illustrates the steps performed by the Channel Estimation Device (208) when the fixed step size gradient or steepest decent gradient method is used. This is in accordance with the present invention when block b (equation 1) is a pilot block (420). The pilot symbols for block b 510 are provided by the Pilot Symbol Generator 212. After receiving the pilot symbols and the pilot data (520) on block b, their information is stacked into a vector $Y(b)$ and is equated as

$$Y(b) = \begin{bmatrix} y(1, b) \\ \vdots \\ y(K, b) \end{bmatrix}$$

The initial time vector, z_0 , is computed (530) as a function of the received pilot data on block b and the pilot symbols on block b, the pilot block b being the segment 420. This is such that $z_0 = D^H X^H(b) Y(b)$ where:

$$(K \times JK) X(b) = [X_1(b) \dots X_J(b)], \quad (JK \times JL) D = \begin{bmatrix} F & 0 & \dots & 0 \\ 0 & F & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & 0 & F \end{bmatrix}$$

$(K \times K) X_j(b) = \text{diag}(x_j(1, b), \dots, x_j(K, b))$ diag means the matrix is composed of all zeros except for the diagonal elements which are given in parenthesis. $x_j(1, b)$ is user j's pilot symbol on subcarrier k and block b. For the matrix above, F is determined by:

$$(K \times L) F = \begin{bmatrix} f^H(0) \\ \vdots \\ f^H(K-1) \end{bmatrix}, \quad \text{where } (L \times 1) f(l) = \begin{bmatrix} 1 \\ e^{j2\pi l} \\ \vdots \\ e^{j2\pi(L-1)l} \end{bmatrix}$$

(In the preferred embodiment, $z_0 = D^H X^H(b) Y(b)$, would be computed by FFT's and an element-wise multiplication of two vectors.) Next (540) the iteration number t, is set to zero. The initialization also requires that the channel estimate at iteration number 0, θ_0 , be equal to an initial channel estimate. In the preferred embodiment, the initial channel estimate is the initial time vector z_0 (530). Next, in block 560, the direction vector d_t is computed at iteration number t, forming d_t as a function of the initial time vector, the pilot symbols on block b, and the channel estimate at iteration number t, θ_t . The direction vector is used to determine how big a step should be computed for the next iteration of process 560 through 585. The equation for (560) is $d_t = z_0 - D^H X^H(b) X(b) D \theta_t$ (570) If the step size is not fixed ($\alpha_t = \alpha_0$, where α_0 where is a constant) then (672) the step size is computed at iteration number t, α_t , as a function of the direction vector at iteration number t and the pilot symbols on block b. The equation for 672 is

$$\alpha_t = \frac{d_t^H d_t}{d_t^H d_t},$$

where $v_t = X(b) D d_t$, 570 The channel estimate is computed at iteration number t+1, θ_{t+1} , as a function of the direction vector at iteration number t, the channel estimate at iteration number t, and the step size at iteration number t, α_t (574). The equation for 574 is $\theta_{t+1} = \theta_t + \alpha_t d_t$. At this point the iteration number is increased by one (576). If the iteration number t equals t_{max} (580), t_{max} being the number where the channel estimator should stop iterating, then the channel estimate on block b, $h(b)$, is the channel estimate at iteration number t (590). t_{max} is predetermined for the receiving device, and is dependent on its processor power and memory limitations. If $d_t^H d_t \leq \epsilon$ (585), where $d_t^H d_t$ is the magnitude squared of the direction vector, and in the preferred embodiment, ϵ is a small percentage (e.g., 1%) of the theta information ($\theta^H \theta$), the channel estimate on block b, $h(b)$, is

the channel estimate at iteration t (590). Otherwise the process is repeated from block 560 on until the conditions t equals t_{max} or $d_t^H d_t \leq \epsilon$ are met, at which point the channel estimate on block b , $h(b)$, is the channel estimate at iteration t (590).

FIG. 6 shows a flow chart that illustrates the steps performed by the Channel Estimation Device (208) when the fixed step size gradient or steepest decent gradient method is used. This is in accordance with the present invention when block b (equation 1) is a data block (430). Symbols for block b , $x_j(k, b)$, (610) are provided by the information decoding unit (206) where $x_j(k, b)$ is user j 's symbol. After receiving the data (620) on block b , it is stacked into a vector and equated as

$$(K \times 1)Y(b) = \begin{bmatrix} Y(1, b) \\ \vdots \\ Y(K, b) \end{bmatrix}$$

The initial time vector, z_0 , is computed (630) as a function of the received data on block b and the symbol estimates on block b . This is such that $z_0 = D^H X^H(b)Y(b)$ where:

$$(K \times JK)X(b) = [X_1(b) \dots X_J(b)], (JK \times JL)D = \begin{bmatrix} F & 0 & \dots & 0 \\ 0 & F & \dots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & F \end{bmatrix}$$

$(K \times K)X_f(b) = \text{diag}(x_f(1, b), \dots, x_f(K, b))$, diag means the matrix is composed of all zeros except for the diagonal elements which are given in parenthesis. $x_f(1, b)$ is user j 's symbol estimate on subcarrier k and block b . For the matrix above, F is determined by:

$$(K \times L)F = \begin{bmatrix} f^H(0) \\ \vdots \\ f^H(K-1) \end{bmatrix} \text{ where } (L \times 1)f(k) = \begin{bmatrix} 1 \\ e^{j2\pi k/N} \\ \vdots \\ e^{j2\pi(L-1)k/N} \end{bmatrix}$$

(In the preferred embodiment, $z_0 = D^H X^H(b)Y(b)$, would be computed by FFT's and an element-wise multiplication of two vectors). Next, (640) the iteration number t , is set to zero. The initialization also requires (650) that the channel estimate at iteration number 0, θ_0 , be equal to an initial channel estimate. In the preferred embodiment, the initial channel estimate is the channel estimate on block $b-1$, $h(b-1)$. This is the channel estimate that has been previously computed for the block 590 if block $b-1$ is a pilot block and 690 if block $b-1$ is a data block. In block 660, the direction vector d , is computed at iteration number t , forming d_t , as a function of the initial time vector, the symbols estimates on block b , and the channel estimate at iteration number t , θ_t . The direction vector is used to determine how big a step should be computed for the next iteration of process 660 through 685. The equations for (660) are: $d_t = z_0 - D^H X^H(b)X(b)D\theta_t$ where $v_t = X(b)Dd_t$, (670) If the step size is not fixed ($\alpha_t = \alpha_0$, where α_0 is a constant) then (672) the step size is computed at iteration number t , α_t , as a function of the direction vector at iteration number t and the pilot symbols on block b . The equation for (672) is:

$$\alpha_t = \frac{d_t^H d_t}{t_t^H v_t}$$

670 The channel estimate is computed at iteration number $t+1$, θ_{t+1} , as a function of the direction vector at iteration number t , the channel estimate at iteration number t , and the step size at iteration number t , α_t (674). The equation for 674 is $\theta_{t+1} = \theta_t + \alpha_t d_t$. At this point the iteration number is increased by one (676). If the iteration number t equals t_{max} (680), t_{max} being the number where the channel estimator should stop iterating, then the channel estimate on block b , $h(b)$, is the channel estimate at iteration number t (690). t_{max} is predetermined for the receiving device, and is dependent on its processor power and memory limitations. If $d_t^H d_t \leq \epsilon$ (685), where $d_t^H d_t$ is the magnitude squared of the direction vector, and in the preferred embodiment, ϵ is a small percentage (e.g., 1%) of the theta information ($\theta^H \theta$), the channel estimate on block b , $h(b)$, is the channel estimate at iteration t (690). Otherwise the process is repeated from block 660 on until the conditions t equals t_{max} or $d_t^H d_t \leq \epsilon$ are met, at which point the channel estimate on block b , $h(b)$, is the channel estimate at iteration t (690).

FIG. 7 shows a flow chart that illustrates the steps performed by the Channel Estimation Device (208) when the conjugate gradient method is used. This is in accordance with the present invention when block b (equation 1) is a pilot block (420). The Pilot Symbol Generator 212 provides the pilot symbols for block b (710). After receiving the pilot data (715) on block b , where

$$(K \times 1)Y(b) = \begin{bmatrix} Y(1, b) \\ \vdots \\ Y(K, b) \end{bmatrix}$$

the initial time vector, z_0 , is computed (720) as a function of the received pilot data on block b and the pilot symbols on block b , the pilot block b being the segment 420. This is such that $z_0 = D^H X^H(b)Y(b)$ where:

$$(K \times JK)X(b) = [X_1(b) \dots X_J(b)], (JK \times JL)D = \begin{bmatrix} F & 0 & \dots & 0 \\ 0 & F & \dots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & F \end{bmatrix}$$

$(K \times K)X_f(b) = \text{diag}(x_f(1, b), \dots, x_f(K, b))$ diag means the matrix is composed of all zeros except for the diagonal elements which are given in parenthesis. $x_f(1, b)$ is user j 's pilot symbol or symbol estimate on subcarrier k and block b . For the matrix above, F is determined by:

$$(K \times L)F = \begin{bmatrix} f^H(0) \\ \vdots \\ f^H(K-1) \end{bmatrix} \text{ where } (L \times 1)f(k) = \begin{bmatrix} 1 \\ e^{j2\pi k/N} \\ \vdots \\ e^{j2\pi(L-1)k/N} \end{bmatrix}$$

(In the preferred embodiment, $z_0 = D^H X^H(b)Y(b)$, would be computed by FFT's and an element-wise multiplication of two vectors). Next (725) the iteration number t , is set to zero. The initialization also requires that the channel estimate at iteration number 0, θ_0 , be equal to an initial channel estimate. In the preferred embodiment, the initial channel estimate is z_0 (730). In block 735, the gradient vector g is

computed at iteration number 0, forming g_0 as a function of the initial time vector, the pilot symbols on block b, and the channel estimate at iteration number 0. The equation for 735 is $g_0 = D^H X^H(b) X(b) D \theta_0 - z_0$. Then the direction vector d is computed at iteration number 0, forming d_0 as the negative of the gradient vector at iteration number 0 (740). The permuted direction vector v is computed at iteration number 1, as a function of the direction vector at iteration number 1 and the pilot symbols on block b forming v_1 (745). The full equation for 745 is $v_1 = D^H X^H(b) X(b) D d_1$. Utilizing the equation

$$\alpha_1 = -\frac{g_1^H d_1}{d_1^H d_1}$$

the first step size α is computed at iteration number 1, as a function of the direction vector at iteration number 1, the gradient vector at iteration number 1, and the permuted direction vector at iteration number 1 forming α_1 (750). Block 755 computes the channel estimate at iteration number 1+1, as a function of the direction vector at iteration number 1, the channel estimate at iteration number 1, and the first step size at iteration number 1, forming θ_{1+1} , using the equation $\theta_{1+1} = \theta_1 + \alpha_1 d_1$. Next the gradient vector g is computed at iteration number 1+1 as a function of the initial time vector, the pilot symbols on block b, and the channel estimate at iteration number 1 where $g_{1+1} = D^H X^H(b) X(b) D \theta_{1+1} - z_1$ (760). The second step size β is computed at iteration number 1 as a function of the direction vector at iteration number 1, the gradient vector at iteration number 1+1, and the permuted direction vector at iteration number 1 forming β_1 (765). This is illustrated as

$$\beta_1 = -\frac{g_1^H d_1}{d_1^H d_1}$$

Block 770 computes the direction vector at iteration number 1+1, d_{1+1} , as a function of the gradient vector at iteration number 1+1, the second step size at iteration number 1, and the direction vector at iteration number 1 using the equation $d_{1+1} = -g_{1+1} + \beta_1 d_1$. At this point the iteration number 1 is increased by one (775). If the iteration number 1 equals i_{max} (780), i_{max} being the number where the channel estimator should stop iterating, the channel estimate on block b, $h(b)$, is the channel estimate at iteration number 1 (790). i_{max} is predetermined for the receiving device, and is dependent on its processor power and memory limitations. If $d_1^H d_1 < \epsilon$ (785), where $d_1^H d_1$ is the magnitude squared of the direction vector and in the preferred embodiment, ϵ is some small percentage (e.g., 1%) of the theta information ($\theta^H \theta$), the channel estimate on block b, $h(b)$, is the channel estimate at iteration number 1 (790). Otherwise the process from block 745 through 785 is repeated until the conditions i equals i_{max} or $d_1^H d_1 < \epsilon$ are met, at which point the channel estimate on block b, $h(b)$, is the channel estimate at iteration 1 (790).

FIG. 8 shows a flow chart that illustrates the steps performed by the Channel Estimation Device (208) when the conjugate gradient method is used. This is in accordance with the present invention when block b (equation 1) is a data block (810), the data block b being the segment 430. Symbols for block b, $x_j(k,b)$ (810) are provided by the information decoding unit (206) where $x_j(k,b)$ is user j's symbol. After receiving the pilot data on block b, where

$$(K \times 1) Y(b) = \begin{bmatrix} Y(1,b) \\ \vdots \\ Y(K,b) \end{bmatrix}$$

is true, the initial time vector, z_0 , is computed (820) as a function of the received data symbols 815 and the symbol estimates 810. This is such that $z_0 = D^H X^H(b) Y(b)$ where:

$$(K \times K) X(b) = [X_1(b) \dots X_L(b)], LK \times JL D = \begin{bmatrix} F & 0 & \dots & 0 \\ 0 & F & & \vdots \\ \vdots & & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & F \end{bmatrix}$$

$(K \times K) X_j(b) = \text{diag}(x_j(1,b), \dots, x_j(K,b))$ Diag means the matrix is composed of all zeros except for the diagonal elements which are given in parenthesis. $x_j(1,b)$ is user j's symbol estimate on subcarrier k and block b. For the matrix above, F is determined by:

$$(K \times L) F = \begin{bmatrix} f^H(0) \\ \vdots \\ f^H(K-1) \end{bmatrix} \text{ where } (L \times 1) f(d) = \begin{bmatrix} 1 \\ \text{exp}(j2\pi d) \\ \vdots \\ \text{exp}(j2\pi d(K-1)) \end{bmatrix}$$

(In the preferred embodiment, $z_0 = D^H X^H(b) Y(b)$, would be computed by FFT's and an element-wise multiplication of two vectors). Next (825) the iteration number 1, is set to zero. The initialization also requires that the channel estimate at iteration number 0, θ_0 , be equal to an initial channel estimate. In the preferred embodiment, the initial channel estimate is equal to the channel estimate at block b-1, $h(b-1)$ (830). This is the channel estimate that has been previously computed for the block 790 if block b-1 is a pilot block and 890 if block b-1 is a data block. In block 835, the gradient vector g is computed at iteration number 0, forming g_0 as a function of the initial time vector, the symbol estimates on block b, and the channel estimate at iteration number 0. The equation for 835 is $g_0 = D^H X^H(b) X(b) D \theta_0 - z_0$. Then the direction vector d is computed at iteration number 0, forming d_0 as the negative of the gradient vector at iteration number 0 (840). The permuted direction vector v is computed at iteration number 1, as a function of the direction vector at iteration number 1 and the symbol estimates on block b forming v_1 (845). The full equation for 845 is $v_1 = D^H X^H(b) X(b) D d_1$. Utilizing the equation

$$\alpha_1 = -\frac{g_1^H d_1}{d_1^H d_1}$$

the first step size α is computed at iteration number 1, as a function of the direction vector at iteration number 1, the gradient vector at iteration number 1, and the permuted direction vector at iteration number 1 forming α_1 (850). Block 855 computes the channel estimate at iteration number 1+1, as a function of the direction vector at iteration number 1, the channel estimate at iteration number 1, and the first step size at iteration number 1, forming θ_{1+1} , using the equation $\theta_{1+1} = \theta_1 + \alpha_1 d_1$. Next the gradient vector g is computed at iteration number 1+1 as a function of the initial time vector, the symbol estimates on block b, and the channel estimate at iteration number 1 where $g_{1+1} = D^H X^H(b) X(b) D \theta_{1+1} - z_1$ (860). The second step size β is computed at iteration

number i as a function of the direction vector at iteration number i , the gradient vector at iteration number $i+1$, and the permuted direction vector at iteration number i forming β_i (865). This is illustrated as

$$\beta_i = \frac{\nabla^H \theta_i}{\|\nabla^H \theta_i\|}$$

Block 870 computes the direction vector at iteration number $i+1$, d_{i+1} , as a function of the gradient vector at iteration number $i+1$, the second step size at iteration number i , and the direction vector at iteration number i using the equation $d_{i+1} = -g_{i+1} + \alpha_i d_i$. At this point the iteration number i is increased by one (875). If the iteration number i equals i_{max} (880), i_{max} being the number where the channel estimator should stop iterating, the channel estimate on block b , $h(b)$, is the channel estimate at iteration number i (890). i_{max} is predetermined for the receiving device, and is dependent on its processor power and memory limitations. If $d_i^H d_i < \epsilon$ (885), where $d_i^H d_i$ is the magnitude squared of the direction vector and in the preferred embodiment, ϵ is some small percentage (e.g., 1%) of the theta information ($\theta^H \theta$), the channel estimate on block b , $h(b)$, is the channel estimate at iteration number i (890). Otherwise the process from block 845 through 885 is repeated until the conditions i equals i_{max} or $d_i^H d_i < \epsilon$ are met, at which point the channel estimate on block b , $h(b)$, is the channel estimate at iteration i (890).

There is a simpler, less complex approach to the above-mentioned gradient estimators if the end goal is to find channel estimates for multiple transmitting devices when the transmitting devices employ a known specially designed pilot sequence or when there is only a single transmitting device (either with known pilots or symbol decisions).

One example of a possible pilot sequence for transmitting device i is:

$$b_i(k) = b_i(k) e^{j\theta_i(k)} \quad (9)$$

Where $b_i(k)$ is an arbitrary pilot sequence. Note that each of the J transmitting devices has the same pilot sequence except for the linear phase term. The phase term allows simple processing to recover each transmitting devices' channel response. The linear phase term means that when the received frequency-domain data, $Y(k,b)$ is divided by the pilot sequence, $b_i(k)$, the noiseless result contains the sum of each transmitting device's channel multiplied by the linear phase term. Because each transmitting device is assumed to have L time taps that characterize its frequency response, we can run a single user version of the gradient approach that assumes JL time taps. Again because of the linear phase term, the first L taps will be the one transmitting device, the second L another transmitting device and so forth.

Note that in some cases quicker convergence of the gradient algorithms is possible by using a spacing greater than L . In other words, the L of Equation (9) is replaced by γL , where $\gamma > 1$. When the gradient algorithms are applied, in the time-domain, one of the transmitting devices time-domain channel taps will be from 0 to $L-1$, the second will be from γL to $(\gamma+1)L-1$, and so forth.

