



Industria y Comercio
SUPERINTENDENCIA

Delegatura de propiedad Industrial
División de Nuevas Creaciones

PCT
SOLICITUD

PATENTE DE INVENCION

07-37960

21 EXPEDIENTE No.

54 TÍTULO

ESTIMACION DE LA VARIACION DE RUIDO EN COMUNICACIONES

INHALAMBRICAS PARA EL ENTRENAMIENTO MEDIANTE LA

COMBINACION Y EL ESCALAMIENTO SIMILAR AL LOGARITMO

51 CLASIFICACIÓN INTERNACIONAL

71 SOLICITANTE

QUALCOMM INCORPORATED

DOMICILIO

CALIFORNIA, ESTADOS UNIDOS DE AMERICA

74 APODERADO

EMILIO FERRERO

C.C. 438.019 de Usaquén

22 BOGOTÁ, D. C.,

FN 1704 2007
Cesión



Industria y Comercio
SUPERINTENDENCIA

PETITORIO

SUPERINTENDENCIA DE INDUSTRIA Y COMERCIO

No. 07-037980- -00000-0000

Fecha: 2007-04-17 16:06:48 Dep. 2020 NUECREACIONES

Tra. 11 PATENTEIYI Eje: 378 FASENACIONALI

Act. 411 PRESENTACION Folios: 106

FORMULARIO UNICO DE SOLICITUD DE PATENTE

PCT

ENTRADA EN FASE NACIONAL

1

☒ Patente de Invención.
☒ Capítulo I.

☐ Patente de Modelo de Utilidad.
☐ Capítulo II.

2

S LICITANTE
(71)

Nombre: QUALCOMM INCORPORATED,
sociedad constituida y existente bajo las
leyes del Estado de Delaware, Estados
Unidos de América.

Dirección: 5775 Morehouse Drive,
San Diego,
California 92121,
Estados Unidos de América

Domicilio: San Diego, California 92121,
Estados Unidos de América.

IDENTIFICACIÓN

C.C. ☐ NIT ☐

C.E. ☐ Otro ☐

Cual _____

Número _____

3

REPRESENTANTE
AP DERADO

Nombre: EMILIO FERRERO

Dirección: Carrera 4ª. No. 72-35

Teléfono: 347 38 11

Fax: 211 86 50

E-mail: clientes@camyp.com.

Domicilio: Bogotá, Colombia.

IDENTIFICACIÓN

C.C. ☒ NIT ☐

C.E. ☐ Otro ☐

Cual _____

Número 438.019 T.P 31.929

4

INVENT R (ES)
(72)

1. June NAMGOONG,
705 East Naples Court,
Chula Vista,
California 91911,
Estados Unidos de América.

2. Hao XU,
8840 Costa Verde Boulevard, #3321,
San Diego,
California 92122,
Estados Unidos de América.

3. Peter J. BLACK,
2961 First Avenue,
San Diego,
California 92103,
Estados Unidos de América.

4. Srikanth JAYARAMAN,
1254 Pacific Beach Drive, #1,
San Diego,
California 92109,
Estados Unidos de América.

5

PCT (86)

Solicitud Internacional No. PCT/US2005/033133

Fecha: Septiembre 16 de 2005

Publicación Internacional No. WO 2006/034020 A1

Fecha: Marzo 30 de 2006

6

Título (54)

ESTIMACIÓN DE LA VARIACIÓN DE RUIDO EN COMUNICACIONES

INALÁMBRICAS PARA EL ENTRETENIMIENTO MEDIANTE LA COMBINACIÓN Y

EL ESCALAMIENTO SIMILAR AL LOGARITMO

7

Clasificación Internacional (51)

H04L 27/26

8

Prioridad

SI ☒ NO ☐

(33) País de Origen

US
US

(32) Fecha

Septiembre 17 de 2004
Enero 28 de 2005

(31) Número de Solicitud

60/611,028
11/047,347

2

9

Comprobante de pago No.: 07-28,125

Fecha: Abril 9 de 2007

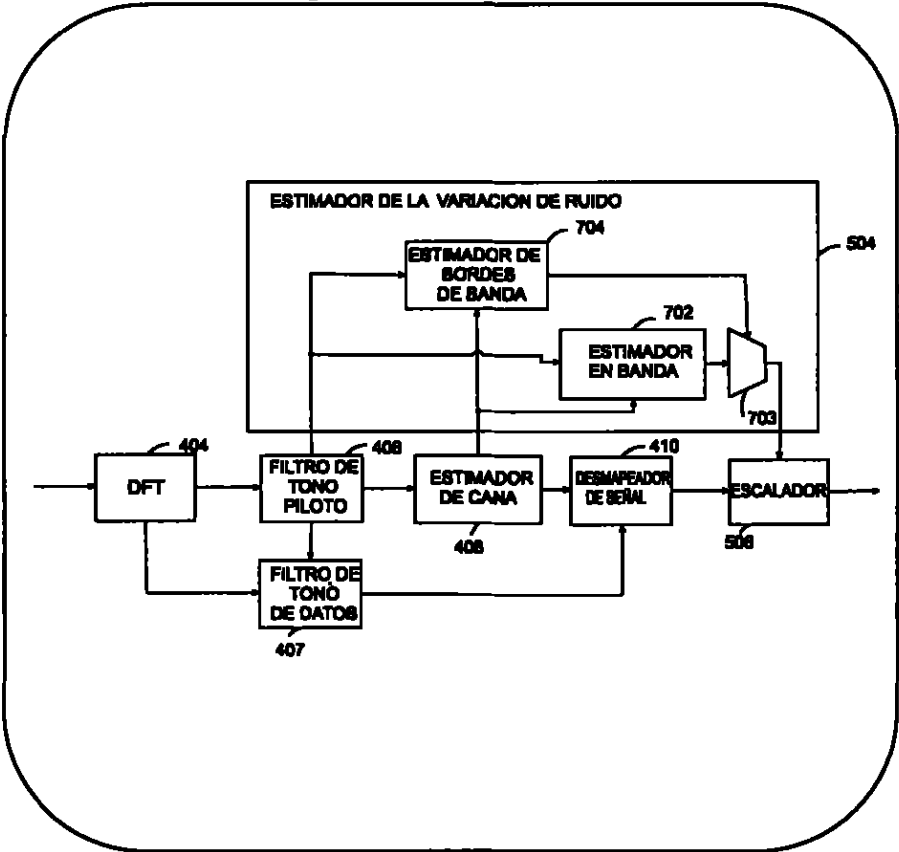
10

An x s:

- ☒ Comprobante de pago de la tasa de presentación de la solicitud por \$ 482.000.oo.
- ☐ Comprobante de pago por reivindicación de prioridad.
- ☒ Documento que acredita la existencia y representación legal cuando el solicitante sea persona jurídica.
- ☒ Poderes, si fuere el caso.
- ☐ Documento de cesión del inventor al solicitante o a su causante.
- ☐ Declaraciones.
- ☒ Copia de la solicitud internacional. (Resumen, descripción, reivindicaciones, dibujos)
- ☒ Traducción de la solicitud internacional al castellano. (Resumen, descripción, reivindicaciones, dibujos)
- ☐ Copia del examen preliminar efectuado por la IPEA.
- ☐ Traducción de los anexos del examen preliminar efectuado por la IPEA.
- ☐ De ser el caso, copia del contrato de acceso.
- ☐ De ser el caso, documento que acredite la licencia o autorización de uso de conocimientos tradicionales de las comunidades indígenas.
- ☐ De ser el caso, certificado de depósito del material biológico.
- ☒ Arte final 12x12
- ☐ De ser el caso, información sobre otras solicitudes de patente o títulos obtenidos en el extranjero por el mismo titular o su causante, relacionadas parcial o totalmente con la invención de esta solicitud.
- ☒ Otros: VER HOJA DE DOCUMENTOS ANEXOS

11

Figura Característica



12

Solicito la concesión de la patente,

N MBRE:

EMILIO FERRERO

FIRMA:

Emilio Ferrero

C.C. 438.019 de Usaquén T.P. 31.929

68 MGT

D documentos anexos

1. ☒ **Publicación Internacional WO 2006/034020 A1**
Páginas en el idioma original 21
Páginas en español 34
Reivindicaciones: Número (s) 50
Figuras: Número (s) 7
2. ☒ **Forma PCT/ISA/210. Informe de Búsqueda Internacional.**
3. ☒ **Extracto de publicación.**

**NO SE REALIZARON MODIFICACIONES EN LA
FASE INTERNACIONAL**

State of California

SECRETARY OF STATE

APOSTILLE

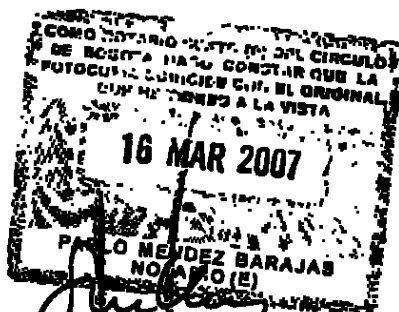
(Convention de La Haye du 5 octobre 1961)

1. **Country:** *United States of America*
This public document
2. *has been signed by GREGORY J. SMITH*
3. *acting in the capacity of ASSESSOR/ COUNTY CLERK/RECORDER*
4. *bears the seal/stamp of the county of SAN DIEGO*
State of California

CERTIFIED

5. *At SAN DIEGO, California*
6. *The 20TH day of AUGUST 2004*
7. *by Deputy Secretary of State, State of California*
8. *No. 114512*
9. *Stamp/Seal*

10. Signature



KEVIN SHELLEY
Secretary of State

BY

Gregory J. Smith



Gregory J. Smith

COUNTY OF SAN DIEGO

ASSESSOR / RECORDER / COUNTY CLERK



ASSESSOR'S OFFICE

1600 Pacific Highway, Room 103
San Diego, CA 92101-2480
Tel. (619) 236-3771 • Fax (619) 557-4056

www.sdarcc.com

RECORDER/COUNTY CLERK'S OFFICE

1600 Pacific Highway, Room 260
P.O. Box 121750 • San Diego, CA 92112-1750
Tel. (619) 237-0502 • Fax (619) 557-4155

I, **GREGORY J SMITH**, Assessor/Recorder/County Clerk of the County of San Diego, State of California, having by law a Seal, DO HEREBY CERTIFY that:

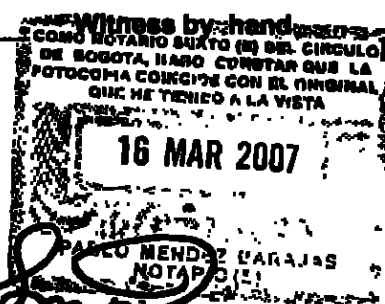
ROMINA M CLEARY whose name is subscribed to the oath or Certificate of Proof or Acknowledgement of the annexed Instrument and thereon written, was at the time of taking such oath, or Proof or Acknowledgement, a Notary Public, in and for said County, duly commissioned and sworn and duly authorized by the laws of said State to take the same and administer oaths and to take the Acknowledgements and Proofs of Deeds and other Instruments in writing to be recorded in this State. I am acquainted with the handwriting of such Notary Public and believe that the signature to said oath or Certificate of Proof Acknowledgement is genuine. I further certify that under the laws of the State of California the said oath or Certificate of Proof or Acknowledgement is required to be under seal, but the impression of said seal is not required by the laws of the State of California to be filed in my office or in any other place.

DATED: August 20, 2004





GREGORY J SMITH, County Assessor/Recorder/Clerk



Branch Offices Available To Serve You

CHULA VISTA
590 Third Avenue
Chula Vista, CA 91910-5617
(619) 498-2200

EL CAJON
200 S. Magnolia Avenue
El Cajon, CA 92020-4524
(619) 401-5700

KEARNY MESA
9225 Clairemont Mesa Blvd.
San Diego, CA 92123-1211
(858) 505-6262

SAN MARCOS
334 Via Vera Cruz, Suite 150
San Marcos, CA 92078-2638
(760) 940-6868

Representación y Poder con autenticación notarial y Apostille para patentes, modelos de utilidad, diseños industriales, marcas de fábrica, nombres comerciales, enseñas, nombres de dominio, lemas comerciales, licencias.

Representation and Power-of-Attorney with notarial authentication and Apostille for patents, utility models, industrial designs, trademarks, commercial names, trade emblems, domain names, slogans, licenses.

REPRESENTACION Y PODER

REPRESENTATION AND POWER-OF-ATTORNEY

Yo (nosotros), abajo firmado (s)/I (we), the undersigned

QUALCOMM INCORPORATED

domiciliado (s) en/of 5775 Morehouse Drive

San Diego, California 92121-1714, United States of America

por el presente nombramos a EMILIO FERRERO, tpa. 31929; GONZALO PERDOMO, tpa. 831; LUZ CLEMENCIA DE PAEZ, tpa. 23555 y GERMAN CAVELIER, tpa. 832, domiciliados en la Carrera 4a N° 72-35, Bogotá, Colombia, en obediencia a lo dispuesto en el parágrafo 1o del Artículo 543 del Código de Comercio, el primero como principal y los demás como suplentes, en su orden, como mis (nuestros) representantes en todos los asuntos de propiedad industrial con facultad para recibir notificaciones y nombrar apoderados judiciales o extrajudiciales. El primer representante suplente reemplazará al principal en caso de ausencia o impedimento temporal o definitivo de aquél. La misma regla se aplicará cuando el segundo representante suplente haya de reemplazar al primero, o el tercero al segundo. En tales casos, el representante principal, o el primero, o segundo suplente, en su caso, o todos, declararán su intención de no ejercer la representación mediante declaración autenticada por Notario Público en Colombia, o por Notario u otro Funcionario Público, o Cónsul de Colombia, en el extranjero; y si se tratare de impedimento, con el certificado respectivo. Si alguno de los nombrados faltare definitivamente, el siguiente tomará su lugar. Cuando cesare la ausencia o impedimento del representante principal, o de su primero o segundo suplentes, en su caso, podrán ejercer la representación, en su orden, uno u otros según el caso, asumiéndola por el solo hecho de ejercerla, cesando en ese momento el ejercicio de la representación por el primero, segundo o tercer suplente en su caso. Además, confiero (conferimos) poder a los abogados arriba nombrados, para obtener la protección de mi (nuestra) propiedad industrial y contra la competencia desleal, a cuyo efecto autorizo (amos) a los dichos apoderados para que me (nos) representen ante cualesquiera entidades o personas, ejerzan o no jurisdicción, especialmente ante las del orden administrativo, contencioso-administrativo y judicial, así como los tribunales de arbitramento, en todo lo concerniente a los siguientes asuntos: a) Obtención de patentes de invención, modelos de utilidad y diseños industriales; el registro de marcas de fábrica, colectivas, defensivas, de servicio, lemas comerciales, nombres comerciales, enseñas, nombres de dominio, variedades vegetales y denominaciones de origen; su renovación, traspaso, cambio de nombre o domicilio, cancelación voluntaria; y el registro de licencias de uso de esos derechos; b) Las acciones de competencia desleal, protección del consumidor,

in due compliance with the terms of paragraph 1st. of article 543 of the Commercial Code, do hereby appoint EMILIO FERRERO, tpa. 31929; GONZALO PERDOMO, tpa. 831; LUZ CLEMENCIA DE PAEZ, tpa. 23555 and GERMAN CAVELIER, tpa. 832, domiciled at Carrera 4a N° 72-35, Bogotá, Colombia, the first as principal and the others as alternates, in the order of their appointment, as our representatives for all industrial property matters with faculty to receive notifications and to appoint attorneys in and out of Court. The first alternate shall replace the principal in case of his absence or of temporal or definitive impediment. The same rule will apply when the second alternate representative is to replace the first one, or when the third is to replace the first or second alternates in their turn, or both of them, second. In such cases, the principal representative, or the first or second alternates in their turn, or both of them, shall state their intention not to act as representatives through a declaration given before a Notary Public in Colombia, or before a Notary or another Public Official or a Colombian Consul abroad; and in case of impediment, the appropriate certificate shall suffice. If any of the appointees were to be definitely absent, the following alternate shall take his place. When the absence or impediment of the principal representative, or of the first or second alternate in their turn ceases, the representation can be taken up again by the principal, the first or second alternate depending on the case, and the same fact or its exercise will suffice. The exercise of the representation by the first, second or third alternates in their turn shall end at such time. In addition, we grant a Power of Attorney in favor of the above named attorneys at law so that they may obtain the protection of my (our) industrial property and against the unfair competition, for which purpose I (we) authorize the said attorneys to represent me (us) before any authorities or persons, with or without jurisdiction, specially those administrative, administrative contentious and judicial, as well as before Arbitration Court, in all matters concerning the following: a) Obtainment of patents, utility models and industrial designs; the registration of trademarks, collective, defensive and service marks, slogans, commercial names, trade emblems, domain names, vegetal varieties and denominations of origin; its renewal, assignment, change of name or domicile, voluntary cancellation; and the registration of licenses of use of the above rights; b) Actions of unfair competition, protection to

oposiciones u observaciones, cancelación administrativa y judicial, nulidad, medidas cautelares, concesión de licencias, la tutela, la protección de secretos industriales, y en general los juicios civiles, penales, administrativos o contencioso-administrativos relacionados con estos derechos; acciones y procesos que promovamos o se nos promuevan. Y para que en todos los asuntos arriba determinados, puedan sustituir este mandato, transigir, conciliar, admitir los hechos del proceso, desistir, cancelar, recibir, renunciar, y ratificar los actos de agentes oficiosos.

the consumer, oppositions or observations, administrative or Court cancellation, nullity, infringement, granting of licenses, the action for writ mandamus, the protection of trade secrets, and in general the civil, penal, and administrative suits relating to those rights; actions and suits instituted by me (us) or against me (us). And that in all the above matters they may substitute this Power of Attorney, compromise, conciliate, admit the facts of the case, desist, cancel, receive, resign, and ratify acts done by representatives without a power of attorney.