A mathematical description of the gradient method with the linear phase shift of Equation (9) is now described. The extension to arbitrary phase shift and arbitrary pilot sequence is straight forward and involves modifying the definition of $F(Y)$ and $G(Y)$ given below to accommodate the subcarriers where there are pilots symbols and modifying where the time taps for each of the multiple transmitting devices are found after the IFFT processing.

The first step is to define the noisy channel estimate $K \times 1$ vector, $H_n(b)$, as:

$$H_n(b) = \begin{bmatrix} H_n(1, b) \\ \vdots \\ H_n(K, b) \end{bmatrix} \quad \text{where } H_n(k, b) = \frac{Y(k, b)}{b_T(k)} \quad (10)$$

Next we define $F(y)$ to be the N -point IFFT of the $K \times 1$ vector y truncated to JL samples and scaled by $N/\sqrt{K}$ (for other linear phase shifts, the JL samples kept are the ones that correspond to each of the J transmitting devices time-domain channels whose location after the IFFT is specified by the phase shift). Also we define $G(x)$ to be the N -point FFT of the $JL \times 1$ vector x truncated to K samples and scaled by $1/\sqrt{K}$.

Fixed Step Size and Steepest Descent Linear Phase Shift Gradient Method

1. $i=0$, $\theta_0 = F\{H_n(b)\}$
2. $d_0 = -G\{G(\theta_0)\}$
 $\theta_{i+1} = \theta_i + \alpha_i d_i$,
 where $\alpha_i = 1$ (or any appropriate scalar) for fixed step size gradient and for steepest descent it equals:

$$\alpha_i = \frac{d_i^H d_i}{d_i^H \nabla_i} \quad \nabla_i = G\{d_i\}$$

3. $i=i+1$. If $i > i_{max}$ then stop and $h(b) = \theta_i$, else go to 2

Conjugate Linear Phase Shift Gradient Method

1. $i=0$, $\theta_0 = F\{H_n(b)\}$
2. $g_0 = F\{G(\theta_0)\} - \theta_0$, $d_0 = -g_0$

$$3. \alpha_i = -\frac{g_i^H g_i}{d_i^H \nabla_i} \quad \nabla_i = F\{G\{d_i\}\}$$

4. $\theta_{i+1} = \theta_i + \alpha_i d_i$
5. $g_{i+1} = F\{G(\theta_{i+1})\} - \theta_{i+1}$

$$6. \nabla_i = \frac{g_{i+1}^H \nabla_i}{d_i^H \nabla_i}$$

7. $d_{i+1} = -g_{i+1} + \alpha_i d_i$

8. $i=i+1$. If $i > i_{max}$ then stop and $h(b) = \theta_i$, else go to 3
 This description can also be implemented in FIGS. 6 through 9 providing the steps within the corresponding blocks of the figures are carried out in accordance with the above description.

The present invention may be embodied in other specific forms without departing from its spirit or essential characteristics. The described embodiments are to be considered in all respects only as illustrative and not restrictive.

We claim:

1. A method of operating a communication system including at least one receiver comprising:
 - providing a plurality of pilot symbols;
 - receiving pilot data;
 - determining an initial time vector as a function of the received pilot data and pilot symbols;
 - determining an initial direction vector as a function of the initial time vector and the pilot symbols; and
 - determining a first channel estimate as a function of the initial direction vector, the initial time vector, and an initial step size.

17

2. The method of claim 1 wherein the initial time vector is computed using Discrete Fourier Transform (DFT) processing.
3. The method of claim 2 wherein the Discrete Fourier Transform (DFT) comprises a Fast Fourier Transform (FFT).
4. The method of claim 1 further comprising determining a second channel estimate as a function of a second direction vector, the first channel estimate and a second step size.
5. The method of claim 1 further comprising determining an initial gradient vector from the initial direction vector, wherein the first channel estimate is determined as a function of the initial gradient vector.
6. A method of operating a communication system including at least one receiver comprising:
 - providing a plurality of symbol estimates;
 - receiving a plurality of data symbols;
 - determining an initial time vector as a function of the received data symbols and symbol estimates;
 - determining an initial direction vector as a function of the initial time vector, the symbol estimates, and an initial channel estimate; and
 - determining a first channel estimate as a function of the initial direction vector, the initial channel estimate and an initial step size.
7. The method of claim 6 wherein the initial time vector is computed using Discrete Fourier Transform (DFT) processing.
8. The method of claim 6 wherein the Discrete Fourier Transform (DFT) comprises a Fast Fourier Transform (FFT).
9. The method of claim 6 further comprising determining a second channel estimate as a function of a second direction vector, the first channel estimate and a second step size.
10. The method of claim 6 wherein the initial channel estimate is equal to a channel estimate from a previous time.
11. The method of determining channel estimation for a pilot block between a transmitting device and a receiving device comprising:
 - a) initializing a channel estimation device by storing pilot symbols;
 - b) receiving pilot data;
 - c) computing an initial time vector as a function of a received pilot data block and pilot symbols;
 - d) initializing an iteration number t to zero;
 - e) initializing a channel estimate to equal the initial time vector;
 - f) computing a direction vector based on the initial time vector, pilot symbols, and channel estimate at iteration t ;
 - g) computing a channel estimate at iteration $t+1$ based on the direction vector at iteration t , a channel estimate at iteration t , and a step size at iteration t ;
 - h) incrementing iteration number by 1; and
 - i) if t is not equal to a preset number, then repeat steps f) through i); and
 - j) if a magnitude squared of the direction vector is not less than a predetermined value, repeat steps f) through j).
12. The method of determining channel estimation for a data block between a transmitting device and a receiving device comprising:
 - a) initializing a channel estimation device by determining and storing symbol estimates;

18

- b) receiving data symbols;
 - c) computing an initial time vector as a function of a received data symbols and symbol estimates;
 - d) initializing an iteration number t to zero;
 - e) initializing a channel estimate to equal a channel estimate from a previous time;
 - f) computing a direction vector based on a initial time vector, pilot symbols, and channel estimate at iteration t ;
 - g) computing a channel estimate at iteration $t+1$ based on the direction vector at iteration t , a channel estimate at iteration t , and a step size at iteration t ;
 - h) incrementing iteration number by 1;
 - i) if t is not equal to a preset number, then repeat steps f) through i); and
 - j) if a magnitude squared of the direction vector is not less than a predetermined value, repeat steps f) through j).
13. A receiver for a communication system comprising:
 - means for receiving a plurality of pilot symbols;
 - means for receiving pilot data;
 - means for determining an initial time vector as a function of the received pilot data and pilot symbols;
 - means for determining an initial direction vector as a function of the initial time vector and the pilot symbols; and
 - means for determining a first channel estimate as a function of the initial direction vector, the initial time vector, and an initial step size.
 14. The receiver of claim 13 wherein the initial time vector is computed using Discrete Fourier Transform (DFT) processing.
 15. The receiver of claim 13 wherein the Discrete Fourier Transform (DFT) comprises a Fast Fourier Transform (FFT).
 16. The receiver of claim 13 further comprising means for determining a second channel estimate as a function of a second direction vector, the first channel estimate and a second step size.
 17. A receiver for a communication system comprising:
 - means for receiving a plurality of symbol estimates;
 - means for receiving a plurality of data symbols;
 - means for determining an initial time vector as a function of the received data symbols and symbol estimates;
 - means for determining an initial direction vector as a function of the initial time vector, the symbol estimates, and an initial channel estimate; and
 - means for determining a first channel estimate as a function of the initial direction vector, the initial channel estimate and an initial step size.
 18. The receiver of claim 17 wherein the initial time vector is computed using Discrete Fourier Transform (DFT) processing.
 19. The receiver of claim 17 wherein the Discrete Fourier Transform (DFT) comprises a Fast Fourier Transform (FFT).
 20. The receiver of claim 17 further comprising means for determining a second channel estimate as a function of a second direction vector, the first channel estimate and a second step size.
 21. The receiver of claim 17 wherein the initial channel estimate is equal to a channel estimate from a previous time.

* * * * *

87

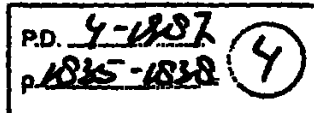
SCAN 011. pdf
359E HANKEL

Sept 17/16

V

ACCURATE AND EFFICIENT SOLUTION OF HANKEL MATRIX SYSTEMS
BY FFT AND THE CONJUGATE GRADIENT METHODS

XP-000758077

Jagan K. Sarkar
Xiaopu YangDepartment of Electrical Engineering
Syracuse University
Syracuse, New York 13244-1240
Phone: (315)423-3775

ABSTRACT

Hankel matrix systems often arise in many problems of signal analysis. Toeplitz matrix systems is a special case of a Hankel matrix equations. Both the auto-correlation and the covariance matrix equations are different forms of the Hankel matrix equations. Trench has developed a direct method that can solve Hankel matrix equations in $O(N^2)$ operations. In this paper, we propose an alternate algorithm. This new method is a combination of the FFT and the conjugate gradient method. The advantage of this new approach is that it is computationally robust to highly ill-conditioned and even singular matrix equations. Preliminary results indicated that for very large complex Toeplitz matrix equations, the CPU time is proportional to N as the number of unknowns as increased, as opposed to N^2 for conventional methods.

1. INTRODUCTION

The objective of this paper is to present a computationally efficient and accurate method for the solution of Hankel matrix equations. The Hankel matrix equations arise in many areas of digital signal processing. Both the covariance and auto-correlation matrix equations are special cases of Hankel matrix equations. The auto correlation matrix is also known as a Toeplitz matrix.

For the problem of interest, let us consider a data sequence $\{x_0, x_1, x_2, x_3, \dots, x_{N-1}\}$ of length N . In many digital signal processing applications, it is required either to make a rational function approximation of the sequence, or to make an all-pole model to fit the data, or perhaps to adaptively find the spectral components in the data. If we choose a filter with coefficients $\{w_0, w_1, w_2, \dots, w_{N-1}\}$ then it is well known that the following matrix equation has to be satisfied by the filter coefficients.

$$\begin{bmatrix} x_0 & x_1 & x_2 & \dots & x_{N-1} \\ x_1 & x_2 & x_3 & \dots & x_{N-1} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ x_{N-1} & x_{N-1} & x_{N-2} & \dots & x_{N-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} w_0 \\ w_1 \\ w_2 \\ \vdots \\ w_{N-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} \quad (1)$$

Symbolically, we can write the above equation

$$[X]^T [W] = [0] \quad (2)$$

where $[X]$ is the well known Hankel matrix. When $N \gg M$, there are several ways to solve the matrix equation (2) so that one obtains a nontrivial solution for $[W]$.

One way to solve (2) would be to set one of coefficients w_i equal to unity and then transfer that column i of the matrix $[X]$ to the right hand side yielding a rectangular matrix equation. Let us choose for our application $w_0 = 1$. Then (2) becomes

$$\begin{bmatrix} x_0 & x_1 & \dots & x_{N-1} \\ x_1 & x_2 & \dots & x_{N-1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ x_{N-1} & x_{N-1} & \dots & x_{N-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} w_{N-1} \\ w_{N-2} \\ \vdots \\ w_0 \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} x_0 \\ x_1 \\ \vdots \\ x_{N-1} \end{bmatrix} \quad (3)$$

and in a compact form.

$$[X] [W] = [Y] \quad (4)$$

A possible way to solve (4) then will be to multiply both sides by $[X]^*$, where $*$ denotes the conjugate transpose of the matrix $[X]$, yielding

$$[X]^* [X] [W] = [X]^* [Y] \quad (5)$$

Since $[X]^* [X]$ is a positive definite matrix and (5) can be solved in approximately $\frac{N^3}{2}$ operations by utilizing, for example, Cholesky decomposition. The operation count $\frac{N^3}{2}$ does not include the multiplications necessary to compute $[X]^* [X]$ and $[X]^* [Y]$.

The above solution procedure have the following problems:

- (1) $[X]^* [X]$ is a highly ill-conditioned matrix and can even be singular. Under these circumstances a Cholesky decomposition may not work. This is because truncation and round-off error propagates in the decomposition procedure making the results useless. It is also well known that Hankel matrix equations are notoriously ill-conditioned [1]. For example, Taylor [1] has shown that the condition number of a Hankel matrix is given by the following bound

42.12.1

CLASS-M-0.07/RRR-1835 31.00 (1247) 1835

$$\lim_{N \rightarrow \infty} \ln(\text{cond}([X]^N[X]))^{1/N} \geq 4 \quad (6)$$

where $\text{cond}([X]^N[X])$ represents the condition number of the matrix and is defined as the ratio of the maximum eigenvalue to the minimum eigenvalue for $[X]^N[X]$. A matrix with a large condition number corresponds to an ill-posed problem and very crudely, one may expect that $\log_{10} \text{cond}([X]^N[X])$ is the number of significant digits lost in the solution of (3). Taylor provides a rule of thumb, that approximately N decimal places of accuracy is lost in the solution of (3), where N is the dimension of the matrix $[X]^N[X]$. This is rather significant!

[2] In solution of (3), majority of the work is devoted to computation of $[X]^N[X]$ and $[X]^N[Y]$, compared to the solution of (3). More exactly, N^3 operations is required to form $[X]^N[X]$ and $\frac{N^2}{2}$ is required to solve it. Hence it is desirable to find an alternate method.

[3] Once we have formed $[X]^N[X]$, we are no longer dealing with the raw data, but processed data which now contains round-off and truncation error and there is no way to rectify this problem.

It is because of these reasons it is necessary to find an alternate computationally efficient method where one deals with the raw data as much as possible and the method is insensitive to round off and truncation error.

2. METHOD OF CONJUGATE GRADIENT

In a direct method of solving a matrix equation (like Gaussian elimination, Choleski decomposition) the degree of propagation and round-off error is controlled by the condition number of the matrix, whereas for an iterative method, the round-off and truncation error is limited only to the last stage of iteration. So far an iterative method, the condition number only controls the rate of convergence. Also an iterative method can be applied even to solution of a singular matrix equation [2-3].

The method chosen for the solution of (3) is the conjugate gradient method. The conjugate gradient method has the advantage of both a direct method and an iterative method. It has the advantage of a direct method, as unlike most iterative methods, it is guaranteed to converge to the exact solution, in the absence of round-off error, in at most N -steps. Practically, the conjugate gradient method converges in at most L steps where L is the number of independent eigenvalues of the matrix $[X]^N[X]$. In many practical problems, the eigenvalues tend to bunch together and hence the conjugate gradient method becomes very efficient. Also, the conjugate gradient method has the advantage of an iterative method, as being an iterative method, the truncation and round-off error does not propagate, but is limited only to the last stage of iteration. There are several versions of the

conjugate gradient method [3]. In this paper, we outline the two important ones. For the first version, the method minimizes the error between the exact solution and the approximate solution at each iteration, whereas for the second version the residual is monotonically reduced.

VERSION A: In this case, one starts with an initial guess $[U]_0$ for the solution. Then one sets

$$[R]_0 = [Y] - [X][U]_0 \quad (7)$$

$$[P]_0 = [X]^N[R]_0 \quad (8)$$

$$a_k = \frac{([X]^N[R]_k, [R]_k)}{([X]^N[P]_k, [P]_k)} \quad (9)$$

$$[U]_{k+1} = [U]_k + a_k[P]_k \quad (10)$$

$$[R]_{k+1} = [R]_k - a_k[X][P]_k \quad (11)$$

$$b_k = \frac{([R]_{k+1}, [R]_{k+1})}{([R]_k, [R]_k)} \quad (12)$$

$$[P]_{k+1} = [X]^N[R]_{k+1} + b_k[P]_k \quad (13)$$

In this case, error between $[U]_{\text{exact}}$ and $[U]_k$ is reduced at each iteration, however there is no guarantee that $[R]_k$ is reduced monotonically.

VERSION B: For this case, one starts with an initial guess $[U]_0$ for the solution and generates

$$[R]_0 = [Y] - [X][U]_0 \quad (14)$$

$$[P]_0 = [X]^N[R]_0 \quad (15)$$

$$a_k = \frac{([X]^N[R]_k, [R]_k)}{([X]^N[P]_k, [P]_k)} \quad (16)$$

$$[U]_{k+1} = [U]_k + a_k[P]_k \quad (17)$$

$$[R]_{k+1} = [R]_k - a_k[X][P]_k \quad (18)$$

$$[P]_{k+1} = [X]^N[R]_{k+1} + b_k[P]_k \quad (19)$$

$$h_k = \frac{([X]^* [R]_{k+1})^* ([X]^* [R]_{k+1})}{([X]^* [R]_k)^* ([X]^* [R]_k)} \quad (20)$$

In this case, $[R]_k^* [R]_k$ is reduced at each iteration however, the error in the solution may not decrease monotonically.

The advantages of the two methods are now apparent, namely

i) In solution of (5) we have never explicitly formed $[X]^* [X]$, even though (5) is being actually solved. Hence, we are dealing with the raw data and not the processed data.

ii) Since we have not formed $[X]^* [X]$, N^2 operations have never been done. What we needed however is 2 matrix multiplications per iteration i.e. $2N^2$ operations. The solution procedure would be efficient if the number of iterations required is less than $\frac{2N}{17}$. However it has been our experience that convergence is obtained typically in $\frac{N}{4}$ or less iterations.

iii) The two methods still work even when $[X]^* [X]$ is exactly singular, in that case one obtains the minimum norm solution. The rate of convergence in that case is still at least $1/N$.

Many authors [4-8] have applied the conjugate gradient method to signal processing problems. Reference [8] has a large number of references.

3. IMPROVED EFFICIENCY IN COMPUTATION THROUGH THE INTRODUCTION OF FFT

In looking at the expressions (7) - (13) and (14) - (20) of the conjugate gradient methods, it is seen that most of the computation time is used in the evaluation of $[X][P]$ and $[X]^* [R]$. These are two matrix products that are required per iteration. The rest of the computations are simply scalar products. Therefore each of the two matrix multiplications require N^2 operations. We propose to minimize the operation count of the matrix product from N^2 to approximately $2(N+N-1) \cdot \log(N+N-1)$ operations by employing FFT.