Dado y firmado hoy/Given and signed this 13 day of August 2004

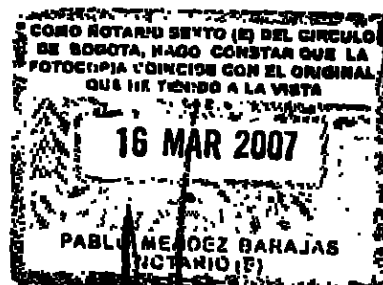
en/in San Diego, California

por/by George A. Whitten, Vice President/Patent Counsel

Firma

George A. Whitten

Signature



ALIF RNIA ALL-PURPOSE A KN WLEDGMENT

State of California

County of

San Diego

ss.

On August 13th 2004

before me,

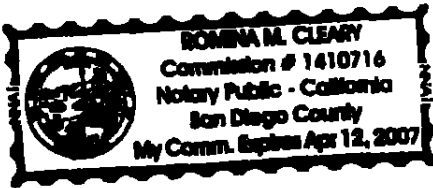
Romina Cleary, Notary Public

personally appeared

George A. Whitten

Name(s) of Signer(s)

- ☒ personally known to me
☐ proved to me on the basis of satisfactory evidence



to be the person(s) whose name(s) is/are subscribed to the within instrument and acknowledged to me that he/she/they executed the same in his/her/their authorized capacity(ies) and that by his/her/their signature(s) on the instrument the person(s), or the entity upon behalf of which the person(s) acted, executed the instrument.

WITNESS my hand and official seal.

R Cleary
Signature of Notary Public

Place Notary Seal Above

OPTIONAL

Though the information below is not required by law, it may prove valuable to persons relying on the document and could prevent fraudulent removal and reattachment of this form to another document.

Description of Attached Document

Title or Type of Document:

Colombia

Document Date:

Number of Pages:

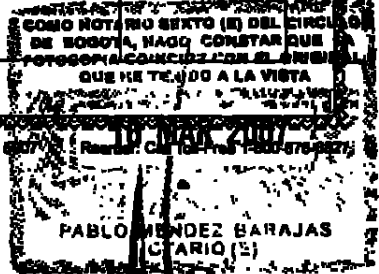
Signer(s) Other Than Named Above:

Capacity(ies) Claimed by Signer

Signer's Name:

- ☐ Individual
☐ Corporate Officer — Title(s):
☐ Partner — ☐ Limited ☐ General
☐ Attorney in Fact
☐ Trustee
☐ Guardian or Conservator
☐ Other:

Signer is Representing:



CERTIFICADO NOTARIAL (INDIVIDUO)

A los 13 días del mes de AGOSTO
de 2004 ante mí, Notario Público o Funcionario Autorizado
de estado de California
compareció(eron) personalmente George A. Whitten
a quien(es) doy fe de conocer y me consta que es(son) la(s)
persona(s) firmante(s) del documento que precede, y quien(es)
tiene(n) capacidad legal para otorgarlo

Notario Público o Funcionario Autorizado –Notary Public or Attesting Official

CERTIFICADO NOTARIAL (SOCIEDAD)

Hoy 13 de Agosto de 2004
Compareció(eron) ante mí George A. Whitten
quien(es) conozco personalmente y que firma(n) este
documento en representación de la Sociedad/compañía
denominada QUALCOMM INCORPORATED

Certifico:

1. Que he visto los siguientes documentos: *
ARTICULOS DE CONSTITUCION, REPLANTEADOS,
ESTADO DE DELAWARE, 10 SEP. 1991

2. Que dichos documentos prueban lo siguiente:

2.1. Que QUALCOMM INCORPORATED

es una Sociedad/Compañía legalmente constituida y existente
de acuerdo con las leyes del Estado de
Delaware

2.2. Que el domicilio de dicha Sociedad/Compañía es
5775 Morehouse Drive, San Diego, California 92121-
1714, Estados Unidos de América

2.3. Que el objeto u objetos para los cuales se otorga el presente
poder están comprendidos dentro del objeto social de la
mencionada Sociedad/Compañía.

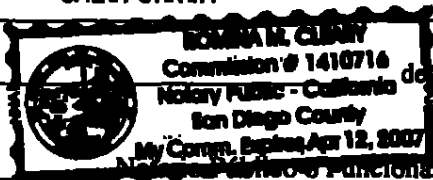
2.4. Que la(los) Sra.(Sres.) GEORGE A. WHITTEN

está(n) autorizado(s) para otorgar el presente Poder.

Ciudad SAN DIEGO

Estado CALIFORNIA

Hoy 13 de Agosto de 2004



Notario Público o Funcionario Autorizado – Notary Public or Attesting Official

NOTARIAL CERTIFICATE (INDIVIDUAL)

On this 13th day of August
2004 before me, a Notary Public or Attesting Official of
The State of California
personally appeared George A. Whitten

to me known, and known to me to be the person(s) who
executed that foregoing document, and who has(have) legal
capacity to execute it.

NOTARIAL CERTIFICATE (CORPORATION)

On this 13th day of August 2004
appeared before me George A. Whitten
who(m) I know personally and who(m) signed this document as
representative(s) of the Corporation/Company named
QUALCOMM INCORPORATED

I certify:

1. That I have seen the following documents: *
Restated Certificate of Incorporation,
State of Delaware, September 10, 1991.

2. That the above documents duly prove the following:

2.1. That QUALCOMM INCORPORATED

is a Corporation/Company legally constituted and in existence
in accordance with the laws of the State of Delaware

2.2. That the domicile of said Corporation/Company is
5775 Morehouse Drive, San Diego, California 92121-
1714, United States of America

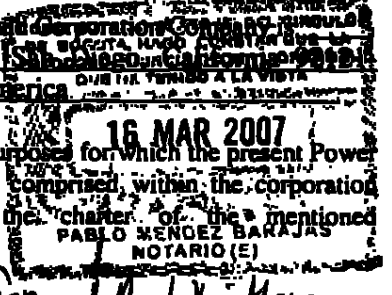
2.3. That the purpose or purposes for which the present Power
of Attorney is granted are comprised within the corporation
purposes set forth in the charter of the mentioned
Corporation/Company.

2.4. That Mrs. (Messrs.) George A. Whitten
is(are) authorized to grant the present Power of Attorney.

City San Diego

State California

This 13th day of August 2004



Notary Public or Attesting Official

110

TRADUCCIÓN OFICIAL 314/2004 DE UN DOCUMENTO ESCRITO EN INGLÉS Y EN ESPAÑOL, REALIZADA POR EDUARDO CALADO NOGUERA, TRADUCTOR OFICIAL APROBADO POR RESOLUCIÓN 541 DEL 27 DE FEBRERO DE 1976 POR EL MINISTERIO DE JUSTICIA Y DEBIDAMENTE REGISTRADO ANTE EL MINISTERIO DE RELACIONES EXTERIORES DE LA REPÚBLICA DE COLOMBIA Y MEDIANTE EL CUAL QUALCOMM INCORPORATED, EMPRESA DOMICILIADA EN 5775 MOREHOUSE DRIVE, SAN DIEGO, CALIFORNIA 92121-1714, ESTADOS UNIDOS DE AMÉRICA OTORGA PODER A EMILIO FERRERO, TPA 31929, GONZALO PERDOMO, TPA 831; LUZ CLEMENCIA DE PAEZ TPA 23555 Y A GERMÁN CAVELIER, TPA 832. EXPEDIDO Y FIRMADO HOY 3 DE AGOSTO DE 2004 EN SAN DIEGO, CALIFORNIA POR GEORGE A WHITTEN, VICEPRESIDENTE, ABOGADO DE PATENTES. FIRMA ILEGIBLE

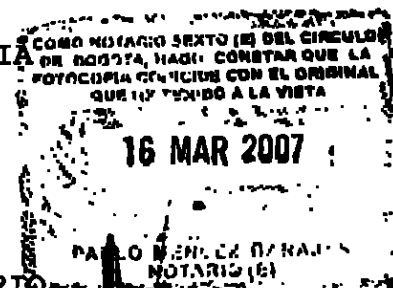
SELLO: ROMIN M. CLEARY, CARGO 1410716. NOTARIO PÚBLICO, CALIFORNIA. CONDADO DE SAN DIEGO, MI CARGO VENCE EL 12 DE ABRIL DE 2007.

CERTIFICADO NOTARIAL EN INGLÉS Y EN ESPAÑOL DE FECHA 13 DE AGOSTO DE 2004, POR EL CUAL SE CERTIFICA LA COMPARECENCIA DE GEORGE A. WHITTEN, PARA FIRMAR EL PODER ARRIBA CITADO A NOMBRE DE QUALCOMM INCORPORATED Y PARA CERTIFICAR LA EXISTENCIA LEGAL, EL DOMICILIO DE DICHA EMPRESA Y LA CAPACIDAD DE GEORGE A. WHITTEN PARA COMPROMETER A DICHA FIRMA. SAN DIEGO, CALIFORNIA

GREGORY J SMITH

CONDADO DE SAN DIEGO

EVALUADOR/REGISTRADOR/SECRETARIO



Yo, GREGORY J. SMITH, evaluador/registrador/secretario del condado de San Diego, Estado de California, que por ley tiene sello, POR EL PRESENTE CERTIFICO QUE ROMINA M. CLEARY, cuyo nombre aparece firmado en el juramento o certificado de prueba o

reconocimiento del documento adjunto, era al momento de tomar dicho juramento, prueba o reconocimiento, un notario público, para dicho condado, debidamente nombrado, juramentado y debidamente autorizado por las leyes de dicho estado para tomar el mismo y administrar juramentos y tomar el reconocimiento y prueba de escrituras y otros instrumentos escritos que vayan a registrarse en este estado. Conozco la caligrafía de dicho notario público y opino que la firma en dicho juramento o certificado de prueba o reconocimiento es genuina. Además certifico que de acuerdo con las leyes del estado de California, dicho juramento o certificado de prueba o reconocimiento se requiere que esté bajo sello, pero que la impresión de dicho sello no se requiere de acuerdo con las leyes del estado de California que se radiquen en mi oficina o en ningún otro lugar.

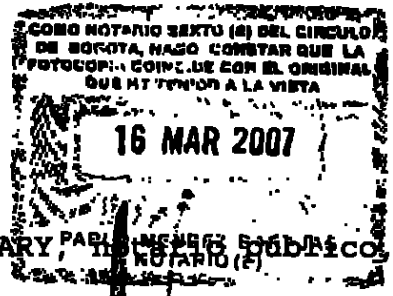
FECHADO: 20 de agosto de 2004. Atestiguo mediante mi firma

GREGORY J SMITH, EVALUADOR, REGISTRADOR, SECRETARIO DEL CONDADO.

RECONOCIMIENTO MULTIPROPÓSITO DE CALIFORNIA

ESTADO DE CALIFORNIA, CONDADO DE SAN DIEGO

DECLARACIÓN JURAMENTADA

El 13 de agosto de 2004, ante mi, ROMINA CLEARY,  notario público, compareció personalmente . GEORGE A. WHITTEN conocido personalmente por mi como la persona cuyo nombre está escrito en el documento adjunto y reconoció ante mi que él firmó el mismo en su calidad autorizada y que mediante su firma en el documento la persona o entidad a cuyo nombre actuaba, firmó el documento.

Atestiguo mediante mi firma y sello oficial

ROMINA CLEARY

12

Sello: ROMINA M. CLEARY, Cargo 1410716, notario público,
California. Condado de San Diego. Mi cargo vence el 12 de abril
del 2007.

Descripción del documento adjunto: COLOMBIA.

ESTADO DE CALIFORNIA

SECRETARÍA DE ESTADO

APOSTILLA:

(Convención de La Haya del 5 de octubre de 1961)

1. Estados Unidos de América

Este documento público

2. ha sido firmado por GREGORY J. SMITH

3. quien actúa en su calidad de EVALUADOR/SECRETARIO DEL
CONDADO/REGISTRADOR

4. lleva el sello del condado de SAN DIEGO, ESTADO DE
CALIFORNIA

CERTIFICADO

5. EN SAN DIEGO, CALIFORNIA

6. el 20 DE AGOSTO DE 2004

7. por el Secretario suplente del estado de California

8. Número 114512 ✓

9. Sello:

El gran sello del estado de California

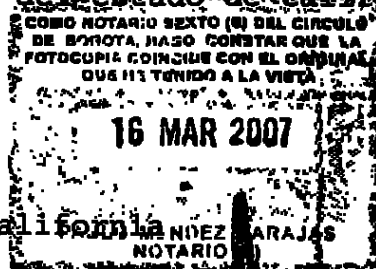
10. Firma: KEVIN SHELLEY, secretario de estado:

POR: FIRMA ILEGIBLE.

COLO-14439-841-001-5

WPCL002G ID 6270

Bogotá, 3 de diciembre de 2004.



Guadalupe Caldas
Escriba: _____
"TRADUCCION DE LA FIRMA"
FIRMA: _____
Firma del Traductor de la Firma

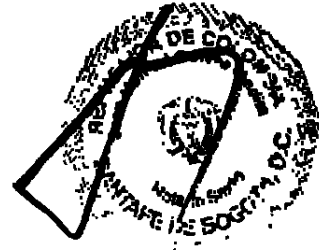
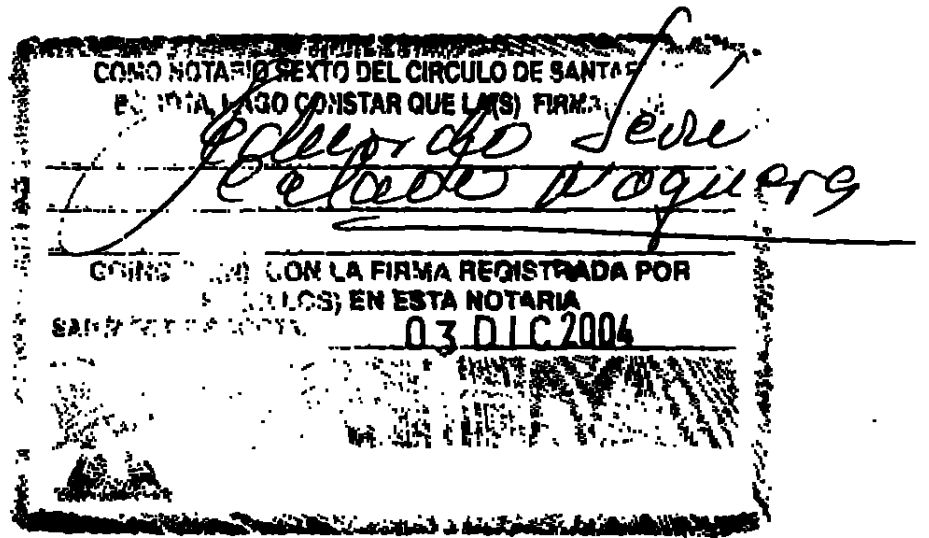
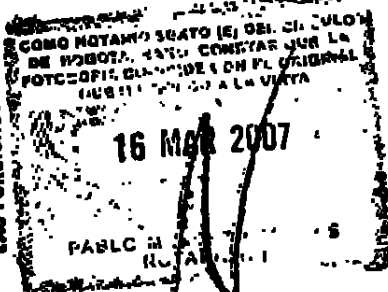
NO SE ASUME
RESPONSABILIDAD DEL TEXTO

2004 DIC -3 P 1:54

UCS
JEFE DE LEGALIZACIONES
BOGOTA D.C.

MINISTERIO DE
RELACIONES EXTERIORES

292197
Edgardo Celado
CUYA FIRMA APARECE EN EL
DOCUMENTO DESEMPENA
LAS FUNCIONES INDICADAS



13

(12) INTERNATIONAL APPLICATION PUBLISHED UNDER THE PATENT COOPERATION TREATY (PCT)

(19) World Intellectual Property Organization
International Bureau



(43) International Publication Date
30 March 2006 (30.03.2006)

PCT

(10) International Publication Number
WO 2006/034020 A1

(51) International Patent Classification:
H04L 27/26 (2006.01) H04B 1/10 (2006.01)

Diego, California 92103 (US). JAYARAMAN, Srikant
[IN/US]: 1254 Pacific Beach Drive, #1, San Diego, Cali-
fornia 92109 (US).

(21) International Application Number:
PCT/US2005/033133

(74) Agents: WADSWORTH, Phillip R. et al.; 5775 More-
house Drive, San Diego, California 92121 (US).

(22) International Filing Date:
16 September 2005 (16.09.2005)

(81) Designated States (unless otherwise indicated, for every
kind of national protection available): AE, AG, AI, AM,
AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BR, BW, BY, BZ, CA, CH, CN,
CO, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DZ, EC, EG, ES, FI,
GB, GD, GH, GI, GM, GR, HU, ID, IL, IN, IS, JP, KE,
KG, KM, KP, KR, KZ, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LV, LY,
MA, MD, MG, MK, MN, MW, MX, MY, NA, NG, NI, NO,
NZ, OM, PG, PI, PL, PT, RO, RU, SC, SD, SE, SG, SK,
SL, SM, SY, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ,
VC, VN, YU, ZA, ZM, ZW.

(25) Filing Language: English

(26) Publication Language: English

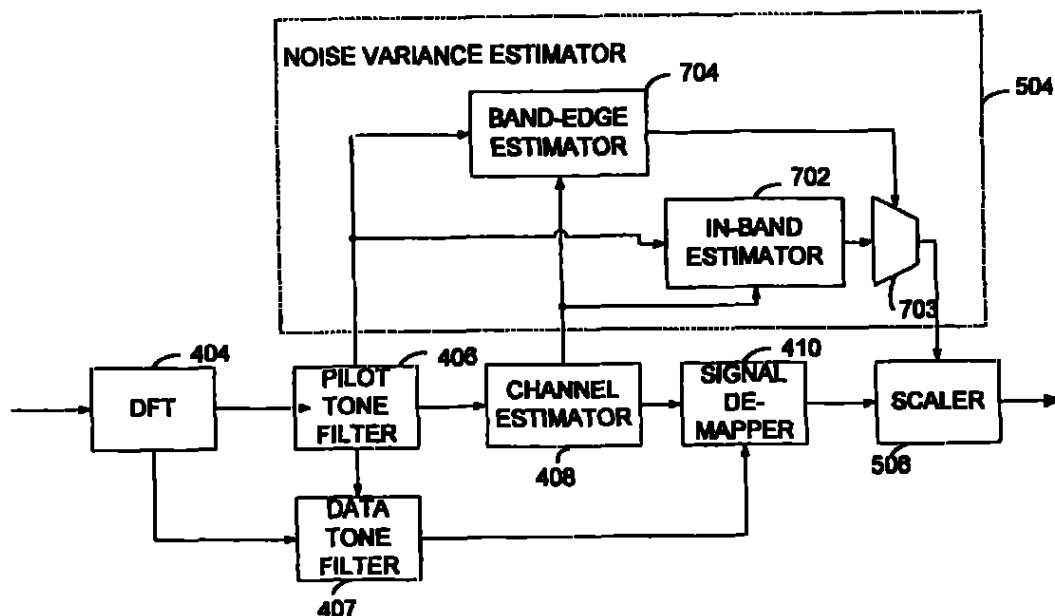
(30) Priority Data:
60611028 17 September 2004 (17.09.2004) US
11/047,347 28 January 2005 (28.01.2005) US

(71) Applicant (for all designated States except US): QUAL-
COMM INCORPORATED [US/US]: 5775 Morehouse
Drive, San Diego, California 92121 (US).

(84) Designated States (unless otherwise indicated, for every
kind of regional protection available): ARIPO (BW, GI,
GM, KE, LS, MW, MZ, NA, SD, SI, SZ, TZ, UG, ZM,
ZW), Eurasian (AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM),
European (AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI,
FR, GB, GR, HU, IE, IS, IT, LT, LU, LV, MC, NL, PL, PT,
RO, SE, SI, SK, TR), OAPI (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA,
GN, GQ, GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG).

[Continued on next page]

(54) Title: NOISE VARIANCE ESTIMATION IN WIRELESS COMMUNICATIONS FOR DIVERSITY COMBINING AND
LOG-LIKELIHOOD SCALING



(57) Abstract: Noise variance estimation in wireless communications. Noise variance estimation includes receiving a signal 402 including an OFDM symbol having in-band tones including in-band pilot tones, and band-edge tones including band-edge pilot tones and guard tones, estimating an effective noise variance for the in-band tones 702 using the in-band pilot tones and channel estimates for the in-band pilot tones, and estimating an effective noise variance for the band-edge tones 704 using the band-edge pilot tones, channel estimates for the band-edge pilot tones, and the guard tones.

WO 2006/034020 A1

**Declarations under Rule 4.17:**

- as to applicant's entitlement to apply for and be granted a patent (Rule 4.17(ii)) for the following designations AE, AG, AI, AM, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BR, BW, BY, BZ, CA, CH, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, HR, HU, ID, IL, IN, IS, JP, KE, KG, KM, KP, KR, KZ, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LV, LY, MA, MD, MG, MK, MN, MW, MX, MY, NA, NG, NI, NO, NZ, OM, PG, PH, PL, PT, RO, RU, SC, SD, SE, SG, SK, SL, SM, SY, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, UZ, VC, VN, YU, ZA, ZM, ZW. ARIPO patent (BW, GH, GM, KE, LS, MW, MZ, NA, SD, SI, 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, HU, IE, IS, IT, LT, LU, LV, MC, NL, PL, PT, RO,

SE, SI, SK, TR), OAPI patent (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG)

- as to the applicant's entitlement to claim the priority of the earlier application (Rule 4.17(iii)) for all designations
- as to the applicant's entitlement to claim the priority of the earlier application (Rule 4.17(iii)) for all designations

Published:

- with international search report
- 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.

19

NOISE VARIANCE ESTIMATION IN WIRELESS COMMUNICATIONS FOR DIVERSITY COMBINING AND LOG- LIKELIHOOD SCALING

Claim of Priority under 35 U.S.C. §119

[0001] The present Application for Patent claims priority to Provisional Application No. 60/611,028, entitled "Noise Variance Estimation for Diversity Combining and Log-likelihood Ratio (LLR) Scaling in Platinum Broadcast" filed September 17, 2004, and assigned to the assignee hereof and hereby expressly incorporated by reference herein.

BACKGROUND

Field

[0002] The present disclosure relates generally to telecommunications, and more specifically, to noise variance estimation techniques in wireless communications.

Background

[0003] In a typical telecommunications system, the data to be transmitted is encoded with a turbo code, which generates a sequence of symbols, referred to as "code symbols." Several code symbols may be blocked together and mapped to a point on a signal constellation, thereby generating a sequence of complex "modulation symbols." This sequence may be applied to a modulator, which generates a continuous time signal, which is transmitted over a wireless channel.

[0004] At the receiver, the modulation symbols may not correspond to the exact location of a point in the original signal constellation due to noise and other disturbances in the channel. A demodulator may be used to make soft decisions as to which modulation symbols were most likely transmitted based on the received points in the signal constellation. The soft decisions may be used to extract the Log-Likelihood Ratio (LLR) of the code symbols. The turbo decoder uses the sequence of code symbol LLRs to decode the data originally transmitted.

[0005] In a receiver employing multiple antennas, a Pilot Weighted Combining (PWC) technique is often used to combine the soft decisions for each antenna. The combined soft decisions may then be used to compute the LLRs for the code symbols. One problem with this approach is the potential difference in thermal noise for each antenna.

As a result, the PWC procedure for combining soft decisions may not optimize the Signal-to-Noise Ratio (SNR). Accordingly, there is a need in the art for an improved demodulation process that considers the thermal noise for one or more antennas mounted on a receiver.

SUMMARY

[0006] In one aspect of the present invention, a method of estimating noise variance includes receiving a signal including an Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) symbol. The OFDM has in-band tones, including in-band pilot tones, and band-edge tones including band-edge pilot tones, and guard tones. The method further involves estimating an effective noise variance for the in-band tones using the in-band pilot tones and channel estimates for the in-band pilot tones, and estimating an effective noise variance for the band-edge tones using the band-edge pilot tones, channel estimates for the band-edge pilot tones, and the guard tones.

[0007] In another aspect of the present invention, a method of estimating noise variance includes receiving a signal including a plurality of OFDM symbols each having in-band tones including in-band pilot tones, and band-edge tones including band-edge pilot tones and guard tones, estimating an effective noise variance for the in-band tones of one of the OFDM symbols by estimating a noise variance for the in-band tones of one or more of the OFDM symbols, weighting the noise variance estimates, combining the weighted noise variance estimates, and scaling the combined weighted noise variance estimates, and estimating an effective noise variance for the band-edge tones of said one of the OFDM symbols using the band-edge pilot tones for said one of the OFDM symbols, channel estimates for the band-edge pilot tones for said one of the OFDM symbols, and the guard tones for said one of the OFDM symbols.

[0008] In yet another aspect of the present invention, a method of estimating noise variance includes receiving a signal including a plurality of OFDM symbols each having in-band tones including in-band pilot tones, and band-edge tones including band-edge pilot tones and guard tones, estimating an effective noise variance for the in-band tones of one of the OFDM symbols using the in-band pilot tones for said one of the OFDM symbols and channel estimates for said one of the OFDM symbols, the channel estimates being time averaged over two or more of the OFDM symbols, and estimating an effective noise variance for the band-edge tones of said one of the OFDM symbols

using the band-edge pilot tones for said one of the OFDM symbols, channel estimates for the band-edge pilot tones for said one of the OFDM symbols, and the guard tones for said one of the OFDM symbols.

[0009] In a further aspect of the present invention, a method of estimating noise variance includes receiving a signal including a plurality of OFDM symbols each having in-band tones including in-band pilot tones, and band-edge tones including band-edge pilot tones and guard tones, estimating an effective noise variance for the in-band tones of one of the OFDM symbols using the in-band pilot tones for said one of the OFDM symbols and channel estimates for said one of the OFDM symbols, and estimating an effective noise variance for the band-edge tones of said one of the OFDM symbols by estimating an average effective noise variance for the band-edge tones from the band-edge pilot tones for said one of the OFDM symbols, the channel estimates for the band-edge pilot tones for said one of the OFDM symbols, and the guard tones for said one of the OFDM symbols, assigning the edge tones of the OFDM symbol to an effective noise variance equal to the maximum of the average effective noise variance for the band-edge tones and the effective noise variance for the in-band tones, and interpolating the effective noise variance for the band-edge tones between the effective noise variance of the edge tones and the effective noise variance of the in-band tones.

[0010] In yet a further aspect of the present invention, a demodulator configured to receive a signal including an OFDM symbol having in-band tones including in-band pilot tones, and band-edge tones including band-edge pilot tones and guard tones, the demodulator including a channel estimator configured to generate channel estimates for the in-band pilot tones and channel estimates for the band-edge pilot tones, an in-band estimator configured to estimate an effective noise variance for the in-band tones using the in-band pilot tones and the channel estimates for the in-band pilot tones, and a band-edge estimator configured to estimate an effective noise variance for the band-edge tones using the band-edge pilot tones, the channel estimates for the band-edge pilot tones, and the guard tones.

[0011] In another aspect of the present invention, a demodulator configured to receive a signal including a plurality of OFDM symbols each having in-band tones including in-band pilot tones, and band-edge tones including band-edge pilot tones and guard tones, the demodulator including a channel estimator configured to generate channel estimates for the band-edge pilot tones of one of the OFDM symbols, an in-band estimator

configured to estimate an effective noise variance for the in-band tones of said one of the OFDM symbols by estimating a noise variance for the in-band tones of one or more of the OFDM symbols, weighting the noise variance estimates, combining the weighted noise variance estimates, and scaling the combined weighted noise variance estimates, and a band-edge estimator configured to estimate an effective noise variance for the band-edge tones of said one of the OFDM symbols using the band-edge pilot tones for said one of the OFDM symbols, channel estimates for the band-edge pilot tones for said one of the OFDM symbols, and the guard tones for said one of the OFDM symbols.

[0012] In yet another aspect of the present invention, a demodulator configured to receive a signal including a plurality of OFDM symbols each having in-band tones including in-band pilot tones, and band-edge tones including band-edge pilot tones and guard tones, the demodulator including a channel estimator configured to generate channel estimates for the in-band pilot tones of one of the OFDM symbols and channel estimates for the band-edge pilot tones of said one of the OFDM symbols, the channel estimates for the in-band pilot tones for said one of the OFDM symbols being time averaged over two or more of the OFDM symbols, an in-band estimator configured to estimate an effective noise variance for the in-band tones of said one of the OFDM symbols using the in-band pilot tones for said one of the OFDM symbols and the channel estimates for said one of the OFDM symbols, and a band-edge estimator configured to estimate an effective noise variance for the band-edge tones of said one of the OFDM symbols using the band-edge pilot tones for said one of the OFDM symbols, the channel estimates for the band-edge pilot tones for said one of the OFDM symbols, and the guard tones for said one of the OFDM symbols.

[0013] In a further aspect of the present invention, a demodulator configured to receive a signal including a plurality of OFDM symbols each having in-band tones including in-band pilot tones, and band-edge tones including band-edge pilot tones and guard tones, the demodulator including a channel estimator configured to generate channel estimates for the in-band pilot tones of one of the OFDM symbols and channel estimates for the band-edge pilot tones of said one of the OFDM symbols, an in-band estimator configured to estimate an effective noise variance for the in-band tones of said one of the OFDM symbols using the in-band pilot tones for said one of the OFDM symbols, and a band-edge estimator configured to estimate an effective noise variance for the band-edge tones of said one of the OFDM symbols by estimating an average effective

noise variance for the band-edge tones for said one of the OFDM symbols from the band-edge pilot tones for said one of the OFDM symbols, the channel estimates for the band-edge pilot tones for said one of the OFDM symbols, and the guard tones for said one of the OFDM symbols, assigning the edge tones of the OFDM symbol to an effective noise variance equal to the maximum of the average effective noise variance for the band-edge tones for said one of the OFDM symbols and the effective noise variance for the in-band tones for said one of the OFDM symbols, and interpolating the effective noise variance for the band-edge tones between the effective noise variance of the edge tones and the effective noise variance of the in-band tones.

[0014] It is understood that other embodiments of the present invention will become readily apparent to those skilled in the art from the following detailed description, wherein various embodiments of the invention are shown and described by way of illustration. As will be realized, the invention is capable of other and different embodiments and its several details are capable of modification in various other respects, all without departing from the spirit and scope of the present invention. Accordingly, the drawings and detailed description are to be regarded as illustrative in nature and not as restrictive.

BRIEF DESCRIPTION OF THE DRAWINGS

- [0015] FIG. 1 is a conceptual block diagram illustrating an example of a telecommunications system;
- [0016] FIG. 2 is a conceptual block diagram illustrating an example of a transmitter in communication with a receiver;
- [0017] FIG. 3 is an example of a transmission waveform for a hybrid multi-access telecommunications system supporting both CDMA and OFDM communications;
- [0018] FIG. 4 is a conceptual block diagram illustrating the functionality of an OFDM demodulator in a receiver for a hybrid multi-access telecommunications system;
- [0019] FIG. 5 is a conceptual block diagram illustrating the functionality of an OFDM demodulator in a dual antenna receiver for a hybrid multi-access telecommunications system;
- [0020] FIG. 6 is a graphical illustration of an OFDM symbol in the frequency domain; and

[0021] FIG. 7 is a conceptual block diagram illustrating the functionality of a channel estimator capable of computing the effective noise variance for its respective antenna.

DETAILED DESCRIPTION

[0022] The detailed description set forth below in connection with the appended drawings is intended as a description of various embodiments of the present invention and is not intended to represent the only embodiments in which the present invention may be practiced. The detailed description includes specific details for the purpose of providing a thorough understanding of the present invention. However, it will be apparent to those skilled in the art that the present invention may be practiced without these specific details. In some instances, well-known structures and components are shown in block diagram form in order to avoid obscuring the concepts of the present invention.

[0023] FIG. 1 is a conceptual block diagram illustrating an example of a telecommunications system. The telecommunications system 100 may include an Access Network (AN) 102 which supports communications between any number of ATs 104. The AN 102 may also be connected to additional networks 110A and 110B outside the AN 102, such as the Internet, a corporate intranet, a Public Switched Telephone Network (PSTN), a broadcast network, or any other network. The Access Terminal (AT) 104 may be any type of fixed or mobile device that can communicate with the AN 102 including but not limited to a wireless handset or telephone, a cellular telephone, a data transceiver, a paging receiver, a position determination receiver, a modem, or the any other wireless terminal.

[0024] The AN 102 may be implemented with any number of base stations dispersed throughout a geographic region. The geographic region may be subdivided into smaller regions known as cells with a base station serving each cell. In high traffic applications, the cell may be further divided into sectors with a base station serving each sector. For simplicity, one Base Station (BS) 106 is shown. A Base Station Controller (BSC) 108 may be used to coordinate the activities of multiple base stations, as well as provide an interface to the networks outside the AN 102.

[0025] FIG. 2 is a conceptual block diagram illustrating an example of a transmitter in communication with a receiver. The transmitter 202 and receiver 204 may be stand-alone entities, or integrated into a telecommunications system. In a telecommunications

system, the transmitter 202 may be in the base station 106 and the receiver 204 may be in the AT 104. Alternatively, the transmitter 202 may be in the AT 104 and the receiver 204 may be in the base station 106.

[0026] At the transmitter 202, a Turbo encoder 206 may be used to apply an iterative coding process to the data to facilitate Forward Error Correction (FEC). The coding process results in a sequence of code symbols with redundancy used by the receiver 204 to correct errors. The code symbols may be provided to a modulator 208 where they are blocked together and mapped to coordinates on a signal constellation. The coordinates of each point in the signal constellation represents the baseband quadrature components that are used by an analog front end 210 to modulate quadrature carrier signals before transmission over a wireless channel 212.

[0027] An analog front end 214 in the receiver 204 may be used to convert the quadrature carrier signals to their baseband components. A demodulator 216 may translate the baseband components back to their correct points in the signal constellation. Because of noise and other disturbances in the channel 212, the baseband components may not correspond to valid locations in the original signal constellation. The demodulator 216 detects which modulation symbols were most likely transmitted by correcting the received points in the signal constellation by the channel's frequency response, and selecting valid symbols in the signal constellation which are closest to the corrected received points. These selections are referred to as "soft decisions." Soft decisions are used by LLR computation module 218 to determine the LLR of the code symbols. A turbo decoder 220 uses the sequence of code symbol LLRs to decode the data originally transmitted.

[0028] The telecommunications system may be implemented with any number of different technologies. Code Division-Multiple Access (CDMA), which is well known in the art, is just one example. CDMA is a modulation and multiple access schemes based on spread-spectrum communications. In a CDMA telecommunications system, a large number of signals share the same frequency spectrum; as a result, such as system provides high user capacity. This is achieved by transmitting each signal with a different code, and thereby, spreading the spectrum of the signal waveform. The transmitted signals are separated in the receiver by a demodulator that uses a corresponding code to despread the signal. The undesired signals, i.e. signals having a different code, are not despread and contribute to noise.