We observe that the Hankel matrix has a certain specific structure. Therefore the matrix product $[X][P]$

$$[X][P] = \begin{bmatrix} x_0 & x_1 & x_2 \\ x_1 & x_2 & x_3 \\ x_2 & x_3 & x_4 \\ x_3 & x_4 & x_5 \\ x_4 & x_5 & x_6 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} p_2 \\ p_1 \\ p_0 \end{bmatrix} \quad 3 \times 1 \quad (21)$$

can be rewritten as the convolution of two sequences (a) and (b). Where

$$(a) = (x_0; x_1; x_2; x_3; x_4; x_5; x_6) \quad (22)$$

$$(b) = (p_0; p_1; p_2; 0; 0; 0; 0) \quad (23)$$

The result of the matrix product is embedded in the convolution of the two sequences (a) and (b). This is clear as one observes the 3rd, 4th, 5th, 6th and 7th elements of the convolution of (a) and (b). We know that convolution can be efficiently carried out by FFT. So if we perform the FFT of the sequences (a) and (b) and multiply them and then take the inverse FFT, to obtain the sequence (c) as

$$(A) = \text{FFT} (a)$$

$$(B) = \text{FFT} (b)$$

$$(c) = (a) * (b) = (\text{FFT})^{-1} \{ \text{FFT}(a) \cdot \text{FFT}(b) \} \quad (24)$$

then the desired result is the 3rd to the 7th elements of (c). So the total operation counts are:

$$\left. \begin{array}{l} N \cdot N \text{ for matrix product} \\ 2(N+N-1) \log(N+N-1) \text{ using FFT} \end{array} \right\} \quad (25)$$

If $(N+N-1)$ is not a number that is divided by 2, then zero padding could be done to make a number divisible by 2. So the application of the FFT becomes more efficient as the matrix size increases. It is interesting to point out that there is no need to store the matrix $[X]$. All one needs to do is store the $(N+N-1)$ elements of $[X]$ in an one dimensional array. The FFT elements of $[X]$ are replaced by the transformed sequence. Therefore one needs to take only one Fourier transform in the above discussions instead of two.

We also need to compute $[X]^* [R]$ at each iteration. Again this matrix product can also be performed through the utilization of FFT. Also one could utilize the FFT of the sequence of elements in $[X]$ that are already stored in the array.

Therefore, it is clear that at each iteration one needs to take only 4 FFT's rather than performing $2N^2$ multiplications.

There is also a saving from storage point of view. Instead of requiring the storage of $N \cdot N$ elements of matrix $[X]$ one needs to store only $(N+N-1)$ elements and 4 other auxiliary vectors as required by the conjugate gradient method. This concept of utilizing FFT to evaluate matrix products has also been used before [4, 9, 10].

4. NUMERICAL RESULTS

A sample result of number of unknowns against the CPU time is presented in figure 1. For this figure we consider the solution of a complex

362

Toeplitz matrix equation $AX = Y$. The matrix is not Hermitian. This type of matrices often arise in electromagnetic signal detection problems. The CPU time against the number of unknowns is presented in figure 1 to obtain a 12 accuracy in the solution. It is seen that as the number of unknowns are increased from 100 to 900 (complex vectors) the CPU time increased only linearly as opposed to N^2 for the conventional methods. It is important to point out that the conventional methods may be quite competitive, typically for $N < 30$ to 50 unknowns.

REFERENCES

[1] J. M. Taylor, "The condition of Gram matrices and related problems," *Proc. Roy. Soc. Edin.*, Vol. 80A, pp. 43-56, 1978.

[2] T. K. Sarkar, K. R. Sankiewicz and R. F. Stratton, "Survey of Numerical Methods for Solution of Large System of Linear Equations for Electromagnetic field problems," *IEEE Trans. Antennas & Propagation*, Nov. 1981, pp.847-856.

[3] T. K. Sarkar and E. Arvas, "On a class of finite step iterative methods (conjugate directions) for the solution of an operator equation arising in electromagnetics," *IEEE Trans. Antennas & Propagation*, Oct. 1983, pp.1038-1066.

[4] J. R. Fienup, "Phase Retrieval Algorithms: a comparison," *Applied Optics*, Aug. 1982, pp.2758-2769.

[5] F. Kachler and N. Tanner, "The use of Conjugate gradient algorithm in the computation of predictive deconvolution operators," *Geophysics*, vol.50, pp.2752-2758, 1985.

[6] S. Konecny and O. Malcioglu, "Constrained iterative reconstruction by the conjugate gradient method," *IEEE Trans. on Medical Imaging*, Vol. MI-4, 1985, pp.66-71.

[7] J. O. Friel, "Adaptive prediction of stationary time series by modified conjugate direction methods," *Comm. in statistics*, vol. 4, 1975, pp.19-32.

[8] T. K. Sarkar, "The Conjugate gradient method as applied to Electromagnetic Field Problems," *IEEE Antennas & Propagation Magazine*, pp.14-18.

[9] T. K. Sarkar, E. Arvas and S. N. Rao, "Application of FFT and the conjugate gradient method for the solution of electromagnetic radiation from electrically large and small conducting bodies," *IEEE Transactions Antennas and Propagation*, May 1986, pp.633-640.

[10] T. K. Sarkar, S. A. Bissat and B. Z. Hollman, "Deconvolution of impulse response from time to time limited input and output. Theory and Experiment," *IEEE Trans. Instrumentation & Measurement*, Dec. 1985, pp.341-346.

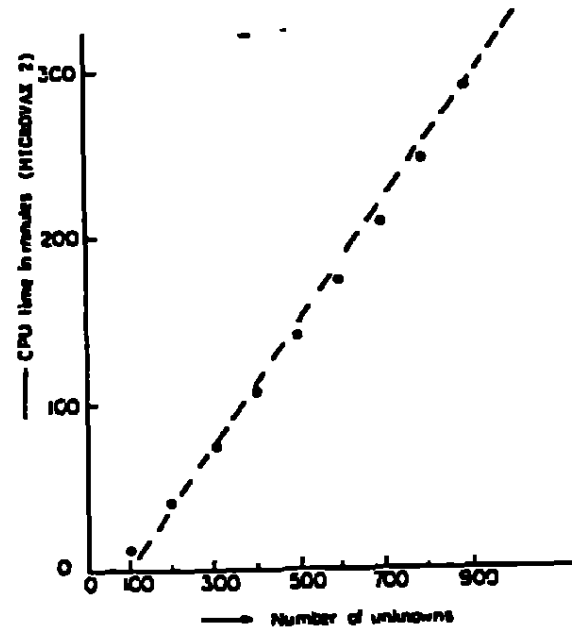


FIGURE 1

42.12.4

1438

INSDOCID-XP 71807A.1

(12) INTERNATIONAL APPLICATION PUBLISHED UNDER THE PATENT COOPERATION TREATY (PCT)

(19) World Intellectual Property Organization
International Bureau



(43) International Publication Date
1 May 2003 (01.05.2003)

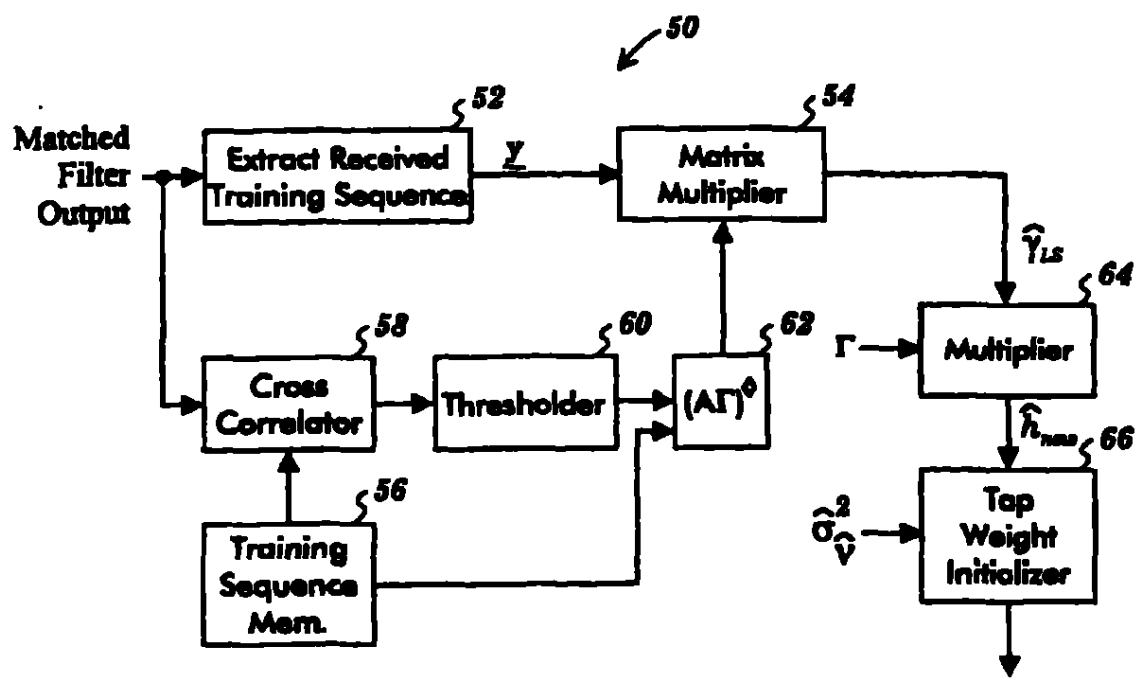
(10) International Publication Number
PCT WO 03/036891 A2

- (51) International Patent Classification⁷: H04L 25/02
- (21) International Application Number: PCT/US02/34112
- (22) International Filing Date: 24 October 2002 (24.10.2002)
- (25) Filing Language: English
- (26) Publication Language: English
- (30) Priority Data:
 - 60/336,415 24 October 2001 (24.10.2001) US
 - 10/278,325 23 October 2002 (23.10.2002) US
- (71) Applicant: ZENITH ELECTRONICS CORPORATION [US/US]: 2000 Millbrook Drive, Lincolnshire, IL 60069 (US).
- (72) Inventors: FIMOFF, Mark; 1020 Concord Lane, Hoffman Estates, IL 60195 (US); SERDAR, Ozen;

- 213-3 Halsey Drive, West Lafayette, IN 47906 (US). ZOLTROWSKI, Michael, D.; 154 Gibson Court, West Lafayette, IN 47906 (US).
- (74) Agent: JOIKE, Trevor; Schiff, Hardin & Waite, 6600 Sears Tower, 233 S. Wacker Drive, Chicago, IL 60606 (US).
- (81) Designated States (*national*): AE, AG, AL, AM, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BR, BY, BZ, CA, CH, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DZ, EC, EE, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, HR, HU, ID, IL, IN, IS, JP, KE, KG, KP, KR, KZ, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LV, MA, MD, MG, MK, MN, MW, MX, MZ, NO, NZ, OM, PH, PL, PT, RO, RU, SD, SE, SG, SI, SK, SL, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, UZ, VC, VN, YU, ZA, ZM, ZW.
- (84) Designated States (*regional*): ARIPO patent (GH, GM, KE, LS, MW, MZ, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), Eurasian patent (AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM), European patent (AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, IE, IT, LU, MC, NL, PT, SE, SK,

[Continued on next page]

(54) Title: CHANNEL ESTIMATION METHOD BLENDING CORRELATION AND LEAST-SQUARES BASED APPROACHES



(57) Abstract: A response of a channel may be estimated by correlating a received signal and a training sequence, by forming a matrix Γ based on a desired shape for the peaks of the correlation, by extracting a vector y from the received signal, and by estimating the channel response from a least-squares solution based on the matrix Γ , the vector y , and a matrix formed from the elements of the known training sequence.

WO 03/036891 A2



TR), OAPI patent (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG).

For two-letter codes and other abbreviations, refer to the "Guidance Notes on Codes and Abbreviations" appearing at the beginning of each regular issue of the PCT Gazette.

Published:

— *without international search report and to be republished upon receipt of that report*

364

90

(12) INTERNATIONAL APPLICATION PUBLISHED UNDER THE PATENT COOPERATION TREATY (PCT)

(19) World Intellectual Property Organization
International Bureau



(43) International Publication Date
1 May 2003 (01.05.2003)

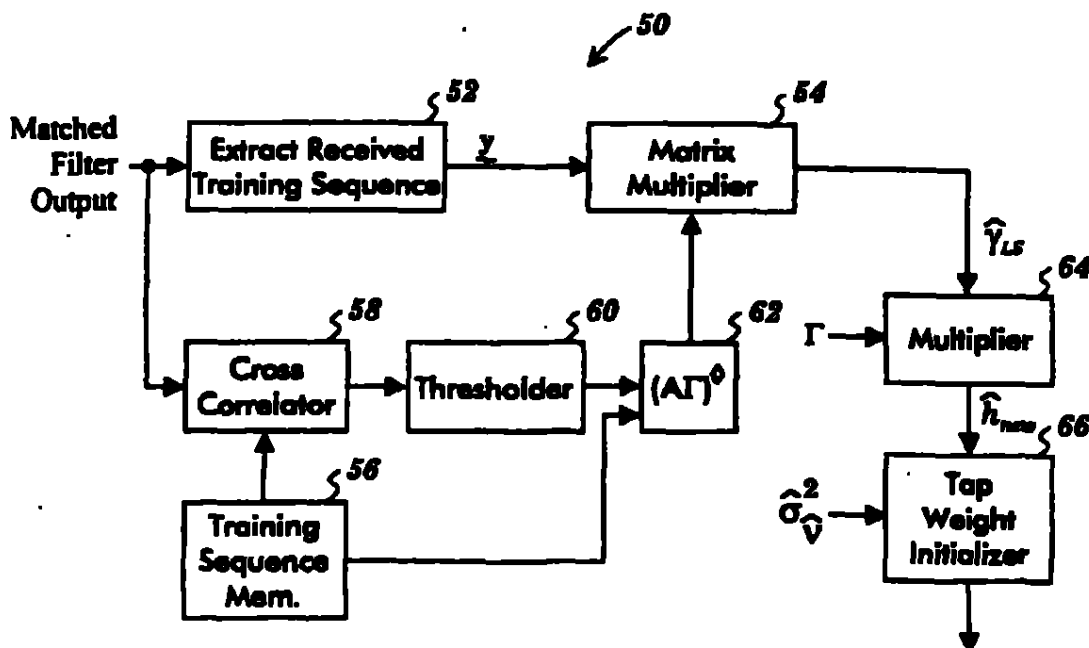
PCT

(10) International Publication Number
WO 03/036891 A3

- (51) International Patent Classification: H04L 25/02 (74) Agent: JOIKE, Trevor: Schiff, Hardin & Waite, 6600
Sears Tower, 233 S. Wacker Drive, Chicago, IL 60606
(US).
- (21) International Application Number: PCT/US02/34112
- (22) International Filing Date: 24 October 2002 (24.10.2002) (81) Designated States (national): AE, AG, AL, AM, AT, AU,
AZ, BA, BB, BG, BR, BY, BZ, CA, CH, CN, CO, CR, CU,
CZ, DE, DK, DM, DZ, EC, EE, ES, FI, GB, GD, GE, GH,
GM, HR, HU, ID, IL, IN, IS, JP, KE, KG, KP, KR, KZ, LC,
LK, LR, LS, LT, LU, LV, MA, MD, MG, MK, MN, MW,
MX, MZ, NO, NZ, OM, PH, PL, PT, RO, RU, SD, SE, SG,
SI, SK, SL, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, UZ, VC,
VN, YU, ZA, ZM, ZW.
- (25) Filing Language: English
- (26) Publication Language: English
- (30) Priority Data:
60/336,415 24 October 2001 (24.10.2001) US
10/278,325 23 October 2002 (23.10.2002) US
- (71) Applicant: ZENITH ELECTRONICS CORPORATION [US/US]; 2000 Millbrook Drive, Lincolnshire, IL
60460 (US).
- (72) Inventors: FIMOFF, Mark; 1020 Concord Lane,
Hoffman Estates, IL 60195 (US). SERDAR, Ozan;
213-3 Hulsey Drive, West Lafayette, IN 47906 (US).
ZOLTROWSKI, Michael, D.; 154 Gibson Court, West
Lafayette, IN 47906 (US).
- (84) Designated States (regional): ARIPO patent (GH, GM,
KE, LS, MW, MZ, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZM, ZW),
Eurasian patent (AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM),
European patent (AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE,
ES, FI, FR, GB, GR, IE, IT, LU, MC, NL, PT, SE, SK,
TR), OAPI patent (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ,
GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG).
- Published:
— with international search report

[Continued on next page]

(54) Title: CHANNEL ESTIMATION USING A COMBINATION OF CORRELATION AND LEAST SQUARE ERROR



(57) Abstract: A response of a channel may be estimated by correlating a received signal and a training sequence, by forming a matrix Γ based on a desired shape for the peaks of the correlation, by extracting a vector y from the received signal, and by estimating the channel response from a least-squares solution based on the matrix Γ , the vector y , and a matrix formed from the elements of the known training sequence.

WO 03/036891 A3



— before the expiration of the time limit for amending the claims and to be republished in the event of receipt of amendments

For two-letter codes and other abbreviations, refer to the "Guidance Notes on Codes and Abbreviations" appearing at the beginning of each regular issue of the PCT Gazette.

(88) Date of publication of the international search report:
31 July 2003

CHANNEL ESTIMATION METHOD BLENDING CORRELATION AND LEAST-SQUARES BASED APPROACHES

Related Applications

The present application claims the benefit of Provisional Application Serial No. 60/336,415 filed on October 24, 2001.

5

Technical Field of the Invention

The present invention relates to a channel estimator and, more particularly, to a channel estimator that estimates the response of a channel through which signals are received.

10

Background of the Invention

For communication systems utilizing a periodically transmitted training sequence, least-squares algorithms or correlation algorithms have been the most widely used alternatives for the estimation of the channel. The estimation of the channel may then be used for various purposes such as initializing the values of the taps of an equalizer at a receiver.

15

Both algorithms use a stored copy of the known transmitted training sequence at the receiver. The properties and length of the training sequence generally depend on the particular standard specifications of the communication system. In addition, a training sequence

20

38

is also used in a communication system for synchronization to indicate the beginning and/or end of a transmitted data frame or packet.

In general, a communication system 10 that
5 utilizes an equalizer adjusted by use of the training signal is shown in Figure 1 and includes an equalizer 12 and a channel estimator 14 of a receiver. The base-band transmitted signal $s(t)$ having a data rate of $1/T$ symbols per second is represented by the following equation:

10

$$s(t) = \sum_k I_k q(t - kT) \quad (1)$$

where $I_k \in A = \{\alpha_1, \dots, \alpha_M\} \subset C^1$ is the transmitted training sequence, which is a discrete M-ary sequence taking
15 values on the generally complex M-ary alphabet A, which also constitutes a two dimensional modulation constellation. The function $q(t)$ as shown in a block 16 represents the pulse shaping performed by a transmitter filter of finite support $[-T_q/2, T_q/2]$.

20 The overall complex pulse shape is denoted by $p(t)$ and is given by the following equation:

$$p(t) = q(t) * q^*(-t) \quad (2)$$

where $q^*(-t)$ shown in a block 18 is the receiver matched filter finite impulse response. Although it is not required, it is assumed, for the sake of simplifying the notation, that the span, T_q , of the transmitter and receiver filters is an integer multiple of the symbol period T ; that is, $T_q = N_q T, N_q \in \mathbb{Z}^+$.

The physical channel between the transmitter and the receiver is denoted by $c(t, \tau)$ and is shown by a block 20, and throughout the discussion below the concatenation of $p(t)$ and the physical channel $c(t, \tau)$ will be denoted by $h(t)$ and is defined by the following equation:

$$h(t) = q(t) * c(t, \tau) * q^*(-t) = p(t) * c(t, \tau) \quad (3)$$

where $h(t)$ is generally referred to as the channel response. The physical channel $c(t, \tau)$ between the transmitter and the receiver is generally described by the following impulse response:

$$c(t, \tau) = \sum_{k=-K}^K c_k(\tau) \delta(t - \tau_k) \quad (4)$$

which describes a time-varying channel, where $\{c_k(\tau)\} \subset C^1$,
 $-K \leq k \leq L$, and $t, \tau \in R$. However, it is assumed that the
time-variation of the channel is slow enough that
 $c(t, \tau) = c(t)$ can be assumed to be a fixed (static) inter-
5 symbol interference (ISI) channel throughout the training
period; that is, it is assumed that $c_k(\tau) = c_k$, which in
turn implies that $c(t)$ is defined by the following
equation:

$$10 \quad c(t) = \sum_{k=-K}^L c_k \delta(t - \tau_k) \quad (5)$$

for $0 \leq t \leq NT$, where N is the number of training symbols.

The summation indices K and L , where K is the
number of anti-causal multi-path delays and L is the
number of causal multi-path delays, are dependent on the
15 channel and are more fully explained below in the
discussion of correlation based channel estimation and
subsequently. The multi-path delays τ_k are not assumed
to be at integer multiples of the sampling period T .
Indeed, an accurate and robust way of recovering the
20 pulse shape back into the concatenated channel estimate
when the multi-path delays are not exactly at the
sampling instants is disclosed herein.

Equations (3) and (5) can be combined according to the following equation:

$$h(t) = p(t) * c(t) = \sum_{k=-K}^L c_k p(t - \tau_k). \quad (6)$$

5

Because both $p(t)$ and $c(t)$ are complex functions, the overall channel impulse response $h(t)$ is also complex. Therefore, $p(t)$, $c(t)$, and $h(t)$ can be written as functions of their real and imaginary parts as given by

10 the following equations:

$$p(t) = p_I(t) + jp_Q(t) \quad (7)$$

$$c(t) = c_I(t) + jc_Q(t) \quad (8)$$

$$h(t) = h_I(t) + jh_Q(t) \quad (9)$$

15

Substituting equations (7)-(9) into equation (6) produces the following equation:

$$\begin{aligned} h(t) &= p(t) * c(t) = (p_I(t) + jp_Q(t)) * (c_I(t) + jc_Q(t)) \\ 20 \quad &= \underbrace{(p_I(t) * c_I(t) - p_Q(t) * c_Q(t))}_{h_I(t)} + \underbrace{j(p_I(t) * c_Q(t) + p_Q(t) * c_I(t))}_{h_Q(t)} \quad (10) \end{aligned}$$

The output matched filter 18 is denoted $y(t)$ and is given by the following equation:

$$y(t) = \left(\sum_k I_k \delta(t - kT) \right) * h(t) + \tilde{v}(t) \quad (11)$$

5

where $\tilde{v}(t)$ designates the complex noise process after the matched filter. As in the case of equations (7)-(9), $y(t)$ can be written in terms of its real and imaginary parts as $y(t) = y_I(t) + jy_Q(t)$. Sampling the output of the matched filter 18 at the symbol rate using a sampler 22 produces the discrete-time representation of the overall communication system according to the following equation:

$$y[n] = y(t)|_{t=nT} = \sum_k I_k h[n-k] + \tilde{v}[n]. \quad (12)$$

15

The transmitted symbols are composed of frames (or packets) of length N' , where the first N symbols are the training symbols a_k . Within a frame of length N' , the symbols may be denoted by the following equation:

20

$$I_k = \begin{cases} a_k, & \text{for } 0 \leq k \leq N-1 \\ d_k, & \text{for } N \leq k \leq N'-1 \end{cases} \quad (13)$$

where the distinction of the first N symbols is made to indicate that they are the known training symbols, and where it is possible that the training symbols a_k belong to a subset of the M -ary constellation alphabet A ; that is $\{a_k \in \tilde{A} \subset A = \{\alpha_1, \dots, \alpha_M\}\}$. In fact, for the 8-VSB digital television system, the signal alphabet is $A = \{\pm 1, \pm 3, \pm 5, \pm 7\}$, while the training sequence can only take binary values within the subset $\tilde{A} = \{-5, +5\}$.

Figure 2 shows a least-squares channel estimator 30 that has been used for the channel estimator 14 of Figure 1. In order to fully estimate the channel defined by equation (6), the least-squares based channel estimation algorithm assumes that the starting point and the ending point of the channel taps are either known or can be bounded. This assumption plays a critical role in the overall quality and robustness of the least-squares estimation procedure. It can be equivalently assumed that the impulse responses of the discrete-time equivalent composite channel $h[n]$ can be written as a finite dimensional vector according to the following equation:

$$\mathbf{h} = [h[-N_a], h[-N_a+1], \dots, h[-1], h[0], h[1], \dots, h[N_c-1], h[N_c]]^T \quad (14)$$

where N_a denotes the number of anti-causal taps of the channel, N_c denotes the number of causal taps of the channel, and N_a+N_c+1 is the total memory of the channel.

5 Based on equation (12) and assuming that $N \geq N_a + N_c + 1$ where N again is the number of training symbols, the output of the matched filter 18 corresponding to the known training symbols can be written as follows:

10

$$y[N_c] = h[-N_a]a_{N_c+N_c} + \dots + h[0]a_{N_c} + \dots + h[N_c]a_0 + \tilde{u}[N_c]$$

$$y[N_c + 1] = h[-N_a]a_{N_c+N_c+1} + \dots + h[0]a_{N_c+1} + \dots + h[N_c]a_1 + \tilde{u}[N_c + 1]$$

⋮

⋮

$$y[N-1-N_a] = h[-N_a]a_{N-1} + \dots + h[0]a_{N-1-N_a} + \dots + h[N_c]a_{N-1-N_a-N_c} + \tilde{u}[N-1-N_a]$$

15

which can be compactly written according to the following vector equation:

20

$$y = Ah + \tilde{u} \quad (15)$$

where y comprises values extracted by a sample extractor 32 from the received signal and is defined according to the following equation:

$$y = [y[N_c], y[N_c + 1], \dots, y[N - 1 - N_a]]^T \quad (16)$$

where A is based on the training signal and is defined according to the following equation:

$$A = \begin{bmatrix} a_{N_c+N_a} & a_{N_c+N_a-1} & \dots & a_0 \\ a_{N_c+N_a+1} & a_{N_c+N_a} & \dots & a_1 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ a_{N-1} & a_{N-2} & \dots & a_{N-1-N_a-N_c} \end{bmatrix}_{(N-N_a-N_c) \times (N_a+N_c+1)} \quad (17)$$

and where $\tilde{v}$ is defined according to the following equation:

$$\tilde{v} = [\tilde{v}[N_c], \tilde{v}[N_c + 1], \dots, \tilde{v}[N - 1 - N_a]]^T.$$

As long as the matrix A is a tall matrix and of full column rank such that $N \geq 2(N_a + N_c) + 1$ and $\text{rank}\{A\} = N_a + N_c + 1$, then the least-squares solution which minimizes the objective function given by the following equation

$$J_{LS}(h) = \|y - Ah\|^2 \quad (18)$$

exists and is unique and is given by the following equation:

5

$$\hat{h}_{LS} = (A^H A)^{-1} A^H y \quad (19)$$

where the superscript H denotes Hermitian transpose, and where $\hat{h}_{LS}$ is the least-squares estimation of the channel between the transmitter and the receiver. Thus, in accordance with equation (19), a matrix multiplier 34 multiplies the matrix y by a matrix A^+ , which is $(A^H A)^{-1} A^H$ and which is stored in a memory 36. Thus, the matrix multiplier produces the channel estimate $\hat{h}_{LS}$ according to equation (19).

One of the problems associated with the least-squares based channel estimation is the uncertainty associated with the actual channel spread; i.e., the spread between the outermost multi-paths. That is, this uncertainty arises because the channel memory and the first and last channel taps are not actually known by the receiver. Therefore, in order to set up equations (16)-(19), some sort of preprocessing is needed, such as

370

correlating the stored training symbols with the received signal, or some pre-assumed starting and ending points for the channel must be used such that the total channel spread is not too long that would otherwise result in the

5 A matrix being a wide matrix rather than a tall one.

Even if the starting and ending points of the actual channel spread are known by the receiver, least-squares based channel estimators still have problems that may be insurmountable. For example, least-squares

10 channel estimators cannot properly estimate the channel from the training sequence if the channel spread is too long for the training sequence to effectively support the channel.

That is, if $N < 2(N_g + N_c) + 1$, such that the number

15 of training symbols is insufficient to support, or create, an over-determined channel convolution matrix A , then there are two cases to consider.

First, if the full A matrix as given by equation (17) is used, the least-squares estimate of

20 equation (19) no longer exists. That is, the matrix $A^H A$ is singular.

Second, if the receiver does not attempt to construct the full A matrix and instead constructs an alternative thinner matrix $\tilde{A}$ with $N \geq 2(\tilde{N}_g + \tilde{N}_c) + 1$ such

that $\tilde{N}_a < N_a$ and/or $\tilde{N}_c < N_c$, then the inverse of $\tilde{A}^H \tilde{A}$ will exist but the new least-squares solution given by the following equation:

$$\tilde{h}_{LS} = (\tilde{A}^H \tilde{A})^{-1} \tilde{A}^H y$$

will not be a very desirable estimate. That is, the resulting channel estimate no longer resembles the actual channel, especially if the actual channel spread is much longer than the training sequence can support.

An example is illustrated in Figures 3(a)-3(e).

A channel with delays $\tau_k = [-105.32, -87.643, -45.443, 0, 12.22, 39.9, 203.659, 321.82, 435.12]$ with a complex raised cosine pulse shape of 41 samples (a channel spread of 580 symbols including the tails of the pulse shape) was simulated. The real part of the channel impulse response seen at the output of the matched filter is shown in Figure 3(a). As shown in Figure 3(a), each peak of the channel impulse response has a raised cosine pulse shape. The training sequence is the same as in the 8 VSB digital television standard and is of length $N = 704$ symbols. With 704 training symbols, a channel with a maximum delay spread of only $N_a + N_c + 1 = 352$ taps, including the tails of the pulse shape, can be supported.

371

Thus, the actual channel has a much longer delay spread than the standard least-squares based method can handle. The least-squares channel estimate corresponding to cases where the receiver constructs a smaller convolution

5 matrix $\tilde{A}$ with $-\tilde{N}_s = -125$, $\tilde{N}_e = 60$, $-\tilde{N}_s = -125$, $\tilde{N}_e = 120$, $-\tilde{N}_s = -125$, $\tilde{N}_e = 206$, and $-\tilde{N}_s = -125$, $\tilde{N}_e = 342$ are shown in Figure 3(b), Figure 3(c), Figure 3(d), and Figure 3(e), respectively. The matrix $\tilde{A}$ is non-singular for all cases except Figure 3(e). As can be seen from Figure 3(b) to

10 Figure 3(d), as the assumed channel spread gets longer, the estimated channel response increasingly deviates from the original channel response. In Figure 3(e), where $\tilde{A}$ is undetermined, the estimated channel no longer resembles the original channel response. However, it may

15 be misleading to assume a very short channel spread in order to obtain a cleaner channel estimate within the assumed channel span. In that case, it is very likely that very significant early pre-cursor multi-paths or late post-cursor multi-paths may be missing.

20 As indicated above, it is also known to apply auto-correlation in estimating the channel. The sampled received sequence at the output of the matched filter is denoted by $y[n]$ and is given in equation (12), where the pre-cursor symbols are at positions $n \geq 0$ and post-cursor

symbols are at positions $n < 0$. The known training sequence is denoted by $s[n] = a_n$ for $n = 0, \dots, N-1$.

The auto-correlation functions $r_s[m]$ and $r_{sy}[m]$ are defined in accordance with the following equations:

5

$$r_s[m] = \sum_{k=0}^{N-1} s^*[k]s[k+m] \quad (20)$$

$$r_{sy}[m] = \sum_{k=0}^{N-1} s^*[k]y[k+m] \quad (21)$$

where $\{s[k] \in \tilde{A}\}$.

10

It is assumed that, in order to be able to use correlation based channel estimation, the training sequence must belong to a certain class of sequences and thereby possess certain desirable properties. An exemplary class of sequences is maximal length pseudo-noise (PN) sequences. A PN-sequence of length n is denoted herein as PN_n . In general, the periodic auto-correlation of a binary valued ($\{+A, -A\}$) PN_n sequence is given by the following equation:

20

$$r_{PN_n}[m] = \begin{cases} A^2 n, & \text{if } m = 0, \pm n, \pm 2n, \dots \\ -A^2, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (22)$$

Figure 4 shows a correlation channel estimator 40 that can be used for the channel estimator 14 to estimate the channel in order to initialize the equalizer 12. The correlation channel estimator 40 includes a cross-correlator 42 that cross-correlates the received signal with the training sequence stored in a memory 44 and a level thresholder 46 that sets to zero any correlation coefficients that are below a predetermined threshold. Accordingly, the correlation channel estimator 40 produces a channel estimate $\hat{h}$.

More specifically, based on the auto-correlation property of equation (22), the channel can be estimated by cross-correlating $s[n]$ (the training sequence known and stored in the receiver) with the received sequence $y[n]$. The initial pre-cursor impulse response estimate $\tilde{h}_a[n]$ is determined from the cross-correlation of the training sequence $s[n]$ stored in the receiver and the actual received symbols at lags from 0 to $-N+1$ with respect to the start of the received training sequence. That is, $\tilde{h}_a[n]$ is given by the following equation:

$$\tilde{h}_a[n] = \frac{1}{r_s[0]} \sum_{k=0}^{N-1} s^*[k] y[k+n] \quad \text{for lags } n = 0, -1, \dots, -N+1 \quad (23)$$

52

Similarly, the initial post-cursor response estimate $\tilde{h}_c[n]$ is determined from the cross-correlation of the training sequence stored in the receiver and the actual received symbols at lags from 1 to $N-1$ with respect to the start of the received training sequence. That is, $\tilde{h}_c[n]$ is given by the following equation:

$$\tilde{h}_c[n] = \frac{1}{r_s[0]} \sum_{k=0}^{N-1} s[k] y^*[k+n] \quad \text{for lags } n=1, 2, \dots, N-1 \quad (24)$$

10

where $r_s[0]$ in equations (23) and (24) is defined according to the following equation:

$$r_s[0] = \sum_{k=0}^{N-1} |a_k|^2$$

15

Equations (23) and (24) imply that the correlations should be extended on either side by the length of the training sequence in order to obtain the longest possible channel estimate within the limits of the transmission standard, with the assumption that $N \geq K$ and $N \geq L$.

20

With respect to the channel estimation procedure given by equations (23) and (24), the overall

initial estimated channel transfer function $\tilde{H}(z)$ is given by the Z-transform of the concatenated channel estimates according to the following equation:

$$\begin{aligned} \tilde{H}(z) &= \sum_{k=-N+1}^0 \tilde{h}_a[k]z^{-k} + \sum_{k=1}^{N-1} \tilde{h}_c[k]z^{-k} \\ &= \sum_{k=-N+1}^{N-1} \tilde{h}[k]z^{-k} \end{aligned} \quad (25)$$

where the concatenated estimated channel impulse $\tilde{h}[n]$ is given by the following equation:

$$\tilde{h}[n] = \begin{cases} \tilde{h}_a[n], & \text{for } -N+1 \leq n \leq 0 \\ \tilde{h}_c[n], & \text{for } 1 \leq n \leq N-1 \end{cases} \quad (26)$$

Equation (25) can be rewritten in accordance with the following equation:

$$\tilde{H}_s(z) = \frac{1}{r_s[0]} \tilde{A}^{-H} \tilde{y} z^{-k} \quad (27)$$

where $\tilde{A}$ is a $(N + N_a + N_c)$ by $(N_a + N_c + 1)$ Toeplitz matrix with a first column $[a_0, a_1, \dots, a_{N-1}, 0, \dots, 0]^T$ and a first row $[a_0, 0, \dots, 0]^T$, and where $\tilde{y} =$

$[y[-N_s], \dots, y[N + N_c - 1]]^T$. In order to get rid of the side lobes of the aperiodic autocorrelation, the autocorrelation of the training sequence is determined according to the following equation:

5

$$R_{aa} = \frac{1}{r_s[0]} \tilde{A}^H \tilde{A} \quad (28)$$

and then R_{aa} can be inverted and applied to $\tilde{H}_u(z)$ according to the following equation:

10

$$\tilde{H}_c(z) = R_{aa}^{-1} \tilde{H}_u(z) \quad (29)$$

However, the channel estimate $\tilde{H}_c(z)$ obtained by equation (29) has the contributions due to unknown symbols prior to and after the training sequence, as well as the additive channel noise; only the side lobes due to the aperiodic correlation is removed.

As discussed below, the correlations of equations (23) and (24) will clearly yield peaks at $\{D_k^a \in Z^+\}$, for $k = -K, \dots, -1, 0$, and at $\{D_k^c \in Z^+\}$, for $k = 1, \dots, L$. These delays D_k^a and D_k^c are the sampling instants closest to the locations of the actual physical

374

55

channel multi-path delays τ_k for $k = -K, \dots, -1, 0, 1, \dots, L$ within a symbol interval.