[0029] Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) is another example of a technology that can be implemented by a telecommunications system. OFDM is a spread-spectrum technique wherein data is distributed over a large number of carriers spaced apart at precise frequencies. The spacing provides "orthogonality" to prevent a receiver from seeing frequencies other than those intended for the receiver. OFDM, which is also well known in the art, is commonly used for commercial and private broadcasts, but is not limited to such applications.

[0030] In at least one embodiment of the telecommunications system, a hybrid multi-access scheme may be employed using both CDMA and OFDM communications. This hybrid system has been gaining widespread acceptance in the area of broadcast services integrated into existing infrastructures, wherein such infrastructures were originally designed to support point-to-point communications between a transmitter and receiver. In other words, the one-to-one type communication system is also being used for one-to-many broadcast transmissions by use of OFDM modulation in combination with other technologies. In these systems, the transmitter may be used to puncture OFDM symbols into a CDMA waveform.

[0031] FIG. 3 is an example of a transmission waveform for a hybrid multi-access telecommunications system supporting both CDMA and OFDM communications. The structure of the transmission waveform, as well as the specified time durations, chip lengths, and value ranges are provided by way of example with the understanding that other time durations, chip lengths, and value ranges may be used without departing from the underlying principles of operation of the telecommunications system. The term "chip" is referred to herein as a unit of time of a binary digit output by a spread-spectrum code generator. This example is consistent with a system supporting the protocol "cdma2000 High Rate Packet Data Air Interface Specification," TIA/EIA/IS-856.

[0032] The transmission waveform 300 may be defined in terms of frames. A frame may include 16 time-slots 302, each time-slot 302 corresponding to 2048 chips. Time slot 302 having a 1.66 millisecond (ms) time-slot duration, and consequently, a 26.66 ms frame duration. Each time-slot 302 may be divided into two half-time-slots 302A, 302B, with CDMA pilot tone bursts 304A, 304B transmitted within each half-time-slot 302A, 302B, respectively. Each CDMA pilot tone burst 304A, 304B may be 96 chips, centered about a mid-point of its associated half-time-slot 302A, 302B. A Medium

Access Control (MAC) channel 306A, 306B, 306C, 306D may comprise two bursts, which are transmitted immediately before and immediately after the pilot tone burst 304A, 304B of each half-time-slot 302A, 302B. The MAC may include up to 64 spread-spectrum code channels, which are orthogonally covered by 64-ary Walsh codes. The MAC channels may be used for CDMA overhead such as power control, data rate control, and the like. Data may be sent in the remaining portions 308A, 308B of the first half-time-slot 302A and the remaining portions 308C, 308D of the second half-time-slot 302B.

[0033] In one embodiment of a hybrid telecommunications system, four OFDM symbols may be punctured into the data portion of a time-slot 302. This results in a zeroth OFDM symbol 308A at the beginning of the first half-time-slot 302A, a first OFDM symbol 308B at the end of the first half-time-slot 302A, a second OFDM 308C symbol at the beginning of the second half-time-slot 302B, and a third OFDM symbol at the end of the second half-time-slot 302B. In this example, each OFDM symbol is 400 chips. A cyclic prefix 310 occupies 80 chips, leaving 320 chips to transmit data and pilot tones. The 320 chips translates into 320 equally spaced orthogonal tones across the frequency band. Because the tones at the edges of the frequency band may be affected by Adjacent Channel Interference (ACI), the skilled artisan may chose not to send any data on those tones. Instead, the edges of the frequency band, referred to as "guard-bands," may be used to transmit "pilot tones" and "guard tones." The tones that are not affected by ACI are typically used to transmit modulation symbols with interspersed pilot tones. Both the guard tones and pilot tones are modulated with known data. Depending on the application, the guard tones and the pilot tones may be the same or different.

[0034] FIG. 4 is a conceptual block diagram illustrating the functionality of an OFDM demodulator in a receiver for a hybrid multi-access telecommunications system. The OFDM demodulator 402 may be integrated into any processing entity, or distributed among any number of processing entities, within the receiver. The processing entity (or entities) may include a microprocessor, Digital Signal Processor (DSP), or any other hardware and/or software based processing entity (or entities). Alternatively, the OFDM demodulator 402 may be a separate processing entity such as a microprocessor, DSP, programmable logic, dedicated hardware, or any other entity capable of processing information.

[0035] The OFDM demodulator 402 may include a Discrete Fourier Transform (DFT) 404, which may be used to process OFDM symbols. The DFT 402 may be used to convert an OFDM symbol from the time domain to the frequency domain. The output of the DFT 404 may be provided to a pilot tone filter 406 in a serial fashion. The pilot tone filter 406 may be implemented as a decimator to select the pilot tones. The decimator may also be configured to select all guard tones. Signaling from the pilot tone filter 406 to a data tone filter 407 may be used to indicate when the data tone filter 407 should pass data from the DFT 404 to a signal demapper 410. The signal demapper 410 makes a soft decision as to the modulation symbol in the signal constellation most likely transmitted on the data tone. This decision is based on received data and an estimate of the channel's frequency response provided by a channel estimator 408. The channel estimator 408 may estimate the channel's frequency response from the pilot tones using a least-squares channel estimation procedure, or any other suitable procedure.

[0036] The channel estimator 408 may be implemented with an Inverse Discrete Fourier Transform (IDFT) 412. The IDFT 412 converts the pilot tones from the frequency domain into the estimate of the channel impulse response of length P samples in the time domain, where P is the number of pilot tones in the OFDM symbol. The channel's frequency response may then be estimated for all tones from the estimate of the channel impulse response using an interpolation process implemented by a DFT 414. The number of samples used by the DFT 414 to compute the channel estimate may be reduced if the actual channel's impulse response is less than PT , where $1/T$ is equal to the chip rate of the OFDM symbol. In this case, the channel's frequency response may be estimated from L samples, where LT is equal to the time duration of the channel's impulse response. The term L is generally referred to as the "delay spread" of the channel impulse response.

[0037] The channel estimate may be improved by time-averaging the channel estimates for all OFDM symbols in any given time-slot. In the example discussed in FIG. 3, four channel estimates from four OFDM symbols may be time-averaged. Ideally, a non-causal symmetric filter should be used to time-average the channel estimates for the four OFDM symbols. By way of example, the channel estimate for the first OFDM symbol 308B may be computed by averaging the channel estimates for the zeroth, first, and second OFDM symbols 308A, 308B, 308C. Similarly, the channel estimate for the

second OFDM symbol 308C may be computed by averaging the first, second, and third OFDM symbols 308B, 308C, 308D. This approach minimizes the channel estimation bias caused by channel variation induced by Doppler. However, for the zeroth and third OFDM symbols 308A, 308D, this is not possible because adjacent time-slots may contain CDMA signals. Hence, a non-causal filter cannot be applied to the zeroth and third OFDM symbols 308A, 308D. Instead, the channel estimate for the zeroth OFDM symbol 308A may be computed by a weighted averaging process between the zeroth and first OFDM symbols 308A, 308B, and the channel estimate for the third OFDM symbol 308D may be computed by a weighted averaging process between the second and third OFDM symbols 308C, 308D. Alternatively, the channel estimate for the zeroth OFDM symbol 308A may be computed by a weighted averaging process between the zeroth, first, and second OFDM symbols 308A, 308B, 308C, and the channel estimate for the third OFDM symbol 308D in the time-slot may be computed by a weighted averaging process between the first, second and third OFDM symbols 308B, 308C, 308D. The latter approach, however, may cause significant channel estimation bias at high mobile speeds. Either way, the channel estimates for the first and second OFDM symbols 308B, 308C in the time-slot should be more accurate than the channel estimates for the zeroth and third OFDM symbols 308a, 308d in the same time-slot.

[0038] In multiple antenna applications employing diversity combining techniques, a sequence of soft decisions may be generated for each antenna. The soft decisions for any given tone (k) may be combined using a Maximum Ratio Combining (MRC) technique before being provided to the LLR computation module. The MRC technique scales each soft decision for a given tone by $1/\sigma_{eff,k}^{(m)2}$ for the m^{th} antenna, where the effective noise variance ($\sigma_{eff,k}^{(m)2}$) is defined by the following equation:

$$\sigma_{eff,k}^{(m)2} = \sigma_{\Delta,k}^{(m)2} + \sigma_k^{(m)2} \quad (1)$$

where: $\sigma_{\Delta,k}^{(m)2}$ is the Mean-Square Error (MSE) of the channel estimate for the k -th tone received by the m^{th} antenna; and

$\sigma_k^{(m)2}$ is the noise variance of the k^{th} tone received by the m^{th} antenna.

[0039] FIG. 5 is a conceptual block diagram illustrating the functionality of an OFDM demodulator in a dual antenna receiver for a hybrid multi-access telecommunications

system. The OFDM demodulator 502 may be implemented in a stand-alone processing entity, distributed among multiple processing entities, or integrated into another receiver entity in the same manner as the OFDM modulator described in connection with FIG. 4. The OFDM demodulator 502 is shown with two demodulating channels 502A, 502B, one for each antenna, but may be implemented with any number of demodulating channels depending on the number of antennas in the receiver. In this example, a noise variance estimator 504A, 504B in each demodulating channel 502A, 502B, respectively, estimates the effective noise variance $\sigma_{eff,k}^{(m)2}$ for each tone. The soft decisions generated by each signal demapper 410A, 410B are provided to a scaler 506A, 506B, where they are scaled by $1/\sigma_{eff,k}^{(m)2}$ before being combined with other scaled soft decisions by an adder 508.

[0040] FIG. 6 is a graphical illustration of an OFDM symbol in the frequency domain. As discussed earlier in connection with FIG. 3, each OFDM symbol may include guard-bands 602A, 602B containing only pilot and guard tones. The tones not affected by ACI are typically used to transmit modulation symbols with interspersed pilot tones; however, a tone not affected by ACI, may still have a channel estimate which is affected by ACI. This is because the channel estimate is computed from the interpolation of multiple pilot tones, and in some cases those pilot tones may extend into the guard-band regions. Those tones outside the guard-band regions whose channel estimate are affected by ACI, as well as the tones in the guard-band regions, will be referred to as "band-edge tones." These tones can be found in the band-edge regions 604A, 604B of the frequency band for the OFDM symbol. The remaining tones, with channel estimates that are not affected by ACI, will be referred to as "in-band tones," and may be found in the in-band region 606 of the OFDM symbol.

[0041] FIG. 7 is a conceptual block diagram illustrating the functionality of a channel estimator capable of computing the effective noise variance for its respective antenna. A noise variance estimator 504 may be used to perform this computation. The noise variance estimator 504 may be implemented as part of the channel estimator 408, may be a stand-alone entity, may be implemented as part of another processing entity within the receiver, or may have its functionality distributed among any number of processing entities in the receiver.

[0042] The noise variance estimator 504 may include an in-band estimator 702 configured to compute the effective noise variance for the in-band tones, and a band-edge estimator 704 configured to compute the effective noise variance for the band-edge tones. The output at 702 and the output of 704 are provided to a multiplexer (MUX) 703 or a switch. The output of the MUX 703 is then provided to scaler 506. The effective noise variance for in-band tones may be computed from the in-band pilot tones and the channel estimates for the in-band pilot tones. The effective noise variance for the band-edge tones may be computed from the band-edge pilot tones and the channel estimates for the band-edge pilot tones. The accuracy of the effective noise variance for the band-edge tones may be improved by also using the guard-band tones.

[0043] The operation of the in-band estimator will first be discussed. The in-band tones are the tones for which the MSE of the channel estimates are related to the noise variance of the tones by the following equation:

$$\sigma_{\Delta}^{(m)2}(n) \approx \frac{L}{P} \sum_{l=0}^3 |c_{n,l}|^2 \sigma^{(m)2} \quad (2)$$

where $c_{n,l}$ is the time-averaging weights for the channel estimate of the n^{th} OFDM symbol, and $\sigma^{(m)2}$ is the noise variance of the tones received by the m^{th} antenna, which are not affected by ACI. The tone index, or the subscript k , may be suppressed because the noise variance can be assumed to be the same for all the in-band tones.

[0044] Thus, the effective noise variance is related to the noise variance by the following equation:

$$\sigma_{\text{eff}}^{(m)2}(n) = \left(1 + \frac{L}{P} \sum_{l=0}^3 |c_{n,l}|^2 \right) \sigma^{(m)2} \quad (3)$$

The noise variance $\sigma^{(m)2}$ may be computed and scaled using equation (3) to generate the effective noise variance $\sigma_{\text{eff}}^{(m)2}(n)$.

[0045] A set of in-band pilot tones may be defined as $\Lambda = \{k; -(P-G)/2 \leq k \leq (P-G)/2\}$, where $G > 0$ is such that the MSE of the time-averaged channel estimates for the k -th pilot tone can be represented by the following equation:

$$\sigma_{\Delta,k}^{(m)2}(n) \approx \frac{L}{P} \sum_{l=0}^3 |c_{n,l}|^2 \sigma^{(m)2}, \text{ for } k \in \Lambda \text{ and } n=0,1,2,3 \quad (4)$$

where $\delta = N/P$ is the pilot tone spacing, N is the number of orthogonal tones, P is the number of pilot tones, and $(G-1)$ is the number of pilot tones whose channel estimates are affected by ACL.

[0046] There are four sets of time-averaging weights for the channel estimation; $(c_{0,0}, c_{0,1}, c_{0,2}, c_{0,3})$ for the zeroth OFDM symbol, $(c_{1,0}, c_{1,1}, c_{1,2}, c_{1,3})$ for the first OFDM symbol, $(c_{2,0}, c_{2,1}, c_{2,2}, c_{2,3})$ for the second OFDM symbol, and $(c_{3,0}, c_{3,1}, c_{3,2}, c_{3,3})$ for the third OFDM symbol. The estimator for the in-band effective noise variance for the n^{th} OFDM symbol is given by:

$$\hat{\sigma}_{\text{eff}}^{(n)2}(n) = \left(1 + \frac{L}{P} \sum_j |c_{n,j}|^2\right) \sum_{l=0}^3 w_l f_l^{(n)} \quad (5)$$

$$f_l^{(n)} = \sum_{k \in \Lambda} |Y_{k,l}^{(n)} - \hat{H}_{k,l}^{(n)}|^2$$

[0047] where: w_l are the combining weights such that the mean of $\sum_{l=0}^3 w_l f_l^{(n)}$ is $\sigma^{(n)}$; $Y_{k,l}^{(n)}$ is the pilot observation corresponding to the k^{th} pilot tone of the l^{th} OFDM symbol; and

$\hat{H}_{k,l}^{(n)}$ is the channel estimate for the k^{th} pilot tone of the l^{th} OFDM symbol.

[0048] An example will be illustrative. In this example, the noise variance estimator will use only the first and second OFDM symbols to estimate the noise variance, which can be represented as follows:

$$w_0 = w_3 = 0,$$

and

$$w_l = \frac{1}{2(P-G+1)} \frac{1}{1 - \frac{2L}{P} c_{l,1} + \frac{L}{P} \sum_j |c_{l,j}|^2}, \text{ for } l=1, 2 \quad (6)$$

[0049] It can be shown that the mean of $|Y_{k,l}^{(n)} - \hat{H}_{k,l}^{(n)}|^2$ is

$$\left(1 - \frac{2L}{P} c_{l,1} + \frac{L}{P} \sum_j |c_{l,j}|^2\right) \sigma^{(n)}. \quad \text{Thus, the mean of } f_l^{(n)} \text{ is}$$

$$(P-G+1) \left(1 - \frac{2L}{P} c_{l,1} + \frac{L}{P} \sum_j |c_{l,j}|^2\right) \sigma^{(n)2} \text{ because there are } P-G+1 \text{ in-band}$$

pilot tones per OFDM symbol, and using the weights w_l , the mean of $w_l f_l^{(m)}$ becomes

$$\frac{1}{2} \sigma^{(m)2}.$$

[0050] In the example algorithm, only the first and second OFDM symbols are used for the channel estimates. Thus, the mean of the effective noise variance may be represented as follows:

$$\left(1 + \frac{L}{P} \sum_j |c_{s,j}|^2\right) \left(\frac{1}{2} \sigma^{(m)2} + \frac{1}{2} \sigma^{(m)2}\right) = \left(1 + \frac{L}{P} \sum_j |c_{s,j}|^2\right) \sigma^{(m)2} \quad (7)$$

[0051] The weights were designed for the case when the first and second OFDM symbols use the same non-causal symmetric time-averaging weights, i.e. $(c_{1,0}, c_{1,1}, c_{1,2}, c_{1,3}) = (1/3, 1/3, 1/3, 0)$, and $(c_{2,0}, c_{2,1}, c_{2,2}, c_{2,3}) = (0, 1/3, 1/3, 1/3)$. However, the zeroth and third symbols use different time-averaging filters, e.g., $(c_{0,0}, c_{0,1}, c_{0,2}, c_{0,3}) = (2/3, 1/3, 0, 0)$, and $(c_{3,0}, c_{3,1}, c_{3,2}, c_{3,3}) = (0, 0, 1/3, 2/3)$. In this case, the time-averaged channel estimates for the zeroth and third OFDM symbols may have large bias due to the time-variation of the channel at high mobile speed. As a result, the condition $\sigma_{\hat{H}}^{(m)2}(n) \approx \frac{L}{P} \sum_{j=0}^{L-1} |c_{s,j}|^2 \sigma^{(m)2}$ may no longer be satisfied. Hence, the channel estimates for only first and second OFDM symbols are used in this example.

[0052] Alternatively, the channel estimate may be based on only one OFDM symbol. In this case, the effective noise variance can be estimated as follows:

$$\hat{\sigma}_{\hat{H}}^{(m)2}(n) = \left(1 + \frac{L}{P} \sum_j |c_{s,j}|^2\right) w_{s,1} f_1^{(m)} \quad (8)$$

with

$$w_{s,1} = \frac{1}{(P-G+1)} \frac{1}{1 - \frac{2L}{P} c_{1,1} + \frac{L}{P} \sum_j |c_{1,j}|^2} \quad (9)$$

[0053] The mean of the effective noise variance is the same as before. However, the variance is larger than that using two OFDM symbols. In other words, the former is less accurate than the latter.

[0054] The accuracy of the effective noise variance may be improved by using the zeroth and third OFDM symbols, but the channel estimates $\hat{H}_{k,0}^{(m)}$ and $\hat{H}_{k,3}^{(m)}$ used in $f_0^{(m)}$ and $f_3^{(m)}$ are without time-averaging, i.e. $(c_{0,0}, c_{0,1}, c_{0,2}, c_{0,3}) = (1, 0, 0, 0)$, and $(c_{3,0}, c_{3,1}, c_{3,2}, c_{3,3})$

$= (0,0,0,1)$. In this case, the weights may be represented as follows:

$$w_l = \frac{1}{(P-G+1)} \frac{1}{2\left(1 - \frac{L}{P}\right) + \sum_{l=1}^2 \left(1 - \frac{2L}{P} c_{l,j} + \frac{L}{P} \sum_j |c_{l,j}|^2\right)}, \text{ for } l=0,1,2,3. \quad (10)$$

[0055] In sum, the in-band estimator may be used to compute $f_l^{(n)}$, or the sum of

$|Y_{l,j}^{(n)} - \hat{H}_{l,j}^{(n)}|^2$ of in-band tones, to get an estimate of

$(P-G+1) \left(1 - \frac{2L}{P} c_{l,j} + \frac{L}{P} \sum_j |c_{l,j}|^2\right) \sigma^{(n)2}$, which is proportional to the noise

variance $\sigma^{(n)}$ of the in-band tones. Combining weights may then be chosen so that the mean of the result is the same as $\sigma_{\text{eff}}^{(n)}(n)$ for each OFDM symbol ($n=0, 1, 2, 3$), i.e., $E[\hat{\sigma}_{\text{eff}}^{(n)}(n)] = \sigma_{\text{eff}}^{(n)}(n)$. ($E[X]$ denotes expectation or mean of random variable X .)

Because different time-averaging weights $c_{l,j}$ for each OFDM symbol, $\left(1 + \frac{L}{P} \sum_{l=1}^2 |c_{l,j}|^2\right)$ may also be different for each symbol. This may cause the different tones in different OFDM symbols in the same time-slot to have different effective noise variances. This should be compensated for in the LLR calculation by the term $\left(1 + \frac{L}{P} \sum_{l=1}^2 |c_{l,j}|^2\right)$.

[0056] The band-edge estimator will now be discussed. As discussed earlier, in-band tones and the band-edge tones may be determined by comparing the MSE of the channel estimate for the k -th tone $\sigma_{\text{eff}}^{(n)}(n)$ with $\frac{L}{P} \sum_{l=1}^2 |c_{l,j}|^2 \sigma^{(n)}$, where $\sigma^{(n)}$ is the noise variance of the tones which are not affected by ACI. If they are close to each other, the tones are classified as in-band tones. Otherwise, they are classified as band-edge tones. Given the delay spread L , the number of pilot tones P , and the characteristics of the ACI, such as the adjacent carrier spacing and its power relative to $\sigma^{(n)}$, the relation between the MSE of the channel estimate for the k -th tone $\sigma_{\text{eff}}^{(n)}(n)$ and the noise variance $\sigma^{(n)}$ may be determined either through mathematical analysis or simulations. This may be done in the system design phase, before the noise variance estimator is integrated into the receiver of an AT, and then stored in memory.

[0057] A set of band-edge pilot tones may be represented as $\bar{\Lambda} = \{k; (P-G)/2 \leq k \leq P/2-1, \text{ or } -P/2 \leq k \leq (P-G)/2-1\}$, where $G-1$ is the number of band-edge pilot tones and k is the pilot tone index. This set may be determined in the system design phase, and stored in memory.

[0058] An example will be illustrative. In this example, $N=320$. So the tone index k goes from -160 to 159, (i.e., $k = -160, -159, -158, \dots, -1, 0, 1 \dots 158, 159$). There are 64 pilot tones (i.e., $P = 64$), and 15 band-edge pilot tones (i.e., $G = 16$). The pilot tones are spaced apart by five frequency tones (i.e., tone indices: $k = -160, -155, \dots, -5, 0, 5, \dots, 150, 155$). Based on these conditions, the in-band tones may be represented by $-120 \leq k \leq 120$, the in-band pilot tones may be represented by the pilot tone indices $-24 \leq k \leq 24$, the band-edge tones may be represented by tone indices $121 \leq k \leq 159$ and $-160 \leq k \leq -121$, the band-edge pilot tones may be represented by the pilot tone indices $25 \leq k \leq 31$ and $-32 \leq k \leq -25$, and the guard-band tones may be represented by tone indices $150 \leq k \leq 159$ and $-160 \leq k \leq -151$. But the pilot tones are punctured in the guard tones, and as a result, the tones at $k = -160, -155, 150, 155$ are pilot tones. Accordingly, there are $K = 204 = 16$ guard tones. There are 241 in-band tones and 79 band-edge tones. So the majority of the tones are in-band tones. This example also shows the data sent on some band-edge tones.

[0059] The noise variance of a band-edge tone is the sum of the noise variance of the in-band tones and the variance of the ACI for the band-edge tones. The MSE of the channel estimate for a band-edge tone is the sum of the MSE of the channel estimate for the in-band tones and the component due to ACI. In general, the amount of the adjacent channel interference in each band-edge tone is different from tone to tone. Hence, it is difficult to accurately estimate the effective noise variances for band-edge tones. However, accounting for the fact that there is ACI in the noise variance estimates, it is possible to improve performance. This is achieved by de-emphasizing the LLR's computed from the tones affected by ACI.

[0060] The noise variance estimator may be designed such that, in the absence of ACI, the following equation is satisfied:

$$E\{\hat{\sigma}_{\sigma^2}^{(n)}(n)\} = \left(1 + \frac{L}{P} \sum_{i=0}^L |c_{i,j}|^2\right) \sigma^{(n)} \quad (11)$$

In other words, if there is no ACI, the mean of the noise variance estimator should be the same as the effective noise variance.

[0061] The noise variance estimator may be used to account for the increase in the effective noise variance due to the ACI. This may be achieved by using the band-edge tones and guard tones to estimate the effective noise variance. The mean of the estimate will not be the same as the effective noise variance. However, it will be larger than the in-band noise variance estimate. Hence, the band-edge tones will be de-emphasized in LLR computation.

[0062] The following band-edge estimator algorithm may be used. The algorithm may be used to compute the average of the variances of the band-edge tones as follows:

$$\begin{aligned}\bar{\sigma}_{\text{est}}^{(n)}(n) &= \left(1 + \frac{L}{P} \sum_i |c_{n,i}|^2\right) \left(\sum_{i \in \Omega} \lambda_i g_i^{(n)} + \sum_{i \in \Omega} \mu_i q_i^{(n)}\right) \\ g_i^{(n)} &= \sum_{l \in \Omega} |Y_{i,l}^{(n)} - \hat{H}_{i,l}^{(n)}|^2 \\ q_i^{(n)} &= \sum_{l \in \Omega} |X_{i,l}^{(n)}|^2\end{aligned}\quad (12)$$

where: Ω is a set of tone indices for the guard tones;

$X_{i,l}^{(n)}$ is the k -th tone for the l -th OFDM symbol;

$Y_{i,l}^{(n)} = X_{i,l}^{(n)}$, where $\delta = N/P$ is a pilot tone spacing. By way of example,

the first pilot tone is the fifth tone of the OFDM symbol, so $Y_{i,l}^{(n)} = X_{i,l}^{(n)}$;

λ_i and μ_i are the combining weights.

K is the number of elements in the set Ω , i.e., the number of guard tones within an OFDM symbol. If there are sixteen guard tones, by way of example, K is 16.

λ_i and μ_i are chosen in the system design phase so that in the absence of ACI, the following relationship exists:

$$\sigma^{(n)} = E \left\{ \sum_{i \in \Omega} \lambda_i g_i^{(n)} + \sum_{i \in \Omega} \mu_i q_i^{(n)} \right\} \quad (13)$$

where $E[X]$ denotes expectation or mean of a random variable X . In the absence of ACI, this condition makes the mean of $\bar{\sigma}_{\text{est}}^{(n)}(n)$ the same as the effective noise variance. In the presence of ACI, this $\bar{\sigma}_{\text{est}}^{(n)}(n)$ may be used as an estimate of the effective noise variance for the "edge tones" (i.e., $k = (N/2)-1$ and $k = -(N/2)$). Note that the edge tone at $k = (N/2)-1$ is the rightmost tone in the positive frequency, and the edge tone at $k = -(N/2)$ is the leftmost tone in the negative frequency.

[0063] In the absence of ACI, the effective noise variance of the band-edge should be the same as the in-band effective noise variance. But in the presence of ACI, the band-edge effective noise variance will be larger than the in-band effective noise variance. Since the noise variance estimates are noisy, it may be possible that $\bar{\sigma}_{\text{acI}}^{(m)2}(n) < \hat{\sigma}_{\text{eff}}^{(m)2}(n)$, which is not correct. Thus, the term $\bar{\sigma}_{\text{acI}}^{(m)2}(n)$ can be refined as follows. The maximum of $\bar{\sigma}_{\text{acI}}^{(m)2}(n)$ and the estimate for the in-band tones are taken to be the variances for the edge tones:

$$\hat{\sigma}_{\text{eff}, N/2-1}^{(m)2}(n) = \hat{\sigma}_{\text{eff}, -N/2}^{(m)2}(n) = \max\{\bar{\sigma}_{\text{acI}}^{(m)2}(n), \hat{\sigma}_{\text{eff}}^{(m)2}(n)\} \quad (14)$$

where $\hat{\sigma}_{\text{eff}}^{(m)2}(n)$ is the estimate of the in-band effective noise variance for the n^{th} OFDM symbol.

[0064] Next, the effective noise variance for the other band-edge tones, $\hat{\sigma}_{\text{eff}, k}^{(m)2}(n)$ are interpolated between in-band variance $\hat{\sigma}_{\text{eff}}^{(m)2}(n)$ and $\hat{\sigma}_{\text{eff}, N/2}^{(m)2}(n)$.

[0065] In the absence of ACI, the mean of $|Y_{i,j}^{(m)} - \hat{H}_{i,j}^{(m)}|^2$ is $\left(1 - \frac{2L}{P}c_{i,j} + \frac{L}{P}\sum_j |c_{i,j}|^2\right)\sigma^{(m)2}$. Thus, the mean of $g_i^{(m)}$ is $(G-1)\left(1 - \frac{2L}{P}c_{i,j} + \frac{L}{P}\sum_j |c_{i,j}|^2\right)\sigma^{(m)2}$, since there are $(G-1)$ elements in the

sum. The mean of $|X_{i,j}^{(m)}|^2$ is $\sigma^{(m)2}$, since there is no signal in the guard tones.

Accordingly, the mean of $q_i^{(m)}$ is given by the following equation:

$$E\{q_i^{(m)}\} = E\left\{\sum_{k=0}^K |X_{i,j}^{(m)}|^2\right\} = K\sigma^{(m)2}; \quad (15)$$

where K is the number of guard tones. Thus, by properly choosing λ_i and μ_i , one can

make the mean of $\sum_{i=0}^I \lambda_i g_i^{(m)} + \sum_{i=0}^I \mu_i q_i^{(m)}$ the same as $\sigma^{(m)2}$.

[0066] In the presence of ACI, $g_i^{(n)}$ and $q_i^{(n)}$ will contain the ACI contributions. So the $\bar{\sigma}_{\text{eff}}^{(n)}(n)$ becomes larger than $\sigma^{(n)}$ to account for the increased effective noise variance. This is used in LLR computation to de-emphasize the LLRs from the band-edge tones.

Another example may be illustrative.

$$\lambda_0 = \lambda_3 = 0,$$

$$\lambda_l = \frac{1}{2(G+K-1)} \frac{1}{1 - \frac{2L}{P} c_{l,l} + \frac{L}{P} \sum_j |c_{l,j}|^2} \text{ for } l=1, 2 \quad (16)$$

$$\mu_0 = \mu_3 = 0, \quad \text{and}$$

$$\mu_l = \frac{1}{2(G+K-1)}, \text{ for } l=1, 2, \quad (17)$$

where K is the number of guard-band tones within an OFDM symbol, i.e. the number of elements in the set Ω , and $G-1$ is the number of band-edge pilot tones.

If only guard tones are used:

$$\lambda_0 = \lambda_1 = \lambda_2 = \lambda_3 = 0, \quad (18)$$

and

$$\mu_0 = \mu_1 = \mu_2 = \mu_3 = \frac{1}{4K} \quad (19)$$

[0067] In the various embodiments of the receiver, methods for computing the effective noise variances of OFDM symbols are described for multiple antenna applications using diversity techniques. However, the method described throughout this disclosure for computing noise variances of OFDM symbols may have many applications. By way of example, the noise variances of OFDM symbols may be useful for SNR estimations, LLR computations, and other processing functions. In multiple antenna applications, noise variance computations may be used to determine which antenna is more reliable. It can also be used to de-emphasize the less reliable data and emphasize the more reliable data received in OFDM symbols when computing LLRs. Those skilled in the

art will readily appreciate that there may be numerous applications in which noise variance information may be useful.

[0068] The various illustrative logical blocks, modules, circuits, elements, and/or components described in connection with the embodiments disclosed herein may be implemented or performed with a general purpose processor, a Digital Signal Processor (DSP), an Application Specific Integrated Circuit (ASIC), a Field Programmable Gate Array (FPGA) or other programmable logic component, discrete gate or transistor logic, discrete hardware components, or any combination thereof designed to perform the functions described herein. A general-purpose processor may be a microprocessor, but in the alternative, the processor may be any conventional processor, controller, microcontroller, or state machine. A processor may also be implemented as a combination of computing components, e.g., a combination of a DSP and a microprocessor, a plurality of microprocessors, one or more microprocessors in conjunction with a DSP core, or any other such configuration.

[0069] The methods or algorithms described in connection with the embodiments disclosed herein may be embodied directly in hardware, in a software module executed by a processor, or in a combination of the two. A software module may reside in RAM memory, flash memory, Read only Memory (ROM), Electrically Programmable ROM (EPROM) memory, Electrically Erasable Programmable ROM (EEPROM) memory, registers, hard disk, a removable disk, a Compact Disc ROM (CD-ROM,) or any other form of storage medium known in the art. A storage medium may be coupled to the processor such that the processor can read information from, and write information to, the storage medium. In the alternative, the storage medium may be integral to the processor.

[0070] The previous description of the disclosed embodiments is provided to enable any person skilled in the art to make or use the present invention. Various modifications to these embodiments will be readily apparent to those skilled in the art, and the generic principles defined herein may be applied to other embodiments without departing from the spirit or scope of the invention. Thus, the present invention is not intended to be limited to the embodiments shown herein but is to be accorded the widest scope consistent with the principles and novel features disclosed herein.

[0071] **WHAT IS CLAIMED IS:**

CLAIMS

1. A method of estimating noise variance, comprising:
receiving a signal including an Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) symbol having in-band tones including in-band pilot tones, and band-edge tones including band-edge pilot tones and guard tones;
estimating an effective noise variance for the in-band tones using the in-band pilot tones and channel estimates for the in-band pilot tones; and
estimating an effective noise variance for the band-edge tones using the band-edge pilot tones, channel estimates for the band-edge pilot tones, and the guard tones.
2. The method of claim 1, wherein the effective noise variance for the in-band tones is estimated by estimating a noise variance for the in-band tones and scaling the estimated noise variance by a scaler, the scaler being a function of the delay spread used to estimate the channel and the number of pilot tones in the OFDM symbol.
3. The method of claim 2, wherein the noise variance for the in-band tones is estimated from the in-band pilot tones and the channel estimates for the in-band pilot tones.
4. The method of claim 1, wherein the effective noise variance for the band-edge tones is estimated by:
estimating an average effective noise variance for the band-edge tones from the band-edge pilot tones, the channel estimates for the band-edge pilot tones, and the guard tones;
assigning the edge tones of the OFDM symbol to an effective noise variance equal to the maximum of the average effective noise variance for the band-edge tones and the effective noise variance for the in-band tones;
and
interpolating the effective noise variance for the band-edge tones between the effective noise variance of the edge tones and the effective noise variance of the in-band tones.

25

5. The method of claim 4, wherein the average effective noise variance is estimated by estimating a noise variance for the band-edge tones and scaling the estimated noise variance by a scaler, the scaler being a function of the delay spread used to estimate the channel and the number of pilot tones in the OFDM symbol.

6. The method of claim 5, wherein the noise variance for the band-edge tones is estimated from the band-edge pilot tones, the channel estimates for the band-edge pilot tones, and the guard tones.

7. A method of estimating noise variance, comprising:

receiving a signal including a plurality of Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) symbols each having in-band tones including in-band pilot tones, and band-edge tones including band-edge pilot tones and guard tones;

estimating an effective noise variance for the in-band tones of one of the OFDM symbols by estimating a noise variance for the in-band tones of one or more of the OFDM symbols, weighting the noise variance estimates, combining the weighted noise variance estimates, and scaling the combined weighted noise variance estimates; and

estimating an effective noise variance for the band-edge tones of said one of the OFDM symbols using the band-edge pilot tones for said one of the OFDM symbols, channel estimates for the band-edge pilot tones for said one of the OFDM symbols, and the guard tones for said one of the OFDM symbols.