As shown in Figure 4, there is a level thresholding algorithm following right after the cross-correlations such that the estimated channel taps are set to zero if they are below a certain threshold. This thresholding algorithm operates in accordance with the following equation:

$$10 \quad \text{set } \hat{h}_c[n] = \begin{cases} 0, & \text{if } \tilde{h}_c[n] < \varepsilon \\ \tilde{h}_c[n], & \text{otherwise} \end{cases} \quad (30)$$

for $n = -N+1, \dots, -1, 0, 1, \dots, N-1$, where the subscript c denotes that the corresponding function has been cleansed of side lobes. As a result, the estimated transfer function $\hat{H}_c(z)$ after thresholding can, in general, be written according to the following equation:

$$20 \quad \begin{aligned} \hat{H}_c(z) &= \tilde{\beta}_K z^{D_K^a} + \dots + \tilde{\beta}_2 z^{D_2^a} + \tilde{\beta}_1 z^{D_1^a} + \tilde{\alpha}_0 + \tilde{\alpha}_1 z^{-D_1^c} + \tilde{\alpha}_2 z^{-D_2^c} + \dots + \tilde{\alpha}_L z^{-D_L^c} \\ &= \tilde{\alpha}_0 (\beta_K z^{D_K^a} + \dots + \beta_1 z^{D_1^a} + 1 + \alpha_1 z^{-D_1^c} + \dots + \alpha_L z^{-D_L^c}) \end{aligned} \quad (31)$$

where $\alpha_i = \tilde{\alpha}_i / \tilde{\alpha}_0$ for $1 \leq i \leq L$, and $\beta_k = \tilde{\beta}_k / \tilde{\alpha}_0$ for $1 \leq k \leq K$.

The notation of equation (31) is adopted because, after

165

thresholding, there are usually very few dominant taps. Accordingly, the channel after correlation and thresholding is sparse. Moreover, the peaks in the channel estimate no longer have the pulse shapes of the
 5 actual channel response.

In equation (31), the coefficients β_k correspond to the post-cursor (causal) part of the correlation, and the coefficients α_i correspond to the pre-cursor (anti-causal) part of the correlation. The
 10 delays D_i^a are the anti-causal delays, and the delays D_i^c are the causal delays. As a convention, it is assumed that $1 \leq D_1^c < D_2^c < \dots < D_L^c$ and similarly that
 $1 \leq D_1^a < D_2^a < \dots < D_K^a$. Also, by the construction of the channel estimates in equations (23) and (24), $D_K^a \leq N-1$
 15 and $D_L^c \leq N-1$.

At this point, the causal part $\hat{H}_c$ and the anti-causal part $\hat{H}_a$ of the transfer function of equation (31) can be defined in accordance with the following equations:

20

$$\hat{H}_a(z) = \tilde{\alpha}_0(\beta_K z^{D_K^a} + \dots + \beta_2 z^{D_2^a} + \beta_1 z^{D_1^a} + 1) \quad (32)$$

$$\hat{H}_{ac}(z) = \alpha_0(\alpha_1 z^{-D_1^c} + \alpha_2 z^{-D_2^c} + \dots + \alpha_L z^{-D_L^c}) \quad (33)$$

such that $\hat{H}_c(z) = \hat{H}_{ac}(z) + \hat{H}_{cc}(z)$. Again the first subscript denotes whether the part is anti-causal or causal, and the second subscript denotes that the part has been cleansed of the side lobes. The partition of equations (32) and (33) enable the development of the appropriate feed-forward filter initializations for a Decision Feedback Equalizer (DFE).

Unfortunately, if the PN training sequence is finite and the standard linear correlation is used, the auto-correlation values corresponding to the non-zero lags will not be constant and will not be as low as $-A^2$. As a simple illustration, a sequence composed of six PN₅₁₁ appended back to back may be considered so that the sequence is given by the following equation:

$$y = [PN_{511}, PN_{511}, PN_{511}, PN_{511}, PN_{511}, PN_{511}]. \quad (34)$$

Then, $r_{xy}[m]$, with $x = [PN_{511}]^T$, will be given as shown in Figure 5. A low correlation value of $-A^2$ will be obtained for lags that are not multiples of $L = 511$ corresponding to the intermediate PN₅₁₁ portions of the of

the long sequence y . However, as illustrated in Figure 5, for the outermost lags, this constant and low correlation value of $-A^2$ will not be obtained. Instead, these correlation tails are noise like due to the finiteness of the training sequence. That is, the stored training sequence is correlated not only with the training sequence in the received signal but also with random data symbols and reserved symbols.

The training sequence that is used for digital television is given by the following equation:

$$\tilde{s} = [ss, PN_{311}, PN_{63}, \pm PN_{63}, PN_{63}]^T$$

where $ss = [+5 \ -5 \ -5 \ +5]$ represents the four segment sync symbols at the beginning of the frame sync segment.

There are also reserved frame bits and data bits right before and after the training sequence $\tilde{s}$.

In summary, the correlations of the received signal with the stored training sequence will be noisy because the PN sequences are finite in length so that they will not achieve the desired low correlation values for non-zero lags, and because the span of the cross-correlation includes the known training sequence as well as random data symbols and reserved symbols.

Because of these reasons, the initial estimate of the channel that is acquired from the correlation of the matched filter output with the stored training sequence will not yield a clean and accurate channel estimate. Accordingly, even if the channel tap estimates $\{\alpha_i, \beta_i\}$ are scaled properly, they will not be very close to the actual channel tap values $\{c_{kp}(0)\}$ due to the reasons given above as well as due to the fact that there may also be tap values in the tails of the adjacent multi-paths. Hence, both the amplitudes and phases of the estimated tap values may be incorrect.

Moreover, after the thresholding takes place, the most likely result is that the thresholded correlation will include only the peaks of the channel taps, which implies that the tails of the raised cosine pulse shape that are under the noisy correlation output may be eliminated entirely. This elimination of the tails may lead to critical performance loss in the initialization of the equalizer 12 and a slower convergence onto the correct tap values for the equalizer 12 after initialization.

The present invention mitigates the problems of the least-squares channel estimators and the correlation channel estimators providing a channel estimator that is

a blend of a least-squares channel estimator and a correlation channel estimator.

Summary of the Invention

5 In accordance with one aspect of the present invention, a method for determining a channel response comprises the following: determining a matrix Γ based on a correlation of a received signal and a known training sequence; extracting a vector y from a received signal;
10 and, estimating the channel response from a least-square solution based on the matrix Γ , the vector y , and a matrix A formed from the elements of the known training sequence.

In accordance with another aspect of the
15 present invention, a method for determining a channel response comprises the following: determining a matrix Γ based on a correlation of a received signal and a known training sequence; extracting a vector y from a received signal; determining an unknown coefficient vector γ_{LS}
20 according to the following equation:

$$\gamma_{LS} = (\Gamma^H A^H A \Gamma)^{-1} \Gamma^H A^H y$$

(cl)

wherein the unknown coefficient vector γ_{LS} comprises a least-squares solution of the following equation:

$$y = A\Gamma\gamma + v$$

5

and wherein A comprises a matrix based on the training sequence; and, determining a channel response according to the following equation:

10

$$\hat{h}_{new} = \Gamma\gamma_{LS}.$$

In accordance with still another aspect of the present invention, a method for determining a channel response comprises the following: correlating a received signal with a training sequence; constructing a matrix Γ by approximating a desired pulse shape for each peak of the correlation; constructing a matrix A based on the training sequence; solving a least-squares solution of the following equation in order to derive an unknown coefficient vector γ :

20

$$y = A\Gamma\gamma$$

wherein y is a vector representing a received signal;
and, determining the channel response from the unknown
coefficient vector γ and the matrix Γ .

5 Brief Description of the Drawings

These and other features and advantages will
become more apparent from a detailed consideration of the
invention when taken in conjunction with the drawings in
which:

10 Figure 1 illustrates a generalized system whose
equalizer is initialized by a channel estimator;

Figure 2 illustrates a least-squares channel
estimator that has been used for the channel estimator of
Figure 1;

15 Figures 3(a)-3(e) illustrate an exemplary
simulation useful in explaining problems associated with
the least-squares channel estimator of Figure 2;

Figure 4 illustrates a correlation channel
estimator that has been used for the channel estimator of
20 Figure 1;

Figure 5 illustrates an exemplary simulation
useful in explaining problems associated with the
correlation channel estimator of Figure 4; and,

Figure 6 illustrates a channel estimator according to an embodiment of the present invention that is a blend of a least-squares channel estimator and a correlation channel estimator.

5

Detailed Description

Figure 6 illustrates a blended channel estimator 50 having a sample extractor 52, a matrix multiplier 54, a training sequence memory 56 that stores
10 a training sequence, a cross-correlator 58, a level thresholder 60, a combiner unit 62, a multiplier 64, and a tap weight initializer 66. The sample extractor 52 extracts values y from the output of a receiver's matched filter, and the matrix multiplier 54 multiplies the
15 extracted values y by a matrix $(A\Gamma)^0$, where the matrix $(A\Gamma)^0$ is calculated by the combining unit 62 in the manner described below. The cross-correlator 58 cross-correlates the received signal with the stored training sequence stored in the memory 56 and the resulting cross-
20 correlation is thresholded by the level thresholder 60 so that the combining unit 62 can construct the matrix $(A\Gamma)^0$ from the output of the level thresholder 60 and the training sequence stored in the memory 56.

Thus, the blended estimation procedure illustrated by Figure 6 starts from the exact same steps of the correlation based estimation as outlined by equations (23) and (24), and then the thresholding step is performed on the channel estimate as indicated by equation (27) in order to clean up the noise in the channel estimate. These steps produce the cleaned channel estimate $\hat{H}_c(z)$ shown in Equation (31). In equation (31), the value 1 denotes the main signal and the other values in equation (2) denote multi-paths. Equivalently, the cleaned channel impulse response estimate can be represented as shown in the following equation:

$$\hat{h}_c = \tilde{\alpha}_0 [\beta_K, \underbrace{0, \dots, 0}_{D_K^a - D_{K-1}^a - 1 \text{ zeros}}, \beta_{K-1}, \dots, \beta_1, \underbrace{0, \dots, 0}_{D_1^a - 1 \text{ zeros}}, \underbrace{0, \dots, 0}_{D_1^c - 1 \text{ zeros}}, \alpha_1, \dots, \alpha_{L-1}, \underbrace{0, \dots, 0}_{D_L^c - D_{L-1}^c - 1 \text{ zeros}}, \alpha_L]^T \quad (35)$$

where the zeros represent the spaces between the peaks. The structure and notation of equations (31) and (35) are important to the derivation of the algorithm below.

As indicated above, the pulse shape $p(t)$ is convolved by the physical channel $c(t)$ according to equation (6). As also indicated above, this pulse shape

is lost due to the correlation and thresholding process. Therefore, it is desirable to recover this pulse shape for each of the multi-paths. Accordingly, the shifted and scaled copies of the pulse shape $p(t)$ (shifted by τ_k and scaled by c_k) may be approximated by a linear combination of three pulse shape functions shifted by half a symbol interval ($T/2$). This linear combination is given by the following equation:

$$c_k p(nT - \tau_k) \approx \begin{cases} \sum_{l=-1}^1 \gamma_l^{(k)} p\left(\left(n + D_k^e - \frac{l}{2}\right)T\right) & -K \leq k \leq -1 \\ \sum_{l=-1}^1 \gamma_l^{(k)} p\left(\left(n - D_k^e - \frac{l}{2}\right)T\right) & 1 \leq k \leq L \end{cases} \quad (36)$$

where $\{\gamma_l^{(k)}, K \leq k \leq L\}_{l=-1}^1 \subset \mathbb{C}^1$. The last part of equation (36) contains an approximation of the pulse shape of the transmitter/receiver filter combination. By making this approximation, the tails of the complex pulse shape $p(t)$ can be efficiently recovered even though these tails are buried under the noisy output of the correlation processing and are lost when uniform thresholding is applied.

To arrive at this approximation, three vectors $\mathbf{p}_k$ are introduced for $k=-1, 0, +1$, each containing T

spaced samples of the complex pulse shape $p(t)$ shifted by $kT/2$ (for $k = -1, 0, +1$) according to the following three equations:

$$5 \quad p_{-1} = \left[p\left(-N_q T + \frac{T}{2}\right), \dots, p\left(-T + \frac{T}{2}\right), p\left(\frac{T}{2}\right), p\left(T + \frac{T}{2}\right), \dots, p\left(N_q T + \frac{T}{2}\right) \right]^T \quad (37)$$

$$p_0 = [p(-N_q T), \dots, p(-T), p(0), p(T), \dots, p(N_q T)]^T \quad (38)$$

$$10 \quad p_1 = \left[p\left(-N_q T - \frac{T}{2}\right), \dots, p\left(-T - \frac{T}{2}\right), p\left(-\frac{T}{2}\right), p\left(T - \frac{T}{2}\right), \dots, p\left(N_q T - \frac{T}{2}\right) \right]^T \quad (39)$$

By concatenating these vectors, a $(2N_q+1) \times 3$ matrix P is defined according to the following equation:

$$P = [p_{-1}, p_0, p_1] \quad (40)$$

This vector represents shifted and sampled values of a raised cosine pulse.

A matrix Γ whose columns are composed of the shifted vectors p_k , where the shifts represent the relative delays of the multi-paths. This matrix Γ is given by the following equation:

20

6A

$$\Gamma = \begin{bmatrix} P & \theta_{(D_K^a - D_{K-1}^a)x3} & & \theta_{D_K^a x3} & & \\ \theta_{(D_K^a + D_L^c)x3} & P & \ddots & \theta_{D_K^a x3} & & \\ & \theta_{(D_L^c + D_{K-1}^a)x3} & & P & \theta_{(D_K^a + D_{L-1}^c)x3} & \\ & & \theta_{D_L^c x3} & \ddots & P & \theta_{(D_K^a + D_L^c)x3} \\ & & & & \theta_{(D_L^c - D_{L-1}^c)x3} & P \end{bmatrix} \quad (41)$$

where Γ is of dimension $(D_K^a + D_L^c + 2N_q + 1)$ by $3(K+L+1)$

5 dependent on the channel spread, and $0_{m \times n}$ denotes an m by

n zero matrix such as a $D_K^a - D_{K-1}^a$ by 3 matrix of zeros.

The received signal vector y and the training sequence

vector $\mathbf{A}$ are defined by equations (16) and (17),

respectively. Because of the assumption that $q(t)$ spans

10 N_q symbol durations, $q[n]$ has $N_q + 1$ sample points and

$p[n]$ in turn has $2N_q + 1$ samples. Therefore, $N_s = D_K^a + N_q$

and $N_c = D_L^c + N_q$.

An unknown vector γ is defined in accordance

with the following equation:

15

$$\gamma = [\gamma^{(-K)}, \dots, \gamma^{(0)}, \dots, \gamma^{(L)}]^T \quad (42)$$

where $\gamma^{(k)} = [\gamma_{-1}^{(k)}, \gamma_0^{(k)}, \gamma_1^{(k)}]$ for $-K \leq k \leq L$. The unknown vector γ has coefficients $\{\gamma_n^{(k)}\}$ where $n = -1, 0, 1$, and where $k = -K, \dots, 0, \dots, L$ and has a length of $3(K+L+1)$. Similarly to equation (15), the vector y representing the output of the receiver's matched filter may be given by the following equation:

$$y = A\Gamma\gamma + v \quad (43)$$

where v is the observed noise vector. Using a least-squares solution, the unknown coefficient vector γ can be estimated in accordance with the following equation:

$$\hat{\gamma}_{LS} = (\Gamma^H A^H A \Gamma)^{-1} \Gamma^H A^H y = (A\Gamma)^{\dagger} y \quad (44)$$

15

Once the least-squares estimated vector $\hat{\gamma}_{LS}$ is obtained, the new channel estimate $\hat{h}_{new}$, where the pulse tails are recovered, can simply be obtained in accordance with the following equation:

20

$$\hat{h}_{new} = \Gamma \hat{\gamma}_{LS} \quad (45)$$

The multiplier 64 multiplies $\hat{r}_{LS}$ from the matrix multiplier 54 by Γ according to equation (45) in order to produce $\hat{h}_{new}$. Equations (44) and (45) may be solved using either a singular value decomposition (SVD) method, by a
 5 conjugate gradient (CG) method, or by any other suitable method.

Once the new estimated channel vector is determined per equation (45), the reconstructed vector at the output of the receiver matched filter can be defined,
 10 based on $\hat{h}_{new}$ according to the following equation:

$$\tilde{y} = A\hat{h}_{new} \quad (46)$$

$$\tilde{y} = A\Gamma\hat{r}_{LS} \quad (47)$$

$$\tilde{y} = A\Gamma(\Gamma^H A^H A \Gamma)^{-1} \Gamma^H A^H y \quad (48)$$

15

The variance of the noise samples at the output of the receiver's matched filter, $\sigma_{\tilde{y}}^2$, can be estimated based on the following equation:

$$20 \quad \sigma_{\tilde{y}}^2 = \frac{1}{N - D_K^a - N_L^c} \|\tilde{y} - y\|^2 \quad (49)$$

which arises naturally. The length of the vector $\mathbf{Y}$ is
 $N - D_K^a - D_L^c$.

The tap weight initializer 66 may then
initialize the tap weights of the taps of the equalizer
5 12 using the channel estimate $\hat{h}_{new}$ and the noise variance
 $\hat{\sigma}_j^2$ in a manner that is known in the art.

When the present invention is used to
initialize the taps weights of the taps of an equalizer,
the noise variance given by equation (49) and the new
10 channel response given by equation (45) can be combined
in any known way so as to produce the initial tap weights
for the taps of the equalizer. Alternatively, instead of
combining the noise variance given by equation (49) and
the new channel response given by equation (45), a small
15 non-zero value noise variance may be assumed and this
assumed value may be combined with the new channel
response given by equation (45) so as to produce the
initial tap weights for the taps of the equalizer.

Modifications of the present invention will
20 occur to those practicing in the art of the present
invention. For example, the present invention as
described above relies on the use of a training signal.
However, other signals, such as data signals, can be used
to implement the present invention. Also, although the

71

invention is specifically shown for use in initializing the taps of an equalizer, the channel estimate produced in accordance with the present invention can be used for other purposes.

5 Accordingly, the description of the present invention is to be construed as illustrative only and is for the purpose of teaching those skilled in the art the best mode of carrying out the invention. The details may be varied substantially without departing from the spirit
10 of the invention, and the exclusive use of all modifications which are within the scope of the appended claims is reserved.

123

We claim:

- 1 1. A method for determining a channel
2 response comprising:
3 determining a matrix Γ based on a correlation
4 of a received signal and a known training sequence;
5 extracting a vector y from a received signal;
6 and,
7 estimating the channel response from a least-
8 squares solution based on the matrix Γ , the vector y , and
9 a matrix A formed from the elements of the known training
10 sequence.
- 1 2. The method of claim 1 wherein the channel
2 response has a pulse shape, and wherein the matrix Γ is
3 constructed so as to approximate the pulse shape of the
4 channel response.