8. The method of claim 7, wherein the weights applied to the noise variance estimates are such that the mean of the combined weighted noise variance estimates is substantially equal to the noise variance of the in-band tones.

9. The method of claim 7, wherein the noise variance for the in-band tones of said one of the OFDM symbols is estimated from the in-band pilot tones of said one of the OFDM symbols and channel estimates for the in-band pilot tones of said one of the

OFDM symbols, the channel estimates for the in-band pilot tones of said one of the OFDM symbols being time averaged over two or more of the OFDM symbols.

10. The method of claim 9, wherein the channel estimates for the in-band pilot tones of said one of the OFDM symbols are time averaged using a non-causal filter.

11. The method of claim 9, wherein the combined weighted noise variance estimates is scaled by a scaler, the scaler being a function of time-averaging weights for said one of the OFDM symbols.

12. The method of claim 11, wherein the scaler is further a function of the delay spread used to estimate the channel and the number of pilot tones in said one of the OFDM symbols.

13. A method of estimating noise variance, comprising:

receiving a signal including a plurality of Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) symbols each having in-band tones including in-band pilot tones, and band-edge tones including band-edge pilot tones and guard tones;

estimating an effective noise variance for the in-band tones of one of the OFDM symbols using the in-band pilot tones for said one of the OFDM symbols and channel estimates for said one of the OFDM symbols, the channel estimates being time averaged over two or more of the OFDM symbols; and

estimating an effective noise variance for the band-edge tones of said one of the OFDM symbols using the band-edge pilot tones for said one of the OFDM symbols, channel estimates for the band-edge pilot tones for said one of the OFDM symbols, and the guard tones for said one of the OFDM symbols.

14. The method of claim 13, wherein the channel estimates are time averaged using a non-causal filter.

15. The method of claim 13, wherein the effective noise variance for the in-band tones of said one of the OFDM symbols is estimated by estimating a noise variance for

the in-band tones of one or more of the OFDM symbols, weighting the noise variance estimates, combining the weighted noise variance estimates, and scaling the combined weighted noise variance estimates, the noise variance being estimated from the in-band pilot tones for said one of the OFDM symbols and the channel estimates for the in-band pilot tones of said one of the OFDM symbols.

16. The method of claim 15, wherein the combined weighted noise variance estimates is scaled by a scaler, the scaler being a function of time-averaging weights for said one of the OFDM symbols.

17. The method of claim 16, wherein the scaler is further a function of the delay spread used to estimate the channel and the number of pilot tones in said one of the OFDM symbols.

18. The method of claim 15, wherein the weights applied to the noise variance estimates are such that the mean of the combined weighted noise variance estimates is substantially equal to the actual noise variance.

19. A method of estimating noise variance, comprising:

receiving a signal including a plurality of Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) symbols each having in-band tones including in-band pilot tones, and band-edge tones including band-edge pilot tones and guard tones;

estimating an effective noise variance for the in-band tones of one of the OFDM symbols using the in-band pilot tones for said one of the OFDM symbols and channel estimates for said one of the OFDM symbols; and

estimating an effective noise variance for the band-edge tones of said one of the OFDM symbols by estimating an average effective noise variance for the band-edge tones from the band-edge pilot tones for said one of the OFDM symbols, the channel estimates for the band-edge pilot tones for said one of the OFDM symbols, and the guard tones for said one of the OFDM symbols, assigning the edge tones of the OFDM symbol to an effective noise variance equal to the maximum of the average effective noise variance for the band-edge tones and the effective noise variance for the in-band

tones, and interpolating the effective noise variance for the band-edge tones between the effective noise variance of the edge tones and the effective noise variance of the in-band tones.

20. The method of claim 19, wherein the average effective noise variance is estimated by estimating a noise variance for the band-edge tones of one or more of the OFDM symbols, weighting the noise variance estimates, combining the weighted noise variance estimates, and scaling the combined weighted noise variance estimates.

21. The method of claim 20, wherein the average effective noise variance is further estimated by weighting the guard tones of one or more of the OFDM symbols, combining the weighted guard tones, and scaling the combined weighted guard tones.

22. The method of claim 22, wherein the weights applied to the noise variance estimates and the guard tones are such that the mean of the combined weighted noise variance estimates and the combined weighted guard tones is substantially equal to the effective noise variance in the absence of adjacent channel interference.

23. The method of claim 19, wherein the channel estimates are time averaged over two or more of the OFDM symbols.

24. The method of claim 23, wherein the channel estimates are time averaged using a non-causal filter.

25. A demodulator configured to receive a signal including an Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) symbol having in-band tones including in-band pilot tones, and band-edge tones including band-edge pilot tones and guard tones, the demodulator comprising:

a channel estimator configured to generate channel estimates for the in-band pilot tones and channel estimates for the band-edge pilot tones;

an in-band estimator configured to estimate an effective noise variance for the in-band tones using the in-band pilot tones and the channel estimates for the in-band pilot tones; and

a band-edge estimator configured to estimate an effective noise variance for the band-edge tones using the band-edge pilot tones, the channel estimates for the band-edge pilot tones, and the guard tones.

26. The demodulator of claim 25, wherein the in-band estimator is configured to estimate the effective noise variance for the in-band tones by estimating a noise variance for the in-band tones and scaling the estimated noise variance by a scaler, the scaler being a function of the delay spread used by the channel estimator to estimate the channel and the number of pilot tones in the OFDM symbol.

27. The demodulator of claim 26, wherein the in-band estimator is configured to estimate the noise variance for the in-band tones from the in-band pilot tones and the channel estimates for the in-band pilot tones.

28. The demodulator of claim 25, wherein the band-edge estimator is configured to estimate the effective noise variance for the band-edge tones by estimating an average effective noise variance for the band-edge tones from the band-edge pilot tones, the channel estimates for the band-edge pilot tones, and the guard tones, assigning the edge tones of the OFDM symbol to an effective noise variance equal to the maximum of the average effective noise variance for the band-edge tones and the effective noise variance for the in-band tones, and interpolating the effective noise variance for the band-edge tones between the effective noise variance of the edge tones and the effective noise variance of the in-band tones.

29. The demodulator of claim 28, wherein the band-edge estimator is configured to estimate the average effective noise variance by estimating a noise variance for the band-edge tones and scaling the estimated noise variance by a scaler, the scaler being a function of the delay spread used by the channel estimator to estimate the channel and the number of pilot tones in the OFDM symbol.

30. The demodulator of claim 29, wherein the band-edge estimator is configured to estimate the noise variance for the band-edge tones from the band-edge pilot tones, the channel estimates for the band-edge pilot tones, and the guard tones.

31. A demodulator configured to receive a signal including a plurality of Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) symbols each having in-band tones including in-band pilot tones, and band-edge tones including band-edge pilot tones and guard tones, the demodulator comprising:

a channel estimator configured to generate channel estimates for the band-edge pilot tones of one of the OFDM symbols;

an in-band estimator configured to estimate an effective noise variance for the in-band tones of said one of the OFDM symbols by estimating a noise variance for the in-band tones of one or more of the OFDM symbols, weighting the noise variance estimates, combining the weighted noise variance estimates, and scaling the combined weighted noise variance estimates; and

a band-edge estimator configured to estimate an effective noise variance for the band-edge tones of said one of the OFDM symbols using the band-edge pilot tones for said one of the OFDM symbols, channel estimates for the band-edge pilot tones for said one of the OFDM symbols, and the guard tones for said one of the OFDM symbols.

32. The demodulator of claim 31, wherein the weights applied to the noise variance estimates are such that the mean of the combined weighted noise variance estimates is substantially equal to the actual noise variance of the in-band tones.

33. The demodulator of claim 31, wherein the channel estimator is further configured to generate channel estimates for the in-band pilot tones of said one of the OFDM symbols, the channel estimates for the in-band pilot tones of said one of the OFDM symbols being time averaged over two or more of the OFDM symbols, and wherein the in-band estimator is configured to estimate the noise variance for the in-band tones of said one of the OFDM symbols from the in-band pilot tones of said one of the OFDM symbols and the channel estimates for the in-band pilot tones of said one of the OFDM symbols.

34. The demodulator of claim 33, wherein the channel estimator is further configured to time average the channel estimates for the in-band pilot tones of said one

of the OFDM symbols over said two or more of the OFDM symbols using a non-causal filter.

35. The demodulator of claim 33, wherein the in-band estimator is further configured to scale the combined weighted noise variance estimates by a scaler, the scaler being a function of time-averaging weights for said one of the OFDM symbols.

36. The demodulator of claim 35, wherein the scaler is further a function of the delay spread used by the channel estimator to produce the channel estimates for the in-band pilot tones and the number of pilot tones in said one of the OFDM symbol.

37. A demodulator configured to receive a signal including a plurality of Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) symbols each having in-band tones including in-band pilot tones, and band-edge tones including band-edge pilot tones and guard tones, the demodulator comprising:

a channel estimator configured to generate channel estimates for the in-band pilot tones of one of the OFDM symbols and channel estimates for the band-edge pilot tones of said one of the OFDM symbols, the channel estimates for the in-band pilot tones for said one of the OFDM symbols being time averaged over two or more of the OFDM symbols;

an in-band estimator configured to estimate an effective noise variance for the in-band tones of said one of the OFDM symbols using the in-band pilot tones for said one of the OFDM symbols and the channel estimates for said one of the OFDM symbols; and

a band-edge estimator configured to estimate an effective noise variance for the band-edge tones of said one of the OFDM symbols using the band-edge pilot tones for said one of the OFDM symbols, the channel estimates for the band-edge pilot tones for said one of the OFDM symbols, and the guard tones for said one of the OFDM symbols.

38. The demodulator of claim 37, wherein the channel estimator is configured to generate channel estimates for the in-band pilot tones of said one of the OFDM symbols over said two or more of the OFDM symbols using a non-causal filter.

39. The demodulator of claim 37, wherein the in-band estimator is further configured to estimate the effective noise variance for the in-band tones of said one of the OFDM symbols by estimating a noise variance for the in-band tones of one or more of the OFDM symbols, weighting the noise variance estimates, combining the weighted noise variance estimates, and scaling the combined weighted noise variance estimates, the noise variance being estimated from the in-band pilot tones for said one of the OFDM symbols and the channel estimates for the in-band pilot tones of said one of the OFDM symbols.

40. The demodulator of claim 39, wherein the in-band estimator is further configured to scale the combined weighted noise variance estimates by a scaler, the scaler being a function of time-averaging weights for said one of the OFDM symbols.

41. The demodulator of claim 40, wherein the scaler is further a function of the delay spread used by the channel estimator to estimate the channel for said one of the OFDM symbols and the number of pilot tones in said one of the OFDM symbols.

42. The demodulator of claim 39, wherein the weights applied to the noise variance estimates are such that the mean of the combined weighted noise variance estimates is substantially equal to the actual noise variance for said one of the OFDM symbols.

43. A demodulator configured to receive a signal including a plurality of Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) symbols each having in-band tones including in-band pilot tones, and band-edge tones including band-edge pilot tones and guard tones, the demodulator comprising:

a channel estimator configured to generate channel estimates for the in-band pilot tones of one of the OFDM symbols and channel estimates for the band-edge pilot tones of said one of the OFDM symbols;

an in-band estimator configured to estimate an effective noise variance for the in-band tones of said one of the OFDM symbols using the in-band pilot tones for said one of the OFDM symbols and channel estimates for said one of the OFDM symbols; and

a band-edge estimator configured to estimate an effective noise variance for the band-edge tones of said one of the OFDM symbols by estimating an average effective noise variance for the band-edge tones for said one of the OFDM symbols from the band-edge pilot tones for said one of the OFDM symbols, the channel estimates for the band-edge pilot tones for said one of the OFDM symbols, and the guard tones for said one of the OFDM symbols, assigning the edge tones of the OFDM symbol to an effective noise variance equal to the maximum of the average effective noise variance for the band-edge tones for said one of the OFDM symbols and the effective noise variance for the in-band tones for said one of the OFDM symbols, and interpolating the effective noise variance for the band-edge tones between the effective noise variance of the edge tones and the effective noise variance of the in-band tones.

44. The demodulator of claim 43, wherein the band-edge estimator is configured to estimate the average effective noise variance by estimating a noise variance for the band-edge tones of one or more of the OFDM symbols, weighting the noise variance estimates, combining the weighted noise variance estimates, and scaling the combined weighted noise variance estimates.

45. The demodulator of claim 44, wherein the band-edge estimator is further configured to estimate the average effective noise variance by weighting the guard tones of one or more of the OFDM symbols, combining the weighted guard tones, and scaling the combined weighted guard tones.

46. The demodulator of claim 45, wherein the weights applied to the noise variance estimates and the guard tones are such that the mean of the sum of the combined weighted noise variance estimates and the combined weighted guard tones is substantially equal to the effective noise variance in the absence of adjacent channel interference.

47. The demodulator of claim 43, wherein the channel estimates generated by the band-edge estimator for the band-edge pilot tones for said one of the OFDM symbols are time averaged over two or more of the OFDM symbols.

48. The demodulator of claim 47, wherein the channel estimates generated by the band-edge estimator for the band-edge pilot tones for said one of the OFDM symbols are time averaged over said two or more of the OFDM symbols using a non-causal filter.

49. A wireless communication apparatus adapted to receive signals from a plurality of antennas, including signals having an Orthogonal Frequency Division Multiplex (OFDM) symbol with in-band pilot tones, band-edge pilot tones, and guard tones, the apparatus comprising:

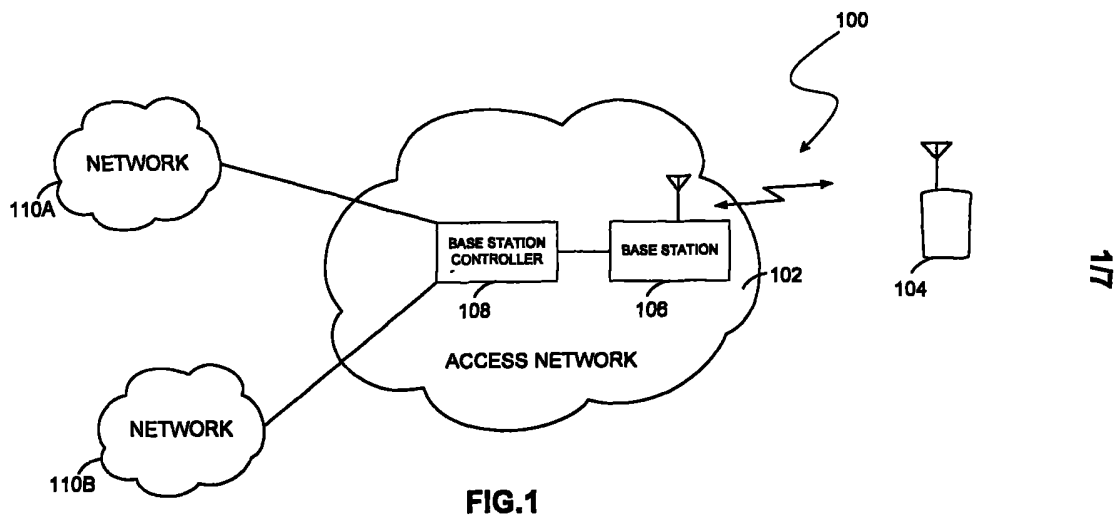
- a channel estimator to generate channel estimates for the in-band pilot tones and band-edge pilot tones;

- an in-band channel estimator to estimate an effective noise variance of the in-band tones using the in-band pilot tones and the channel estimates for the in-band pilot tones;

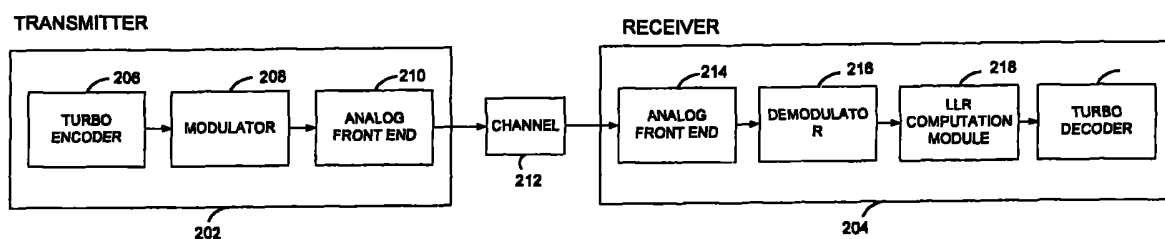
- a band-edge estimator to estimate an effective noise variance for the band-edge tones using the band-edge pilot tones and the channel estimates for the band-edge tones;
- and

- a controller for evaluating reliability of the plurality of antennas.

50. The apparatus as in claim 49, wherein the controller is further adapted to determine Likelihood Ratios (LLRs) for the plurality of antennas in response to the estimates of effective noise variance for the in-band tones and the band-edge tones.