383

1 3. The method of claim 2 wherein the matrix Γ
2 comprises three sets of samples derived from the pulse
3 shape, wherein the samples have a period T , wherein the
4 first set comprises the pulse shape samples shifted by
5 $+T/2$, wherein the second set comprises the pulse shape
6 samples not shifted, and wherein the third set comprises
7 the pulse shape samples shifted by $-T/2$.

1 4. The method of claim 3 wherein the pulse
2 shape from which the samples are derived comprises a
3 complex raised cosine pulse shape.

1 5. The method of claim 1 wherein the matrix Γ
2 is constructed with a number of zeros dependent on
3 distances between peaks of the correlation.

1 6. The method of claim 5 wherein the channel
2 response has a pulse shape, and wherein the matrix Γ is
3 constructed so as to approximate the pulse shape of the
4 channel response.

74
1 7. The method of claim 6 wherein the matrix Γ
2 comprises three sets of samples derived from the pulse
3 shape, wherein the samples have a period T , wherein the
4 first set comprises the pulse shape samples shifted by
5 $+T/2$, wherein the second set comprises the pulse shape
6 samples not shifted, and wherein the third set comprises
7 the pulse shape samples shifted by $-T/2$.

1 8. The method of claim 7 wherein the pulse
2 shape from which the samples are derived comprises a
3 complex raised cosine pulse shape.

1 9. The method of claim 1 wherein the least-
2 squares solution is solved using a singular value
3 decomposition method.

1 10. The method of claim 1 wherein the least-
2 squares solution is solved using a conjugate gradient
3 method.

1 11. The method of claim 1 further comprising
2 determining initial tap weights for an equalizer based on
3 the channel response.

12. The method of claim 11 further comprising
determining the initial tap weights for the equalizer
based on the channel response and a noise variance σ_v^2
given by the following equation:

$$\sigma_v^2 = \frac{1}{N - D_K^a - N_L^c} \|\hat{y} - y\|^2$$

wherein D denotes distance between peaks of the
correlation, wherein the superscript a denotes a distance
of a corresponding anti-causal peak, wherein the
superscript c denotes a distance of a corresponding
causal peak, wherein K denotes the number of anti-causal
peaks, wherein L denotes the number of causal peaks,
wherein N denotes a number of training symbols in the
training sequence, and wherein $\hat{y}$ is based on the vector
y.

1 18. The method of claim 17 wherein the matrix
 2 Γ is given by the following equation:

3

$$4 \quad \Gamma = \begin{bmatrix} P & \theta_{(D_K^a - D_{K-1}^a)x3} & \dots & \theta_{D_K^a x3} \\ \theta_{(D_K^a + D_L^c)x3} & P & \dots & \theta_{(D_K^a + D_{L-1}^c)x3} \\ & \theta_{(D_L^c + D_{K-1}^a)x3} & \dots & P \\ & & \theta_{D_L^c x3} & \dots & \theta_{(D_K^a + D_L^c)x3} \\ & & & \theta_{(D_L^c - D_{L-1}^c)x3} & P \end{bmatrix}$$

5

6 wherein the zero matrices are dependent on distances D
 7 between peaks of the correlation, wherein the superscript
 8 a denotes a distance of a corresponding anti-causal peak,
 9 wherein the superscript c denotes a distance of a
 10 corresponding causal peak, wherein K denotes the number
 11 of anti-causal peaks, and wherein L denotes the number of
 12 causal peaks.

1 19. The method of claim 18 wherein the pulse
 2 shape comprises a complex raised cosine pulse shape.

1 20. The method of claim 13 wherein the matrix
2 A is given by the following equation:

3

$$4 \quad A = \begin{bmatrix} a_{N_c+N_a} & a_{N_c+N_a-1} & \cdots & a_0 \\ a_{N_c+N_a+1} & a_{N_c+N_a} & \cdots & a_1 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ a_{N-1} & a_{N-2} & \cdots & a_{N-1-N_a-N_c} \end{bmatrix}_{(N-N_a-N_c) \times (N_a+N_c+1)}$$

5

6 wherein a_i comprise training symbols, wherein N comprises
7 the number of training symbols, wherein N_a comprises the
8 number of anti-causal peaks in the correlation, and
9 wherein N_c comprises the number of causal peaks in the
10 correlation.

1 21. The method of claim 20 wherein the channel
2 response has a pulse shape, and wherein the matrix Γ is
3 constructed so as to approximate the pulse shape of the
4 channel response.

1 30. The method of claim 13 further comprising
2 determining the initial tap weights for the equalizer
3 based on the channel response $\hat{h}_{new}$ and a noise variance
4 σ_v^2 given by the following equation:

5

6
$$\sigma_v^2 = \frac{1}{N - D_K^a - N_L^c} |\tilde{y} - y|^2$$

7

8 wherein D denotes distance between peaks of the
9 correlation, wherein the superscript a denotes a distance
10 of a corresponding anti-causal peak, wherein the
11 superscript c denotes a distance of a corresponding
12 causal peak, wherein K denotes the number of anti-causal
13 peaks, wherein L denotes the number of causal peaks,
14 wherein N denotes a number of training symbols in the
15 training sequence, and wherein $\hat{y}$ is based on the vector
16 y .

31. A method for determining a channel
response comprising:
correlating a received signal with a training
sequence;
constructing a matrix Γ by approximating a
desired pulse shape for each peak of the correlation;
constructing a matrix A based on the training
sequence;
solving a least-squares solution of the
following equation in order to derive an unknown
coefficient vector γ :
$$y = A\Gamma\gamma$$

wherein y is a vector representing a received signal;
and,
determining the channel response from the
unknown coefficient vector γ and the matrix Γ .

1 32. The method of claim 31 wherein the matrix
2 Γ is based on three sets of samples derived from the
3 desired pulse shape, wherein the samples have a period T ,
4 wherein the first set comprises the pulse shape samples
5 shifted by $+T/2$, wherein the second set comprises the
6 pulse shape samples not shifted, and wherein the third
7 set comprises the pulse shape samples shifted by $-T/2$.

1 33. The method of claim 32 wherein the desired
2 pulse shape comprises a complex raised cosine pulse
3 shape.

1 34. The method of claim 31 wherein the matrix
2 Γ is constructed with a number of zeros dependent on
3 distances between peaks of the correlation.

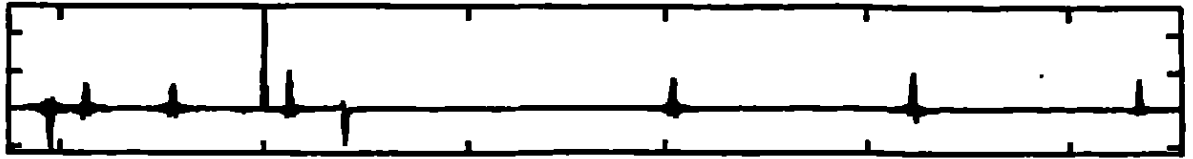
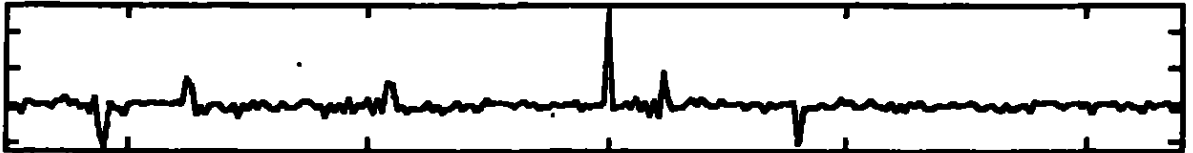
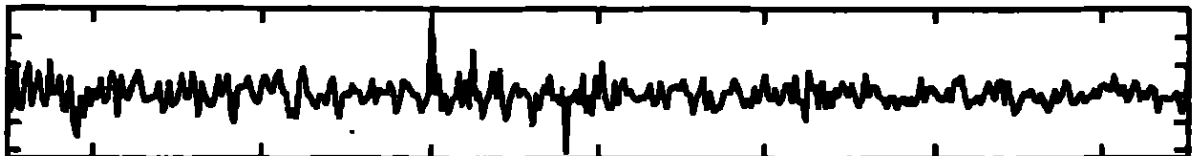
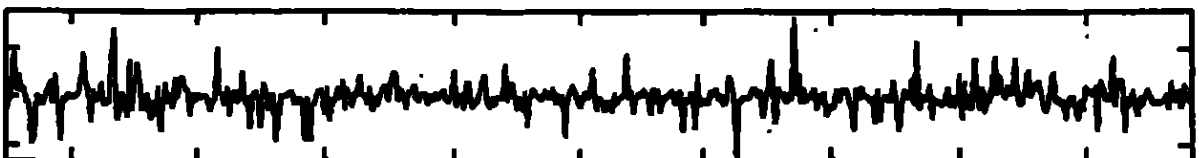
1 35. The method of claim 31 wherein the
2 determining of the channel response from the unknown
3 coefficient vector γ and the matrix Γ comprises
4 multiplying the matrix Γ by the unknown coefficient
5 vector γ .

1 36. The method of claim 31 wherein the desired
2 pulse shape comprises a complex raised cosine pulse
3 shape.

1 37. The method of claim 31 wherein the solving
2 of the least-squares solution comprises solving the
3 least-squares solution using a singular value
4 decomposition method.

1 38. The method of claim 31 wherein the solving
2 of the least-squares solution comprises solving the
3 least-squares solution using a conjugate gradient method.

1 39. The method of claim 31 further comprising
2 adjusting the tap weights of the taps of the equalizer
3 based on the channel response.

*Figure 3(a)**Figure 3(b)**Figure 3(c)**Figure 3(d)**Figure 3(e)*

SUBSTITUTE SHEET (RULE 26)



192



Figure 6

342

✓

99

SCAN0011.pdf

CHANNEL EQUALIZATION WITH ADAPTIVE FILTERING AND THE PRE-CONDITIONED CONJUGATE GRADIENT ALGORITHM

Robert A. Souni¹

W. Kenneth Jenkins²

Coordinated Science Laboratory
Department of Electrical and Computer Engineering
University of Illinois at Urbana-Champaign
Urbana, Illinois, 61801, USA
¹rsouni@uiuc.edu
²jenkins@uiucsl.csl.uiuc.edu

ABSTRACT

Communication system performance is often degraded by the imperfections of the channel. Additive noise, and actual channel characteristics can be unknown prior to transmission. Use of adaptive equalizers to compensate for these imperfections can significantly improve the performance of the overall system. For highly-correlated received sequences, convergence rate of these equalizers is a strongly limiting factor. This paper presents a novel scheme employing the use of the pre-conditioned conjugate gradient algorithm for channel equalization. Simulation examples are presented for channel equalization problems comparing performance of the LMS algorithm to the pre-conditioned conjugate gradient algorithm for algorithms which minimize the mean square error and the constant-modulus criterion.

1. INTRODUCTION

Adaptive filters can be used to improve performance of communication systems. Unknown channel characteristics can lower bit-error rates and make communication systems unreliable. Employing an adaptive filter to effectively equalize the channel compensates for the finite memory of the channel, and can improve performance in terms of mean-square error and bit-error rate. In Figure 1, a simplified communications channel employing an adaptive equalizer is shown. The details of the transmitter and the receiver are omitted here. For this system, the transmitted sequence is known a-priori at the receiver. The use of this brief training sequence allows for channel compensation prior to regular use of the channel for communication. When this training sequence is known, and the delay can be closely approximated, the output error is minimized in a mean square sense.

This output error, $e(n)$, between the adaptive filter output and the training sequence, $d(n)$, can be represented in terms of the received signal, $x(n)$, and the adaptive filter coefficients, $w_i(n)$, by

$$e(n) = d(n) - W^T(n)X(n) \quad (1)$$

where $W(n)$ and $X(n)$ are vectorized versions of the adaptive filter coefficients, and the received signal:

$$W(n) = [w_0(n) \ w_1(n) \ \dots \ w_{N-1}(n)]^T \quad (2)$$

$$X(n) = [x(n) \ x(n-1) \ \dots \ x(n-N+1)]^T \quad (3)$$

Traditional LMS filters attempt to minimize the error signal, $e(n)$ in a mean square sense. The performance function is

$$J(n) = E[e^2(n)]. \quad (4)$$

If the signal $d(n)$ is unknown or other system limitations prevent the re-transmission of the training sequence, then, equalization of the channel via an adaptive filter may be performed by optimizing a slightly different objective function. For many communication systems, some property of the transmitted sequence signal is known at the receiver, particularly the modulus or amplitude. In that case, the adaptation algorithm attempts to minimize the difference between the output of the adaptive filter, $y(n) = W^T(n)X(n)$ and the known modulus. In this situation, the performance function of this constant modulus algorithm (CMA) is

$$J(n) = E[|y(n)|^p - |\delta|^p]^q \quad (5)$$

where δ is the known or expected amplitude (modulus) of the signal and p, q are integers. Treichler et al. [9] applied the LMS algorithm to the case where $p = 1$ and $q = 2$. This algorithm appears to have markedly slower convergence rates for highly colored input channels than traditional mean square error approaches.

Schirnsinger [8] presents an experimental survey of a number of adaptation techniques including LMS, transform-domain, lattice filter structures, fast quasi-Newton algorithms and a variant of the conjugate gradient technique presented in [6]. Each of the algorithms presented offered performance improvement over LMS-based algorithms at the expense of increased computational cost. Particularly, the conjugate gradient technique offered the ability for the designer to choose between performance level and computational complexity without switching algorithms. However, this particular variant of the conjugate gradient algorithm leads to fairly high misadjustment or a large excess mean square error [6].

In this paper, pre-conditioners developed by Strang [3], Chan [4], Ku and Kuo [5] are employed in a new quasi-Newton type algorithm to improve the convergence rate and reduce misadjustment. This algorithm allows the designer to choose differing levels of performance based upon desired computational complexity. Simulation examples illustrate that the use of the pre-conditioned conjugate gradient algorithm can significantly improve performance without significantly increasing computation. Section 2 outlines the use of

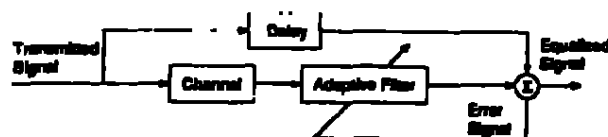


Figure 1. Adaptive filtering application - channel equalization

183

the pre-conditioned conjugate gradient algorithm is adaptive filtering. Section 3 presents some simulation examples employing both MSE and constant modulus (CM) adaptation algorithms. Finally, Section 4, presents some concluding remarks about performance.

2. PRE-CONDITIONERS IN CONJUGATE GRADIENT ADAPTIVE FILTERING

The conjugate gradient algorithm has been used with success to improve convergence rate [6], [7] and [8]. Buray and Srinath [6], and Schirfing [8] use the conjugate gradient algorithm implicitly at every iteration to solve the problem

$$\min_{W(n)} \frac{1}{2} W^T(n) R_{xx}(n) W(n) - P_{xd}^T(n) W(n), \quad (6)$$

where the matrix $R_{xx}(n)$ is the toeplitz-symmetric autocorrelation matrix of the input, and the $P_{xd}(n)$ is the cross-correlation of the received sequence and the training sequence. Use of the conjugate gradient algorithm to solve this minimization problem yields the Wiener-Hopf solution [1]:

$$W_{opt}(n) = R_{xx}^{-1}(n) P_{xd}(n) \quad (7)$$

Use of this method requires a higher-order gradient update expression which raises the computational complexity. In addition, this particular approach was shown to have a larger misadjustment than the LMS algorithm [6]. In this paper, the conjugate gradient algorithm is used directly to calculate the Kalman gain vector [7], $R_{xx}^{-1}(n) X(n)$ in the quasi-Newton algorithm. The quasi-Newton method for adapting the filter coefficients where the training sequence is known is given by [10]:

$$W(n+1) = W(n) + \mu(n) e(n) R_{xx}^{-1}(n) X(n) \quad (8)$$

Alternatively, the adaptation of the filter coefficients for the constant modulus algorithm may be represented by equation (8) where the error signal, $e(n)$, is replaced by the signal $\epsilon(n)$ which is given by [8]:

$$\epsilon(n) = (|y(n)|^2 - |\delta|^2) y(n) \quad (9)$$

The Newton method has been shown to dramatically improve convergence rates when the input is highly correlated. Both adaptation algorithms are summarized in Table 1.

The use of the Levinson algorithm to compute the Kalman gain in Marshall, et al. [10] has been shown to dramatically improve convergence performance without significantly increasing computation. However, the autocorrelation matrix is only inverted every N iterations, which can degrade performance for some situations.

By employing the conjugate gradient method to find the Kalman gain vector, a low complexity algorithm may be derived which allows the designer to choose the desired performance level of the adaptive filter. The conjugate gradient algorithm iterates to the solution of the equation (6) except that $X(n)$ replaces $P_{xd}(n)$ and $K(n)$ replaces $W(n)$. The solution to the minimization problem then becomes $K(n) = R_{xx}^{-1}(n) X(n)$.

The conjugate gradient method functions by iteratively constructing N R_{xx} -orthogonal linearly independent vectors, and forming a solution based upon these linearly independent basis vectors. Equivalently, the optimal solution may be represented as:

$$W_{opt}(n) = \alpha_0 D_0 + \dots + \alpha_{N-1} D_{N-1} \quad (10)$$

Table 1. Adaptation Algorithms

Initialization:
 $W_i = 0, i = 0, \dots, N-1$
 if CMA, $W_{ref} = 1, ref = \text{arbitrary}$
 $r(i) = 0, i = 1, \dots, N-1$
 $r(0) = 1$

Vector and Matrix Definitions:
 $A = \text{diag}\{1\alpha^{1/2} \dots \alpha^{N-1/2}\}$
 $R(n) = [r(0), r(1), \dots, r(N-1)]^T$
 $R_{xx}(n) = \text{toeplitz}\{R(n)\}$

Recursion:
 $y(n) = W^T(n) X(n)$
 $e(n) = (|y(n)|^2 - 1) y(n)$
 $s(n) = d(n) - y(n)$
 $R(n) = \alpha R(n-1) + s(n) A X(n)$
 $K(n) = R_{xx}^{-1}(n) X(n)$ - via the POG method
 $\mu(n) = \frac{1}{4(d + X^T(n) R_{xx}^{-1}(n) X(n))}$

Tap Weight Updates:
 $W(n+1) = W(n) - \mu(n) e(n) K(n)$ - CMA Algorithm
 $W(n+1) = W(n) + \mu(n) e(n) K(n)$ - LMS Algorithm

where the D_i 's represent the conjugate direction vectors. A close approximation to the solution of the Kalman gain may be formed by using M fewer than N of the direction vectors. In this way, the adaptive filtering algorithm may choose performance level, i.e. misadjustment and convergence rate by choosing the number of conjugate direction vectors. Alternatively, a stopping criteria may be defined by comparing the gradient of the performance function to some predefined tolerance value [7].