30



217

FIG. 2

31

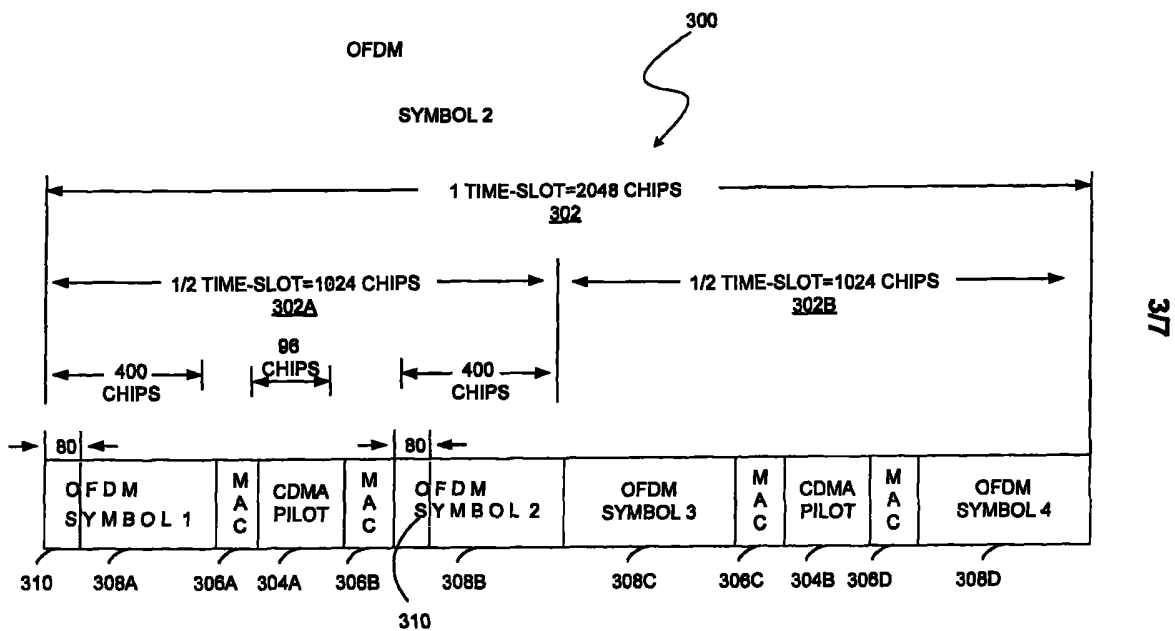


FIG. 3

32

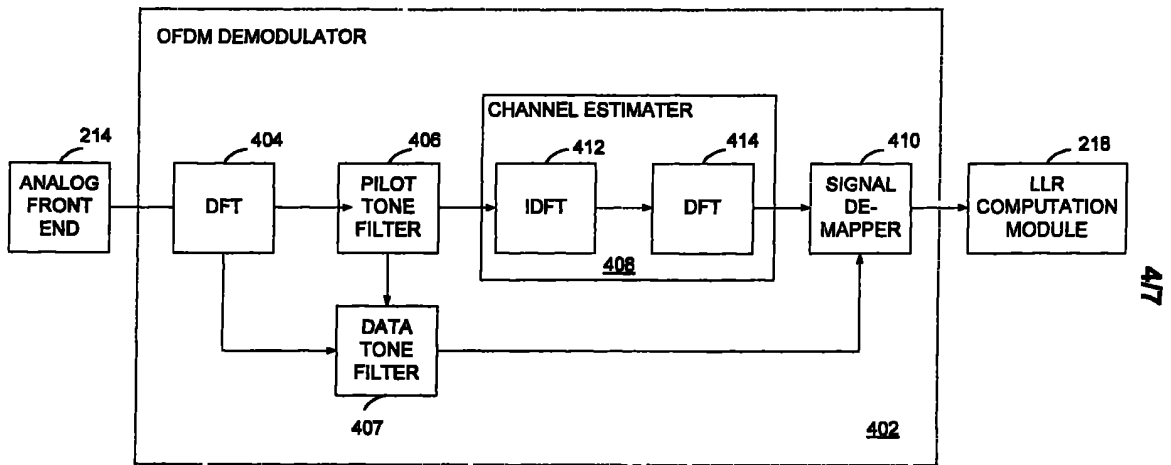


FIG. 4

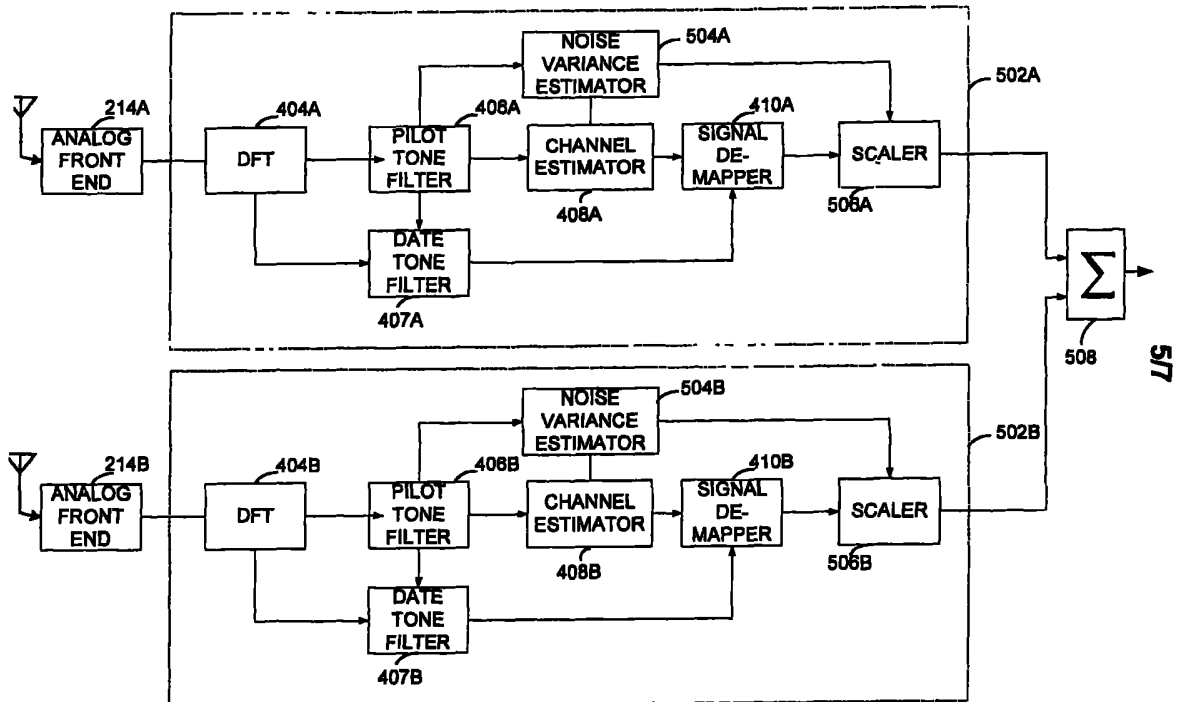
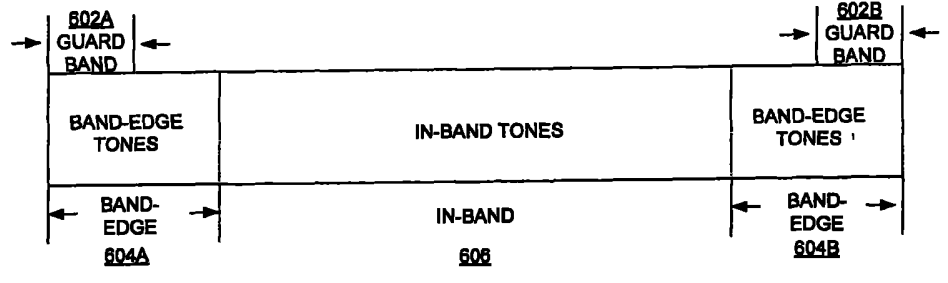


FIG. 5

34

28



677

FIG. 6

777

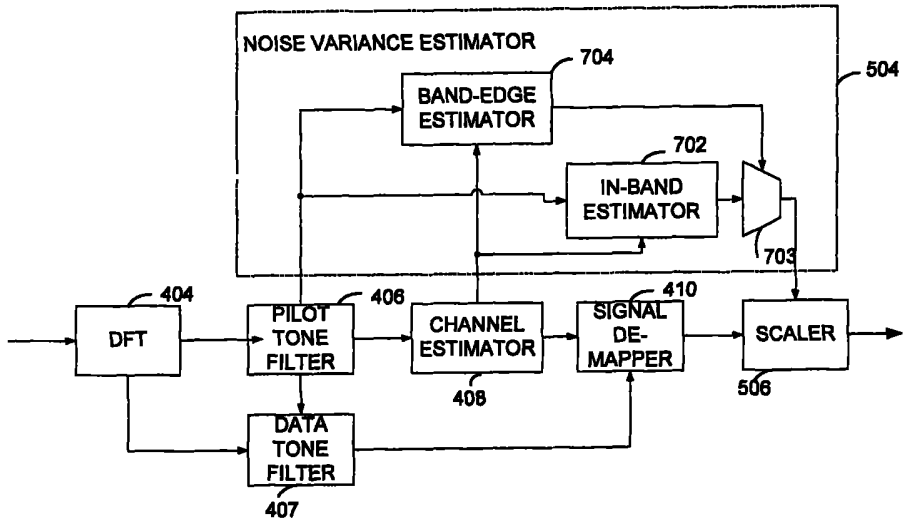


FIG. 7

2

ESTIMACIÓN DE LA VARIACIÓN DE RUIDO EN COMUNICACIONES**INALÁMBRICAS PARA EL ENTRETENIMIENTO MEDIANTE LA****COMBINACIÓN Y EL ESCALAMIENTO SIMILAR AL LOGARITMO****5 Reivindicación de prioridad bajo la norma 35 U.S.C. §119**

[0001] La presente solicitud para patente reivindica la prioridad de la solicitud provisional No 60/611,028, titulada "Estimación de la variación del ruido para el entretenimiento mediante combinar y el escalamiento por proporción similar al logaritmo (LLR) en difusiones platino" presentada en Septiembre 17, 2004, y otorgada al mismo cesionario de la presente e incorporada expresamente aquí como referencia.

ANTECEDENTES**15 Campo**

[0002] La presente divulgación se relaciona en general a las telecomunicaciones, y más específicamente, a las técnicas de estimación de la variación de ruido en comunicaciones inalámbricas.

20

Antecedentes

[0003] En un sistema de telecomunicaciones típico, los datos a ser transmitidos son codificados con un código turbo, el cual genera una secuencia de símbolos, llamados como "símbolos de código". Varios símbolos de código pueden ser puestos en bloques juntos y mapeados a un punto sobre una constelación de señal, generando así una secuencia de "símbolos de modulación" complejos. Esta

25

secuencia puede ser aplicada a un modulador, que genera una señal continua en el tiempo, que es transmitida por un canal inalámbrico.

[0004] En el receptor, los símbolos de modulación puede que no correspondan a la localización exacta de un punto en la constelación de señal original debido al ruido y otros disturbios en el canal. Un demodulador puede ser usado para tomar decisiones suaves en cuanto a que símbolos de modulación fueron transmitidos probablemente con base en los puntos recibidos en la constelación de señal. Las decisiones suaves pueden ser usadas para extraer la proporción similar al logaritmo (LLR) de los símbolos del código. El decodificador turbo usa la secuencia de los símbolos de código LLR para decodificar los datos originalmente transmitidos.

[0005] En un receptor que emplea múltiples antenas, una técnica de combinación de pesos piloto (PWC) es usada frecuentemente para combinar las decisiones suaves para cada antena. Las decisiones suaves combinadas pueden entonces ser usadas para calcular los LLR para los símbolos de código. Un problema con este modelo es la diferencia potencial en el ruido térmico de cada antena. Como resultado, el procedimiento PWC para combinar las decisiones suaves puede que no optimice la proporción señal a ruido (SNR). De acuerdo a lo anterior, existe una necesidad en la técnica de un proceso de demodulación mejorado que considere el ruido térmico para una o más antenas montadas sobre un receptor.

RESUMEN

[0006] En un aspecto de la presente invención, un método para estimar la variación del ruido incluye recibir una señal que incluye un símbolo de Multiplexión Ortogonal por División de Frecuencia (OFDM). El OFDM tiene tonos dentro de la banda, que incluyen tonos piloto dentro de la banda, y tonos en el borde de la banda que incluyen tonos piloto en el borde de la banda, y tonos de guarda. El método involucra adicionalmente estimar una variación de ruido efectiva para los tonos en la banda usando los tonos piloto en la banda y estimados de canal para los tonos piloto en la banda, y estimar una variación de ruido efectiva para los tonos del borde de la banda usando los tonos piloto del borde de la banda, estimados de canal para los tonos piloto de borde de la banda y los tonos de guarda.

[0007] En otro aspecto de la presente invención, un método para estimar la variación de ruido incluye recibir una señal que incluye una pluralidad de símbolos OFDM cada uno tiene tonos en la banda que incluyen tonos piloto en la banda, y tonos en el borde de la banda que incluyen tonos piloto en el borde de la banda y tonos de guarda, estimar una variación de ruido efectiva para los tonos en la banda de uno de los símbolos OFDM mediante estimar la variación de ruido para los tonos en la banda de uno o más de los símbolos OFDM, pesar los estimados de la variación de ruido, combinar los estimados de la variación de ruido pesados, y escalar los estimados de la variación de ruido pesados, y estimar una variación de ruido efectiva para los tonos de el borde de la banda de dicho uno de los símbolos OFDM usando los tonos piloto de borde de la banda para dicho uno de los símbolos OFDM, estimados de canal para los tonos piloto de borde de la

40
40

banda para dicho uno de los símbolos OFDM, y los tonos de guarda para dicho uno de los símbolos OFDM.

[0008] Todavía en otro aspecto de la presente invención, un método para
5 estimar la variación de ruido incluye recibir una señal que incluye una pluralidad de
símbolos OFDM cada uno tiene tonos en la banda que incluye tonos piloto en la
banda, y tonos en el borde de la banda que incluyen tonos piloto del borde de la
banda y tonos de guarda, estimar una variación de ruido efectiva para los tonos en
la banda de uno de los símbolos OFDM usando los tonos piloto en la banda para
10 dicho uno de los símbolos OFDM y estimados de canal para dicho uno de los
símbolos OFDM; los estimados de canal se promedian en el tiempo en dos o más
de los símbolos OFDM; y estimar una variación del ruido efectiva para los tonos
del borde de la banda de dicho uno de los símbolos OFDM usando los tonos piloto
del borde de la banda para dicho uno de los símbolos OFDM, estimados de canal
15 para los tonos de piloto de borde de la banda para dicho uno de los símbolos
OFDM, y los tonos guarda para dicho uno de los símbolos OFDM.

[0009] En un aspecto adicional de la presente invención, un método para
estimar la variación del ruido incluye recibir una señal que incluye una pluralidad
20 de símbolos OFDM cada uno tiene tonos en la banda que incluyen tonos piloto en
la banda, y tonos en el borde de la banda que incluyen tonos piloto del borde de la
banda y tonos de guarda, estimar una variación de ruido efectiva para los tonos en
la banda de uno de los símbolos OFDM usando los tonos piloto en la banda para
dicho uno de los símbolos OFDM y estimados de canal para dicho uno de los
25 símbolos OFDM; y estimar una variación del ruido efectiva para los tonos del
borde de la banda de dicho uno de los símbolos OFDM mediante estimar una
variación de ruido efectiva promedio para los tonos del borde de la banda de los

41

tonos piloto de borde de la banda para dicho uno de los símbolos OFDM, los
estimados de canal para los tonos piloto de borde de la banda para dicho uno de
los símbolos OFDM, y los tonos guarda para dicho uno de los símbolos OFDM,
asignando los tonos de borde del símbolo OFDM a una variación de ruido efectiva
5 igual al máximo de la variación de ruido efectiva promedio para los tonos de borde
de la banda y la variación de ruido efectiva para los tonos en la banda, e interpolar
la variación de ruido efectiva para los tonos de borde de la banda entre la
variación de ruido efectiva de los tonos de borde y la variación de ruido efectiva de
los tonos en la banda.

10

[0010] Todavía otro aspecto de la presente invención, un demodulador
configurado para recibir una señal incluye un símbolo OFDM que tiene tonos en la
banda que incluye tonos piloto en la banda, y tonos en el borde de la banda que
incluye tonos piloto en el borde de la banda y tonos de guarda, el demodulador
15 incluye un estimador de canal configurado para generar estimados de canal para
los tonos piloto en la banda y estimados de canal para los tonos piloto en el borde
de la banda y un estimador en la banda configurado para estimar la variación de
ruido efectiva para los tonos en la banda usando los tonos piloto en la banda y los
estimados de canal para los tonos piloto en la banda, y un estimador de borde
20 banda configurado para estimar la variación del ruido efectivo para los tonos de
borde de banda usando los tonos piloto de borde de banda, los estimados de
canal para los tonos piloto de borde de banda y los tonos de guarda.

[0011] En otro aspecto de la presente invención, un demodulador
25 configurado para recibir una señal que incluye una pluralidad de símbolos OFDM
cada uno tiene tonos en la banda que incluye tonos piloto en la banda, y tonos en
el borde de la banda que incluye tonos piloto en el borde de la banda y tonos de

42
42

guarda, el demodulador incluye un estimador de canal configurado para generar
estimados de canal para los tonos piloto de borde de banda y de uno de los
símbolos OFDM, un estimador en la banda configurado para estimar una variación
de ruido efectiva para los tonos en la banda de dicho uno de los símbolos OFDM
mediante estimar la variación del ruido para los tonos en la banda de uno o más
de los símbolos OFDM; pesar los estimados de la variación de ruido, combinar los
estimados de la variación de ruido pesados, y escalar los estimados de la
variación de ruido pesados combinados, y un estimador de borde de banda
configurado para estimar una variación de ruido efectiva para los tonos de borde
de banda de dicho uno de los símbolos OFDM usando los tonos piloto de borde de
banda para dicho uno de los símbolos OFDM, estimados de canal para los tonos
piloto de borde de banda para dicho uno de los símbolos OFDM; y los tonos de
guarda para dicho uno de los símbolos OFDM.