The rate of convergence of the conjugate gradient algorithm is directly related to the eigenvalue spread of the matrix R_{xx} . The convergence can be accelerated by applying a pre-conditioning step at each iteration of the conjugate gradient algorithm. Instead of solving the system, $R_{xx} K(n) = X(n)$, the pre-conditioned system is solved:

$$\tilde{R}_{xx} \tilde{K}(n) = \tilde{X}(n) \quad (11)$$

where $\tilde{R}_{xx} = P^{-1} R_{xx} P^{-1}$, $\tilde{K}(n) = P K(n)$, and $\tilde{X}(n) = P^{-1} X(n)$. Use of the pre-conditioned CG method requires that the matrix P^{-1} be computed efficiently. For this reason, the matrix P is generally chosen to be circulant, so that a FFT may be used to efficiently compute the inverse.

The convergence rate of the pre-conditioned CG method is governed by the the eigenvalue spread of $P^{-1} \tilde{R}_{xx}$. The lower the condition number of this matrix, the faster the convergence rate. In this paper, the performance of three different forms of the matrix P are compared. The preconditioner developed by Strang [3] uses the central half of the diagonals of the original matrix $\tilde{R}_{xx}$. Strang [3] showed that the eigenvalues of the matrix $P^{-1} \tilde{R}_{xx}$ are clustered around one except for a finite number of outliers for a large class of matrices known as Wiener class matrices. This implies that the PCG method will converge to the optimum solution in fewer than N iterations for this class [2].

The preconditioner developed by Chan [4] minimizes the Frobenius norm, $\|P - R_{xx}(n)\|_F^2$, between the original matrix $R_{xx}(n)$ and all circulant matrices P . This solution

Table 2. Pre-Conditioned CG Algorithm

Initialization:
$K_0 = 0$
$L_0 = G_0 = X - R_{xx} K_0$
$\beta_1 = 0$
Step 1: Pre-conditioning - Solve for z_{j-1}
$PZ_{j-1} = G_{j-1}$
Step 2: CG Iteration - Compute
$\beta_j = \frac{z_{j-1}^T G_{j-1}}{z_{j-1}^T P z_{j-1}}$
$D_j = z_{j-1} + \beta_j D_{j-1}$
$\alpha_j = \frac{z_{j-1}^T G_{j-1}}{D_j^T R_{xx} D_j}$
$K_j = K_{j-1} + \alpha_j D_j$
$G_j = G_{j-1} - \alpha_j R_{xx} D_j$
Step 3: if $\ G_j\ ^2 > TUL$, or $j < M \leq N$ return to Step 1

to this minimization has a closed form expression, so the pre-conditioner may be easily computed.

Ku and Kuo [3] developed a broad class of pre-conditioning matrices which attempt to use all of the original elements of matrix $R_{xx}(n)$. The pre-conditioners developed by Chan and Strang are special cases of two of the four classes of pre-conditioners developed by Ku and Kuo. One case of the first class of pre-conditioner developed by Ku and Kuo is included for comparison. The pre-conditioned conjugate gradient algorithm is summarized in Table 2.

3. EXPERIMENTAL RESULTS

In the first equalization experiment, the adaptive filter is attempting to model the inverse of the channel which has the impulse response [1]:

$$h(n) = \delta(n) + 0.3\delta(n - 2) \tag{12}$$

This channel mildly colors the transmitted sequence. The eigenvalue spread of the transmitted BPSK sequence of equally likely ± 1 's was changed from 1 to 3.07 by the channel.

For the LMS-constant modulus algorithm, the parameter μ was set to 1/25. For the PCG-Newton method, α was set to 0.95, and the normalizing factor, δ in the self-adjusting μ factor was set to 0.05. The additive noise floor was fixed at -100 dB. The resulting mean square error and the reconstructed modulus of the signal conjugate gradient algorithm are plotted in Figure 2. The conjugate gradient algorithm was limited to three iterations ($M = 3$) in both the CMA and MSE algorithms. The tolerance value or stopping condition chosen for the gradient expression was 10^{-4} . For this example, the LMS algorithm appears to exhibit convergence and misadjustment performance similar to the three preconditioned conjugate gradient algorithms employing preconditioners by Strang [3], Chan [4], and Ku et al. [5]. In Figure 3, the results of the MSE algorithm appear to illustrate that the pre-conditioners appear to have little impact in either changing the misadjustment or the convergence rate of the adaptive filter. Interestingly, the excess mean square error for the MSE algorithm is higher than the misadjustment for the CMA algorithm.

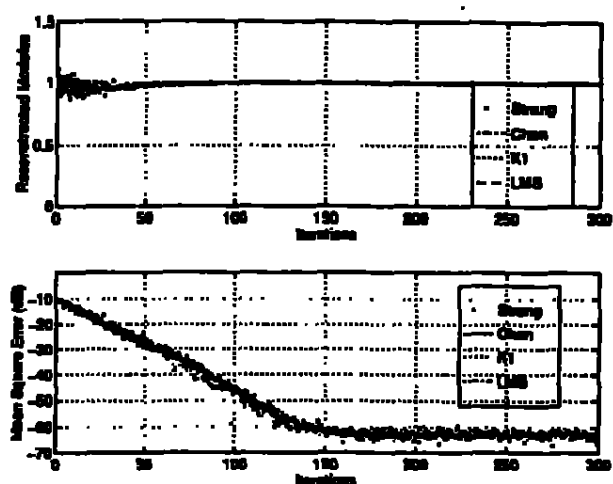


Figure 2. Channel A - CMA Algorithm - Reconstructed Modulus and MSE

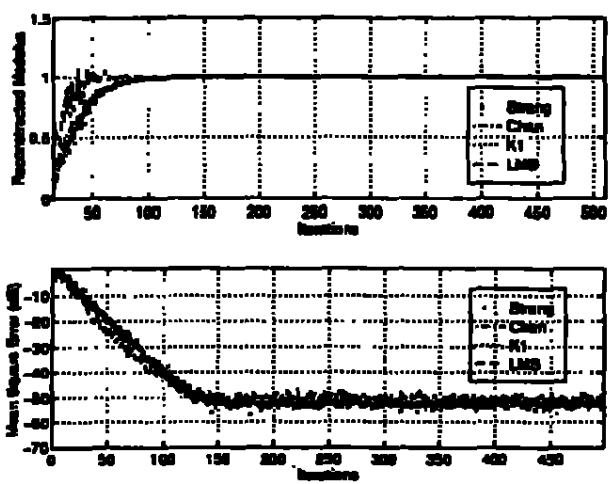


Figure 3. Channel A - MSE Algorithm - Reconstructed Modulus and MSE

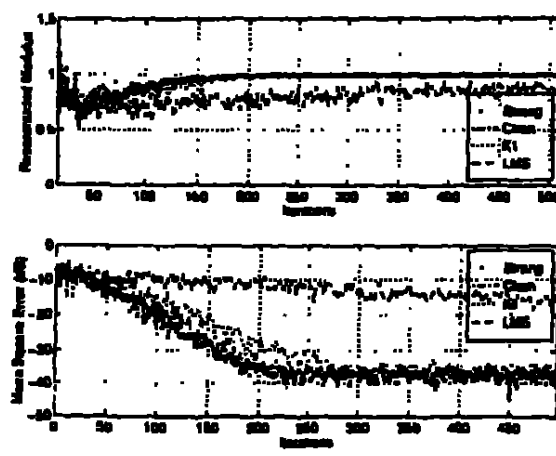


Figure 4. Channel B - CMA Algorithm - Reconstructed Modulus and MSE

In the second equalization experiment, the adaptive filter models a channel which highly correlates the data and has a resulting eigenvalue spread of 100. The model for the channel is given by [1]

$$h(n) = \frac{1}{2}[1 + \cos(2\pi(i-2)/W)], \quad i = 1, 2, 3 \quad (13)$$

where W was set to 3.5. For this algorithm, μ was set to 1/30 for the CMA algorithm and 1/20 for the MSE algorithm. The parameters for the PCG-Newton method remained unchanged.

Figure 4 appears to show that the use of PCG-Newton method is strongly warranted in the CMA algorithm. The LMS algorithm exhibits a fairly slow convergence rate, and a fairly high misadjustment which is not displayed in order to illustrate the different convergence behaviors of the three different pre-conditioners. The filter converges to around -30 dB which is about 10 dB higher than the PCG-Newton algorithm. The difference in convergence among differing versions of the PCG-Newton method are small. Chan's preconditioner lags slightly behind that of the Strang's and Ku and Kuo's. The difference appears to be only a few iterations relative to the hundreds of additional iterations required by LMS to reach a higher overall misadjustment level. Figure 5 appears to again demonstrate that the MSE performance of the PCG-Newton based algorithm is superior to the LMS based algorithm. The MSE algorithm does however appear to converge more rapidly than the CMA algorithm for this same model. However, the LMS algorithm still requires several hundred additional iterations over any of the pre-conditioner based algorithms.

4. CONCLUDING REMARKS

The pre-conditioned conjugate gradient algorithm for channel equalization was observed to greatly enhance convergence and misadjustment performance over traditional LMS-based mean square error and constant modulus algorithms. The use of pre-conditioners offers the designer a choice of performance level by choosing the stopping condition of the conjugate gradient algorithm either by tolerance or a fixed number of iterations. By choosing a relatively small number of fixed iterations of the algorithm, the computational complexity of the pre-conditioned CG method

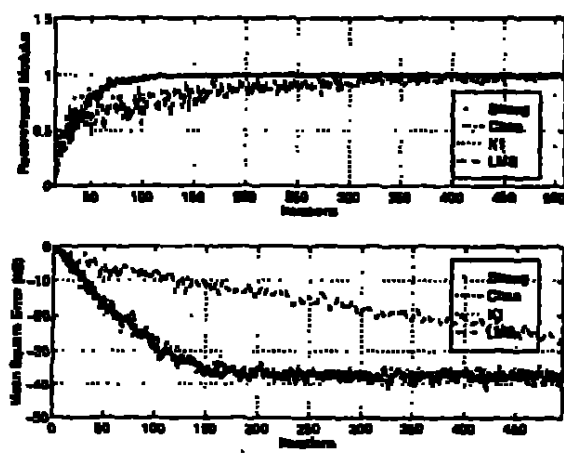


Figure 5. Channel B - MSE Algorithm - Reconstructed Modulus and MSE

was observed to be $O(NM \log(N))$ where M is the number of iterations of the inner loop, and N is the order of the adaptive filter. The constant modulus algorithm that traditionally suffers from poor performance relative to the MSE algorithm appeared to have its convergence rate made comparable to traditional MSE algorithm for channels which highly correlate data.

REFERENCES

- [1] S. Haykin, *Adaptive Filter Theory*. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1996.
- [2] D. Luenberger, *Linear and Non-Linear Programming*. Reading, MA: Addison-Wesley, 1984.
- [3] R. Chan and G. Strang, "Toeplitz equations by conjugate gradients with circulant preconditioners," *SIAM Journal Sci. Stat. Comput.* vol. 10, no. 1, pp. 104-119, Jan., 1989.
- [4] T. Chan, "An optimal circulant preconditioner for toeplitz systems," *SIAM Journal Sci. Stat. Comput.* vol. 9, no. 4, pp. 706-771, Jul. 1988.
- [5] T. Ku and C. Kuo, "Design and analysis of toeplitz preconditioners," *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 40, no. 1, pp. 129-141, Jan. 1992.
- [6] G. Borge and M. Reznath, "Conjugate gradient techniques for adaptive filtering," *IEEE Trans. Circuits and Systems*, vol. 39, no. 1, pp. 1-10, Jan. 1992.
- [7] A. Hull, "Orthogonalization techniques for adaptive filters," Ph. D. dissertation, University of Illinois at Urbana-Champaign, Urbana, IL, 1993.
- [8] T. Schirring, "Designing adaptive equalizers based on the constant modulus error criterion," M.S. thesis, University of Illinois at Urbana-Champaign, Urbana, IL, 1994.
- [9] J. Treichler, C. Johnson, and M. Larimore, *Adaptive Signal Processing*. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1986.
- [10] D. Marshall and W. Jenkins, "A fast quasi-Newton adaptive filtering algorithm," *IEEE Trans. Signal Proc.* vol. 40, no. 7, pp. 1652-1662, Jul. 1992.

CONJUGATE GRADIENT BASED MULTICHANNEL DECISION FEEDBACK EQUALIZATION FOR DIGITAL TELEVISION

Michael D. Zoltowski, William J. Hillery,
Serdar Özen

Purdue University
School of Electrical and Computer Eng.
West Lafayette, IN 47907-1285
{mikedz, hilleryw, ozen}@purdue.edu

Mark Fimoff

Zenith Electronics Corporation
2000 Millbrook Drive
Lincolnshire, IL 60069
mark.fimoff@zenith.com

ABSTRACT

In this paper, we examine the performance of a multichannel Decision Feedback Equalizer (DFE) employing Conjugate Gradients (CG) based adaptive filtering in the context of Digital Television based on the 8-VSB standard. The 8-VSB modulation scheme employs real-valued 8-PAM symbols but complex root-raised cosine (spectral) pulse shaping for bandwidth efficiency. Thus, even in the case of a single receive antenna, two virtual channels may be realized via the real and imaginary parts of the received signal. A dual virtual channel minimum mean-square error (MMSE) DFE is derived. Given multiple channels, the high symbol rate of 8-VSB based TV, 10.76 MHz, and the rather large delay spreads one has to contend with in the UHF and VHF bands, the composite DFE weight lies in a space of high dimensionality. We thus implement the MMSE-DFE adaptively using the conjugate gradient (CG) algorithm since it has been shown to effect reduced-rank adaptive filtering, for improved performance with insufficient training, and is also amenable to "smart" initialization.

1. INTRODUCTION

The terrestrial broadcast standard for digital television in the United States is based on 8-level vestigial sideband modulation (8-VSB) [1]. According to the standard, a field sync segment is transmitted every 24.2ms containing 704 known symbols — four segment sync symbols, a length 511 pseudo-noise (PN) sequence, and three length 63 PN sequences. These symbols may be used to train an adaptive equalizer. Since the broadcast environment is characterized by long channel impulse responses [2], long equalizers are required, which makes it more difficult for an adaptive equalizer to converge within the available training period.

This research was funded by the National Science Foundation under grant number CCR-0118842 and by a research gift from the Zenith Electronics Corporation.

In order to use the training sequence, a correlation must be performed to locate the training sequence within a frame. This correlation operation may be used to estimate the multipath channel and the channel estimate may then be used to aid the convergence of a training-based adaptive equalizer. More sophisticated techniques may also be applied to improve the channel estimate Özen et al [2].

Recent work on reduced-rank filtering [3] has linked the multi-stage nested Wiener filter to the conjugate gradient (CG) algorithm. Chang and Willson [4] have analyzed adaptive implementations of the CG algorithm. Chowdhury and Zoltowski [5] have successfully applied the CG algorithm to DS-CDMA feedforward equalizers and found that it converges more quickly than the recursive least squares (RLS) algorithm with reduced computational complexity. In this paper, we show how the convergence time of decision feedback equalizers (DFE's) for 8-VSB based on the CG algorithm can be considerably improved through initialization based on a channel estimate. We begin by describing the 8-VSB system model and deriving expressions for real and complex minimum mean-square error (MMSE) equalizers. These equalizers are then implemented adaptively using the CG, RLS, and least mean squares (LMS) algorithms. We compare several methods of initialization to determine how each affects convergence and then apply the best methods to initialize equalizers using channel estimates.

2. SYSTEM MODEL

The baseband equivalent discrete-time system model is shown in Fig. 1 where symbol-rate sampling is assumed. The transmitted symbol sequence is represented by $s[k]$ where, in this study, we assume that the symbols are independent and equally probable. Symbols in the 8-VSB constellation are taken from the set $\{-7, -5, -3, -1, 1, 3, 5, 7\}$. The continuous-time channel contains M paths with delays τ_i and complex gains α_i . We assume that the path with maxi-

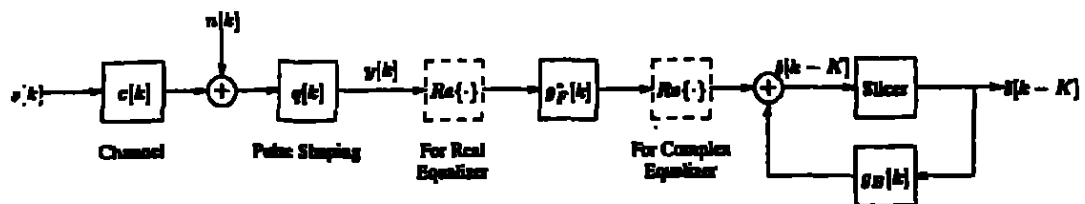


Fig. 1. System model.

imum gain magnitude occurs at a delay of zero. When convolved with the complex transmitted pulse $q(t)$, the channel $c(t)$ becomes $c(t) = \sum_{i=1}^M \alpha_i q(t - \tau_i)$. In the ATSC standard[1], the pulse $q(t)$ is a square-root raised cosine pulse expressible as $q(t) = e^{j\pi F_s t} p_{RRC}(t)$, where $F_s = \frac{1}{T_s}$ is the symbol rate and $p_{RRC}(t)$ is a square-root raised cosine pulse with zero crossings at non-zero multiples of $2T_s$. The real part of $q(t) + q^*(-t)$ is a raised cosine pulse with zero crossings at non-zero multiples of T_s .

The discrete-time channel is found by sampling $c(t)$ at the symbol rate: $c[k] = c(kT_s)$. The noise sequence $n[k]$ is complex additive white Gaussian noise with a power spectral density of N_0 . The receiver filter $q[k]$ is matched to the transmitter pulse shaping filter so that $q[k] = q^*(-kT_s) = q(kT_s)$, where the asterisk superscript (*) denotes complex conjugation. The composite channel at the input to the equalizer is defined to be $h[k] = c[k] * q[k]$ (here, the large asterisk denotes convolution) and therefore $y[k] = s[k] * h[k] + v[k]$, where $v[k] = n[k] * q[k]$.

3. EQUALIZER DERIVATIONS

As shown in Fig. 1, $y[k]$ may be equalized using either a complex or real feedforward section $g_F[k]$. For the complex equalizer, the focus of this study, the real part of the signal is taken after the feedforward section. As will be evident in the derivation to follow, the complex equalizer may be viewed as a dual virtual channel equalizer. The composite channel $h[k]$ is assumed to have length $L_h + 1$ with L_{ha} taps prior to the peak of the maximum magnitude path and L_{hc} taps afterward; thus, $L_h = L_{ha} + L_{hc}$. We represent the channel by a vector

$$h = [h[-L_{ha}], \dots, h[-1], h[0], h[1], \dots, h[L_{hc}]]^T. \quad (1)$$

We also use a finite length representation of the receiver matched filter $q[k]$ with length $2L_q + 1$:

$$q = [q[-L_q], \dots, q[-1], q[0], q[1], \dots, q[L_q]]^T. \quad (2)$$

The equalizer is assumed to have $N_F + 1$ feedforward taps and N_B feedback taps. Assembling $N_F + 1$ consecutive

samples of $y[k]$ into a vector y yields

$$y[k] = Hs[k] + Qn[k], \quad (3)$$

where $n[k] = [n[k + L_q], \dots, n[k - L_q - N_F]]^T$, $s[k] = [s[k + L_{ha}], \dots, s[k - L_{hc} - N_F]]^T$, and H^T and Q^T are convolution matrices of commensurate dimensions. The symbol estimate $\hat{s}[k - K]$ is given by

$$\hat{s}[k - K] = \text{Re}\{g_F^H y[k]\} + g_B^T s_B[k - K - 1],$$

where K is the cursor location, $g_F = [g_F[0], \dots, g_F[N_F]]^T$, $g_B = [g_B[1], \dots, g_B[N_B]]^T$, $s_B[k] = [s[k], \dots, s[k + 1 - N_B]]^T$ and the superscript H denotes conjugate transpose. In this analysis we assume that all decisions are correct. If we adopt the convention that the subscripts R and I indicate the real and imaginary parts of quantities, then

$$\begin{aligned} \hat{s}[k - K] &= g_{FR}^T y_R[k] + g_{FI}^T y_I[k] + g_B^T s_B[k - K - 1] \\ &= g_{FC}^T y_C[k] + g_B^T s_B[k - K - 1], \end{aligned} \quad (5)$$

where $g_{FC} = [g_{FR}^T \ g_{FI}^T]^T$ and $y_C[k] = [y_R^T[k] \ y_I^T[k]]^T$. We may now write

$$y_C[k] = H_C s[k] + Q_C n_C[k], \quad (6)$$

where $H_C = [H_R^T \ H_I^T]^T$, $Q_C = \begin{bmatrix} Q_R & -Q_I \\ Q_I & Q_R \end{bmatrix}$, and $n_C[k] = [n_R^T[k] \ n_I^T[k]]^T$.

The equalizer is found by minimizing the mean-square error (MSE) yielding the Wiener-Hopf equations

$$\begin{bmatrix} R_{y_C y_C} & R_{y_C s_B} \\ R_{y_C s_B}^T & R_{s_B s_B} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} g_{FC} \\ g_B \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_{y_C} \\ r_{s_B} \end{bmatrix}, \quad (7)$$

where $R_{s_B s_B} = \mathcal{E}_s I_{N_B}$ and $r_{s_B} = 0$. The solution may be expressed as

$$g_{FC} = \left(R_{y_C y_C} - \frac{1}{\mathcal{E}_s} R_{y_C s_B} R_{y_C s_B}^T \right)^{-1} r_{y_C} \quad (8)$$

$$g_B = -\frac{1}{\mathcal{E}_s} R_{y_C s_B}^T g_{FC}. \quad (9)$$

where

$$\begin{aligned} r_{svc} &= E\{s[k-K]v_C[k]\} = \mathcal{E}_s H_C \delta_{K+L_{hc}} \quad (10) \\ R_{svc} &= E\{v_C[k]v_C^T[k]\} = \mathcal{E}_s H_C H_C^T + N_0 Q_C Q_C^T \\ R_{vcs} &= E\{v_C[k]s_B^T[k-K-1]\} = \mathcal{E}_s H_C \Delta_K. \quad (11) \end{aligned}$$

Here we have used the fact that $R_{ss} = E\{s_B[k]s_B^T[k]\} = \mathcal{E}_s I_{N_B}$ and $r_{ss} = E\{s[k-K]s_B[k]\} = 0$. The vector $\delta_{K+L_{hc}}$ contains all zeros except for a one in element $K+L_{hc}+1$. The matrix Δ_K is defined by

$$\Delta_K = \begin{bmatrix} 0_{(L_{hc}+K+1) \times N_B} \\ I_{N_B} \\ 0_{(N_F+L_{hc}-K-N_B) \times N_B} \end{bmatrix} \quad (12)$$

when $0 \leq K \leq L_{hc} + N_F - N_B$.

4. ADAPTIVE ALGORITHMS

4.1. Conjugate gradient algorithm

Since the conjugate gradient algorithm solves equations of the form $Rg = r$, the algorithm requires estimates of R and r . Since the channels were static in this particular simulation study, we estimated the components of R and r in Eqs. 7 using a running average. That is, to estimate $R_{uv} = E\{u[n]v^T[n]\}$ at time k , we use the expression

$$R_{uv}[k] = \frac{1}{k+1} (kR_{uv}[k-1] + u[k]v^T[k]). \quad (13)$$

The adaptive CG algorithm used is listed in Algorithm 1; note the use of the Hestenes-Stiefel formula for the calculation of the conjugate direction step size β_k [6].

The initial values R_{svc0} , R_{vcs0} , and r_{svc0} in the first step of the algorithm may be zero matrices. However, if an estimate of the channel h is available, it may be used to initialize all the matrices comprising the Wiener-Hopf equations as per Eqs. 10-11 in order to accelerate convergence rather dramatically. As stated previously, a running correlation needs to be performed to locate the training sequence; that in and of itself can provide an initial channel estimate. Channel based initialization of the matrices is accommodated in the running average approach signified by Eq. 13 via the modified averaging

$$R_{uv}[k] = \frac{1}{k+k_w+1} ((k+k_w)R_{uv}[k-1] + u[k]v^T[k]), \quad (14)$$

where k_w is the initial weighting of R_{uv0} .

5. SIMULATIONS

The equalizers were applied to four channels with $M = 4$ paths in each channel. The gains of each path were generated randomly. The maximum gain was normalized to one

Algorithm 1 Adaptive Conjugate Gradient Algorithm

```

 $R_{svc}[0] = R_{svc0}$ ,  $R_{vcs}[0] = R_{vcs0}$ ,  $r_{svc}[0] = r_{svc0}$ .
 $R_{ss}[0] = \mathcal{E}_s I_{N_B}$ ,  $r_{ss}[0] = 0$ 
 $g[0] = g_0$ ,  $t[0] = 0$ 
for  $k = 1, \dots$  do
  Update  $R_{svc}[k]$ ,  $R_{vcs}[k]$ ,  $R_{ss}[k]$ ,  $r_{svc}[k]$ , and  $r_{ss}[k]$ 
   $t[k] = R[k]g[k-1] - r[k]$ 
  If  $k = 1$  or  $k \bmod k_0 \approx 1$  then
     $b[k] = -t[k]$ 
  else
     $\beta_k = \frac{(t[k] - t[k-1])^T t[k]}{(t[k] - t[k-1])^T p[k-1]}$ 
     $b[k] = -t[k] + \beta_k b[k-1]$ 
  end if
   $\alpha_k = \frac{b^T[k]t[k]}{b^T[k]R[k]b[k]}$ 
   $g[k] = g[k-1] + \alpha_k b[k]$ 
end for

```

and located at zero delay. Three random delays were generated via independent uniform random variables across a delay spread of -30 to 250 symbols, relative to zero delay, and the remaining normalized gains were assigned to these paths. Channel 1 had ghosts at 19.4, 176.7, and 228.1 symbol times with gains of -6.45, -0.97, and -0.28 dB, respectively. Channel 2 had ghosts at -13.8, 84.9, and 220.2 symbol times with respective gains of -7.98, -2.39, and -5.59 dB. Channel 3 had ghosts at -27.2, 68.8, and -4.97 197.7 symbol times with respective gains of -13.86, -4.97, and -4.67 dB. Channel 3 had ghosts at 8.9, 25.6, and 26.8 symbol times with respective gains of -8.33, -4.99, and -1.67 dB. The complex pulse shape at the transmitter and receiver had an excess bandwidth of 0.1152 [1] and was modeled using 61 samples centered at the main tap (i.e., $L_q = 30$). The equalizers had 101 feedforward taps and 300 feedback taps and the cursor was positioned at tap 76 in the feedforward section.

All simulations were performed at a received SNR of 30dB, where the SNR is defined as the input to the receiver matched filter. The SNR is calculated as $SNR = \mathcal{E}_s \|c\|^2 / N_0$, where $\mathcal{E}_s = 21$, $c = [c[-L_{hc} + L_q], \dots, c[L_{hc} - L_q]]^T$, and the noise power is based on the system bandwidth.

The LMS and RLS parameters were chosen by simulating various parameter combinations and choosing the parameters which yielded the fastest stable convergence. The LMS step size was $\mu = 10^{-3}$, and the RLS parameters were $\lambda = 0.999$ and $\delta = 10^{-3}$. In the CG algorithm, the conjugate direction was re-initialized after $k_0 = 502$ steps [6].

We compare several methods of initializing the CG algorithm. It is possible to initialize the equalizer tap weights,

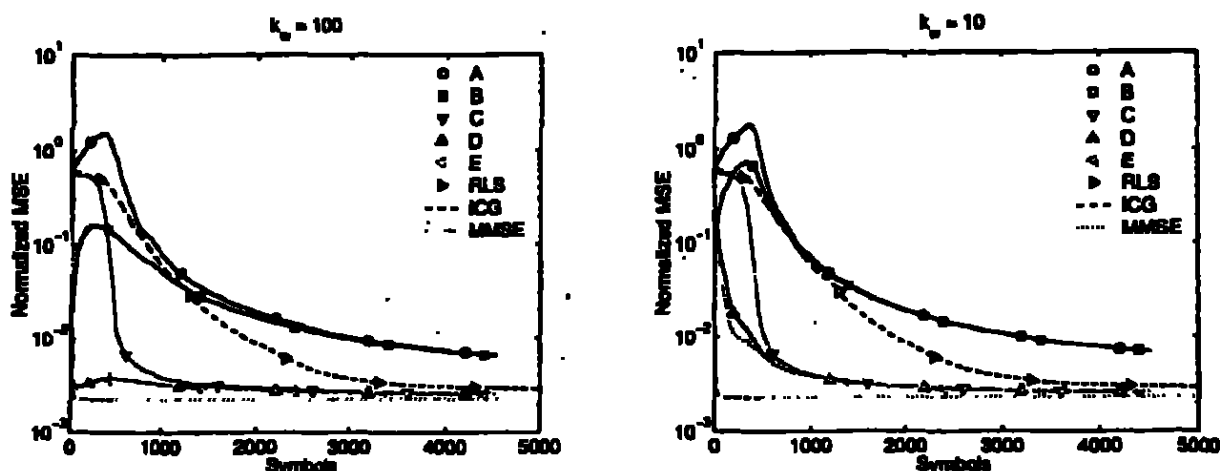


Fig. 2. Convergence of complex CG equalizers initialized using actual channels at a received SNR of 30dB. The plot on the left is for an initial weight of $k_w = 100$. The plot on the right is for an initial weight of $k_w = 10$. The letters refer to the initialization descriptions in the text.

the correlation matrices and vectors, and we may initialize the feedback tap contents to zero or fill the taps with training symbols. When we fill the feedback taps with training symbols, we use the first 300 training symbols, so these symbols are no longer available to train the equalizer. We simulated five different initializations:

- Minimal initialization.** The equalizer weights are initialized to zeros except for a one at the cursor location. The feedback tap delay line contains zeros when training begins. For the CG algorithm, R_{vcrn0} , R_{vcrn0} , and r_{vcrn0} (R_{vcrn0} , R_{vcrn0} , and r_{vcrn0}) are zero matrices; $R_{vcrn0}[0]$ and $r_{vcrn0}[0]$ are initialized as noted in Algorithm 1.
- Matrix initialization.** In this case, we initialize the correlation matrices using the actual channel h and noise variance N_0 .
- Feedback tap initialization.** Here, we fill the feedback taps with training symbols prior to beginning adaptation. The correlation matrices are not initialized using the channel.
- Matrix and feedback tap initialization.** This is a combination of cases B and C. We initialize the matrices using the actual channel and noise variance, and we fill the feedback taps with training symbols.
- Matrix and feedback tap initialization with equalizer tap weight initialization.** This case is identical to case D except, in addition, we provide a simple initialization of the equalizer tap weights using the negative of the post-cursor portion of the channel.

In addition to these initializations, we also computed an indirect DFE via the CG based solution [6] of $Rg = r$ and calculated the MSE as a function of the iteration. This could be implemented as an indirect adaptation of the equalizer taps by tracking the channel estimate and calculating the tap weights by forming R and r from the channel estimate. Finally, we reiterate that performing matrix initialization of the RLS algorithm similar to that described in B would be difficult because the matrix updated by the RLS algorithm is the inverse of the correlation matrix.

The results of this simulation for the complex equalizer are shown in Fig. 2 along with the RLS results from the previous simulation. The matrix initialization alone (B) does not yield a large improvement in the convergence time. The MSE initially drops steeply but then rises before falling again. This can be attributed to the zeros initially in the feedback taps which initially direct the matrix averages away from their initial values. Feedback tap initialization (C) does yield a significant improvement in convergence time, but a flat region remains in the MSE. This region can be attributed to the time it takes for the matrix averages to stabilize. As a result, the combination of B and C, shown as D, removes the flat region found in feedback tap initialization and a vast improvement is seen over minimal initialization (A). With an initial weighting of $k_w = 100$, the initial convergence trajectory approaches that of ICG. Even with $k_w = 10$, the normalized MSE quickly reaches 10^{-2} . When the equalizer taps are also initialized (E), there is a slight further improvement in convergence time. Finally, we test our initialization scheme using an estimated channel. We simulated the equalizer using the same four channels, but

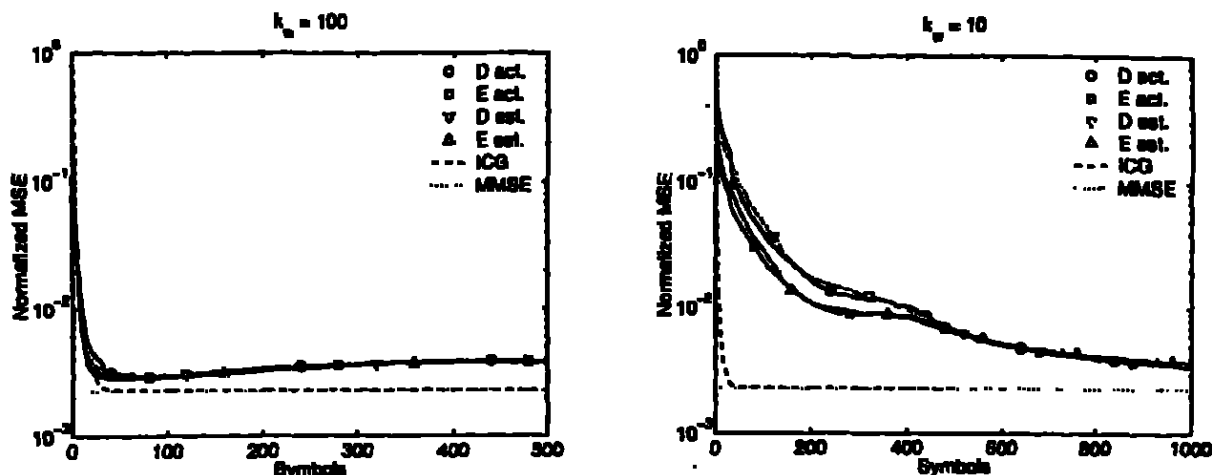


Fig. 3. Convergence of complex CG equalizers initialized using channel estimates at a received SNR of 30dB. The convergence curves for initialization with the actual channels and the estimated channels are compared.

estimated the channel using the scheme described by Özen, et al [2]. The channel estimation is performed in two steps using symbol-spaced received samples prior to the receiver matched filter. In the first step, the received samples are correlated with the stored training sequence and thresholding is applied in order to determine the locations of the multipath delays. The purpose of the second step is to incorporate the transmitted pulse shape $q(t)$ into the channel impulse response. To do this, we locate three copies of $q(t)$ shifted by one-half of a symbol period around each multipath location and estimate complex scaling factors using a modified least squares approach. Further details may be found in [2].

The channel estimate is used to initialize the correlation matrices in the equalizer prior to adaptation and, for case E, to initialize the feedback tap weights. We simulated initialization cases D and E for the complex equalizer and the results are compared with the previous results using the actual channel in Fig. 3. For both $k_w = 10$ and $k_w = 100$, there is little difference between the convergence rates when the equalizers are initialized with the estimated channels and the convergence rates using the actual channels. With $k_w = 100$, the equalizer is able to converge within the available number of training symbols in a single VSB training segment.

6. CONCLUSIONS

Applying adaptive conjugate gradient (CG) to equalization in an 8-VSB system, we found that initializing the correlation matrices while filling up the feedback taps with known training symbols yielded a substantial improvement in convergence time — much more than either initialization scheme

yielded on its own — facilitating convergence within a single VSB training segment.

7. REFERENCES

- [1] Advanced Television Systems Committee, "ATSC standard: Digital television standard, revision B," Document A/53B, 7 August 2001.
- [2] S. Özen, M. D. Zoltowski, and M. Fimoff, "A novel channel estimation method: Blending correlation and least-squares based approaches," in *ICASSP 2002*, Orlando, FL, May 2002, To be published.
- [3] G. Dietl, M. D. Zoltowski, and M. Joham, "Reduced-rank equalization for edge via conjugate gradient implementation of multi-stage nested wiener filter," *2001 Vehicular Technology Conference (Fall)*, Atlantic City, NJ, 7–11 October 2001, vol. 3, pp. 1912–1916.
- [4] Pi Sheng Chang and Alan N. Willson, Jr., "Analysis of conjugate gradient algorithms for adaptive filtering," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 48, no. 2, pp. 409–418, February 2000.
- [5] Samina Chowdhury and Michael D. Zoltowski, "Application of conjugate gradient methods in MMSE equalization for the forward link of DS-CDMA," *2001 Vehicular Technology Conference (Fall)*, Atlantic City, NJ, 7–11 Oct. 2001, vol. 4, pp. 2434–2438.
- [6] Edwin K. P. Chong and Stanislaw Zak, *An Introduction to Optimization*, Wiley, New York, NY, 1996.