[0012] En todavía otro aspecto de la presente invención, un demodulador
configurado para recibir una señal que incluye una pluralidad de símbolos OFDM
cada uno tiene tonos en la banda que incluye tonos pilotos en la banda, y tonos de
borde de banda que incluyen tonos piloto de borde de banda y tonos de guarda, el
demodulador incluye un estimador de canal configurado para generar estimados
de canal para los tonos piloto en la banda de uno de los símbolos OFDM, y
estimados de canal para los tonos pilotos de borde de banda de dicho uno de los
símbolos OFDM, los estimados de canal para los tonos piloto en la banda para
dicho uno de los símbolos OFDM; se promedian en el tiempo sobre dos o más de
los símbolos OFDM, un estimador en la banda configurado para estimar una
variación del ruido efectiva para los tonos en la banda de dicho uno de los
símbolos OFDM usando los tonos piloto en la banda para dicho uno de los
símbolos OFDM, y los estimados de canal para dicho uno de los símbolos OFDM;

y un estimador de borde de banda configurado para estimar una variación de ruido efectiva para los tonos de borde de banda de dicho uno de los símbolos OFDM usando los tonos piloto de borde de banda para dicho uno de los símbolos OFDM, los estimados de canal para los tonos piloto de borde de banda para dicho uno de los símbolos OFDM, y los tonos de guarda para dicho uno de los símbolos OFDM.

[0013] En un aspecto adicional de la presente invención, un demodulador configurado para recibir una señal que incluye una pluralidad de símbolos OFDM cada uno tiene tonos en la banda que incluye tonos piloto en la banda, y tonos en el borde de la banda que incluye tonos piloto en el borde de la banda y tonos de guarda, el demodulador incluye un estimador de canal configurado para generar estimados de canal para los tonos piloto en la banda y de uno de los símbolos OFDM, y estimados de canal para los tonos piloto de borde de banda de dicho uno de los símbolos OFDM; un estimador en la banda configurado para estimar una variación de ruido efectiva para los tonos en la banda de dicho uno de los símbolos OFDM usando los tonos piloto en la banda para dicho uno de los símbolos OFDM, y un estimador de borde de banda configurado para estimar una variación de ruido efectiva para los tonos de borde de banda de dicho uno de los símbolos OFDM; mediante estimar una variación de ruido promedio efectiva para los tonos de borde de banda para dicho uno de los símbolos OFDM de los tonos piloto de borde de banda para dicho uno de los símbolos OFDM, los estimados de canal para los tonos piloto de borde de banda para dicho uno de los símbolos OFDM; y los tonos de guarda para dicho uno de los símbolos OFDM, asignando los tonos de borde del símbolo OFDM a una variación de ruido efectiva igual al máximo de la variación de ruido efectiva promedio para los tonos de borde de banda para dicho uno de los símbolos OFDM y la variación de ruido efectiva para los tonos en la banda para dicho uno de los símbolos OFDM e interpolar la

44

variación de ruido efectiva para los tonos de borde de la banda entre la variación de ruido efectiva de los tonos de borde y la variación de ruido efectiva de los tonos en la banda.

5 [0014] Se entiende que otras modalidades de la presente invención serán fácilmente discernibles por aquellos versados en la técnica a partir de la siguiente descripción detallada, en donde diversas modalidades de la invención se muestran y se describen como vía de ilustración o ejemplo. Como se podrá revisar, la invención es capaz de otras y diferentes modalidades y sus detalles varios son
10 capaces de ser modificados en diversos aspectos, todo sin salirse del espíritu y alcance de la presente invención. De acuerdo a lo anterior, los dibujos y la descripción detallada de deben ser mirados como ilustrativos en su naturaleza y no como restrictivos

15 BREVE DESCRIPCIÓN DE LOS DIBUJOS

[0015] La figura 1 es un diagrama de bloques conceptual que ilustra un ejemplo de un sistema de telecomunicaciones;

20 [0016] La figura 2 es un diagrama de bloques conceptual que ilustra un ejemplo de un transmisor en comunicación con un receptor;

[0017] La figura 3 es un ejemplo de una forma de onda de transmisión para un sistema de telecomunicaciones multi-acceso híbrido que soporta tanto
25 comunicaciones CDMA como OFDM;

[0018] La figura 4 es un diagrama de bloques conceptual que ilustra la funcionalidad de un demodulador OFDM en un receptor para un sistema de telecomunicaciones multi-acceso híbrido;

[0019] La figura 5 es un diagrama de bloques conceptual que ilustra la funcionalidad de un demodulador OFDM en un receptor de antena dual para un sistema de telecomunicaciones multi-acceso híbrido;

[0020] La figura 6 es una ilustración gráfica de un símbolo OFDM en el dominio de frecuencia; y

[0021] La figura 7 es un diagrama de bloques conceptual que ilustra la funcionalidad de un estimador de canal capaz de calcular la variación del ruido efectiva para su antena respectiva.

DESCRIPCIÓN DETALLADA

[0022] La descripción detallada que sigue en conexión con los dibujos adjuntos tiene el propósito de ser una descripción de las diversas modalidades de la presente invención y no tiene el propósito de representar las únicas modalidades en las cuales la presente invención puede ser practicada. La descripción detallada incluye detalles específicos para el propósito de suministrar un entendimiento amplio de la presente invención. Sin embargo, será evidente para aquellos versados en la técnica que la presente invención puede ser practicada sin estos detalles específicos. En algunos casos, estructuras y componentes bien conocidos son mostrados en forma de diagrama de bloques para poder evitar oscurecer los conceptos de la presente invención.

[0023] La figura 1 es un diagrama de bloques conceptual que ilustra un ejemplo de un sistema de telecomunicaciones. El sistema de telecomunicaciones bien puede incluir una red de acceso (AN) 102 que soporta comunicaciones entre cualquier número de AT 104. El AN 102 puede también estar conectado a redes adicionales 110A y 110B por fuera de la AN 102, tal como el Internet, una intranet corporativa, una red telefónica conmutada pública (PSTN), una red de difusión, u cualquier otra red. El terminal de acceso (AT) 104 puede ser de cualquier tipo de dispositivo fijo o móvil que se pueda comunicar con un AN 102 que incluye pero no se limita a un aparato inalámbrico o teléfono inalámbrico, un teléfono celular, un trancceptor de datos, un receptor de buscapersonas, un receptor de determinación de posición, un módem, o cualquier otro terminal inalámbrico.

[0024] El AN 102 puede ser implementado con cualquier número de estaciones base dispersos por una región geográfica. La región geográfica puede ser subdividida en regiones más pequeñas conocidas como celdas con una estación base que sirve a cada celda. En aplicaciones de alto tráfico, la celda puede ser dividida adicionalmente en sectores con una estación base que sirve cada sector. Para la simplicidad, una estación base (BS) 106 es mostrada. Un controlador de estación de base (BSC) 108 puede ser utilizado para coordinar las actividades de las múltiples estaciones de base, lo mismo que para suministrar una interfase con las redes externas a la AN 102.

[0025] La figura 2 es un diagrama de bloques conceptual que ilustra un ejemplo de un transmisor en comunicación con un receptor. El transmisor 202 y el receptor 204 pueden ser entidades autónomas, o integradas dentro de un sistema de telecomunicaciones. En un sistema de telecomunicaciones, el transmisor 202

puede estar en una estación base 106 y el receptor 204 puede estar en el AT 104. Alternativamente, el transmisor 202 puede estar en el AT 104 y el receptor 204 puede estar en la estación base 106.

5 [0026] En el transmisor 202, un codificador turbo 206 puede ser usado para aplicar un proceso de codificación iterativa a los datos para facilitar la corrección de error directa (FEC). El proceso de codificación resulta en una secuencia de símbolos de código con redundancia usada por el receptor 204 para corregir errores. Los símbolos de código pueden ser suministrados a un modulador 208
10 donde ellos son agrupados juntos en bloques y mapeados para las coordenadas en una constelación de señal. Las coordenadas de cada punto en la constelación de señal representan los componentes de cuadratura de banda base que son usados por un teléfono análogo 210 para modular las señales de portadora de cuadratura antes de la transmisión por un canal inalámbrico 212.

13 [0027] Un modulo de interfaz análogo 214 en el receptor 204 puede ser usado para convertir las señales portadoras en cuadratura a sus componentes de banda de base. Un demodulador 216 puede traducir los componentes de banda de base de nuevo a sus puntos correctos en la constelación de señal. Debido al
20 ruido y otros disturbios en el canal 212, los componentes de banda base puede que no correspondan con localizaciones válidas en la constelación de señal original. El demodulador 216 detecta que símbolos de modulación fueron los más probablemente transmitidos al corregir los puntos recibidos corregidos en la constelación de señal por la respuesta de frecuencia del canal, y seleccionar
25 símbolos válidos en la constelación de señal que sean los más cercanos a los puntos recibidos corregidos. Estas selecciones se llaman "decisiones suaves". Las decisiones suaves son usadas por el módulo de cálculo de LLR 218 para

48

determinar el LLR de los símbolos de código. Un decodificador turbo 220 usa la secuencia de los símbolos de código LLR para decodificar los datos transmitidos originalmente.

5 [0028] El sistema de telecomunicaciones puede ser implementado con cualquier número de tecnologías diferentes. El acceso múltiple de división de códigos (CDMA) que es bien conocido en la técnica, es solo un ejemplo. El CDMA es una modulación y esquemas de acceso múltiple con base en comunicaciones de espectro distribuido. En un sistema de telecomunicaciones CDMA, un número
10 grande de señales comparten el mismo espectro de secuencia; como resultado, tal como un sistema que suministra una capacidad de usuario alta. Esto es logrado mediante transmitir cada señal con un código diferente, y por lo tanto, distribuir el espectro de la forma de onda de la señal. Las señales transmitidas son separadas en el receptor por un demodulador que usa un código correspondiente para
15 desdistribuir la señal. Las señales no deseadas, es decir las señales que tienen un código diferente, no son desdistribuidas y contribuyen al ruido.

[0029] El multiplexado octogonal por división de frecuencia (OFDM) es otro ejemplo de una tecnología que puede ser implementada por un sistema de
20 telecomunicaciones. El OFDM es una técnica de distribución del espectro en donde los datos son distribuidos sobre un número grande de portadoras espaciadas o separadas por frecuencias precisas. El espaciamiento o la separación suministran "la ortogonalidad" para impedir que un receptor vea las frecuencias excepto aquellas para las cuales está diseñado el receptor. El OFDM,
25 que es también bien conocido en la técnica, es usado comúnmente para difusiones comerciales y privadas, pero no está limitado a tales aplicaciones.

[0030] Por lo menos una modalidad del sistema de telecomunicaciones, un esquema de multi-acceso híbrido puede ser empleado usando tanto comunicaciones CDMA como OFDM. Este sistema híbrido ha estado ganando una aceptación amplia en el área de los servicios de difusión integrados en infraestructuras existentes, en donde tales infraestructuras fueron diseñadas originalmente para soportar comunicaciones punto a punto entre un transmisor y un receptor. En otras palabras, un sistema de comunicación de tipo uno a uno también es usado por transmisiones de difusión uno a muchos mediante el uso de la modulación OFDM en combinación con otras tecnologías. En estos sistemas, el transmisor puede ser usado para perforar los símbolos OFDM en una forma de onda CDMA.

[0031] La figura 3 es un ejemplo de una forma de onda de transmisión para un sistema de telecomunicaciones multi-acceso híbrido que soporta tanto comunicaciones CDMA como OFDM. La estructura de la forma de onda de transmisión, lo mismo que las duraciones del tiempo especificadas, las longitudes de chip y los rangos de valores son suministrados como vía de ejemplo con el entendimiento de que otras duraciones de tiempo, otras longitudes de chip y rangos de valores pueden ser usados sin salirse de los principios subyacentes de la operación del sistema de telecomunicaciones. El término "chip" como se usa aquí significa una unidad de tiempo de una salida de un dígito binario mediante un generador de código de espectro distribuido. Este ejemplo es consistente con un sistema que soporta el protocolo "CDMA 2000 High Rate Packet Data Air Interface Specification," TIA/EIA/IS-856.

[0032] La forma de onda de transmisión 300 puede estar definida en términos de cuadros. Un cuadro puede incluir 16 intervalos de tiempo 302, cada

50

intervalo de tiempo 302 corresponde a 2048 chips. Los intervalos de tiempo 302 tienen una duración de intervalo de tiempo de 1,66 mili segundos (ms), y consecuentemente, una duración de cuadro de 26,66 ms. Cada intervalo de tiempo 302 puede ser dividida en dos intervalos de tiempo 302A, 302B, con ráfagas de tono piloto CDMA 304A, 304B transmitidas dentro de cada mitad de intervalo de tiempo 302A, 302B, respectivamente. Cada ráfaga de tono piloto CDMA 304A, 304B puede ser 96 chips, centrados alrededor de un punto medio de su mitad de intervalo de tiempo asociada 302A; 302B. Un canal de control de acceso de medio (MAC) 306A, 306B, 306C, 306D, puede comprender dos ráfagas, que son transmitidas inmediatamente antes e inmediatamente después de á ráfaga de tono piloto 304A, 304B de cada mitad de intervalo de tiempo 302A, 302B. El MAC puede incluir hasta 64 canales de código de espectro distribuido, que son cubiertos ortogonalmente por 64 códigos Walsh. Los canales MAC pueden ser usados para liberar el CDMA tal como un control de potencia, el control de rata de datos, y similares. Los datos pueden ser enviados en las porciones restantes 308A, 308B de la primera mitad de intervalo de tiempo 302A y las porciones restantes 308C, 308D de la segunda mitad de intervalo de tiempo 302B.

[0033] En una modalidad del sistema de telecomunicaciones híbrido, 4 símbolos OFDM pueden ser cortados dentro de la porción de datos de un intervalo de tiempo 302. Esto resulta en un símbolo OFDM en cero 308A en el comienzo de la primera mitad de intervalo de tiempo 302A, un primer símbolo OFDM 308B al final de la primera mitad de intervalo de tiempo 302A, un segundo símbolo OFDM 308C al inicio de la segunda mitad de intervalo de tiempo 302B, y un tercer símbolo OFDM al final de la segunda mitad de intervalo de tiempo 302B. En este ejemplo, cada símbolo OFDM es de 400 chips. Un prefijo cíclico 310 ocupa 80 chips, dejando 320 chips para transmitir datos y tonos piloto. Los 320 chips se

51

traducen en 320 tonos ortogonales separados igualmente por toda la banda de frecuencia. Debido a que los tonos en los bordes de la banda de frecuencia pueden ser afectados por la interferencia de canal adyacente (ACI) el artesano versado puede escoger no enviar ninguno de los datos sobre dichos tonos. En su lugar, los bordes de la banda de frecuencia, como se llaman aquí, "bandas de guarda", pueden ser usados para transmitir "tonos piloto" y "tonos de guarda". Los tonos que no son afectados por el ACI son usados típicamente para transmitir símbolos de modulación con tonos piloto dispersos. Tanto los tonos de guarda como los tonos pilotos son modulados con datos conocidos. Dependiendo de la aplicación, los tonos de guarda y los tonos piloto pueden ser iguales o diferentes.

[0034] La figura 4 es un diagrama de bloques conceptual que ilustra la funcionalidad de un demodulador OFDM en un receptor para un sistema de telecomunicaciones multi-acceso híbrido. El demodulador OFDM 402 puede estar integrado dentro de cualquier entidad de procesamiento, o distribuido entre cualquier número de entidades de procesamiento, dentro del receptor. La entidad de procesamiento (o entidades) puede incluir un micro procesador, un procesador de señal digital (DSP), o cualquier otro hardware y/o software con base en la entidad de procesamiento (o entidades). Alternativamente, el demodulador OFDM 402 puede ser una entidad de procesamiento separada tal como un microprocesador DSP, lógica programable, hardware dedicado, o cualquier otra entidad capaz de procesar información.

[0035] El demodulador OFDM 402 puede incluir una transformada discreta de Fourier (DFT) 404, que puede ser usado para procesar los símbolos OFDM. La DFT 402 puede ser usada para convertir un símbolo OFDM desde el dominio del tiempo al dominio de la frecuencia. La salida de la DFT 404 puede ser

suministrada a un filtro de tono de piloto 406 de una manera seriada. El filtro de tono de piloto 406 puede estar implementado como un decimador para seleccionar los tonos piloto. El decimador puede también estar configurado para seleccionar todos los tonos de guarda. Señalizar desde el filtro de tono de piloto 406 a un filtro de tono de datos 407 puede usarse para indicar cuando el filtro de tono de datos 407 debe pasar datos desde la DFT 404 a un desmapeador de señal 410. El desmapeador de señal 410 toma una decisión suave en cuanto al símbolo de modulación en la constelación de señal más probablemente transmitido sobre el tono de dato. Esta decisión está basada en el dato recibido y un estimado de la respuesta de frecuencia del canal suministrada por un estimador de canal 408. El estimador de canal 408 puede estimar la respuesta de frecuencia del canal desde los tonos pilotos usando un procedimiento de estimación de mínimos cuadrados de canal, o cualquier otro procedimiento adecuado.

[0036] El estimador de canal 408 puede estar implementado con una Transformada de Fourier Discreta Inversa (IDFT) 412. La IDFT 412 convierte los tonos piloto del dominio de la frecuencia en el estimado de la respuesta de impulso del canal de longitud de P muestras en el tiempo de dominio, en donde P es el número de tonos piloto en el símbolo OFDM. La respuesta de frecuencia del canal puede entonces ser estimada para todos los tonos desde el estimado de la respuesta de impulso de canal usando un proceso de interpolación implementado por una DFT 414. El número de muestras usado por la DFT 414 para calcular el estimado del canal puede reducirse si la respuesta de impulso de canal real es menor que PT , en donde $1/T$ es igual a la tasa de chip del símbolo OFDM. En este caso, la respuesta de frecuencia del canal puede ser estimada a partir L muestras, en donde LT es igual al tiempo de duración de la respuesta del impulso de canal.

El término L se refiere generalmente a "distribución retardada" de la respuesta de impulso del canal.

[0037] El estimado de canal puede ser mejorado mediante promediar el

5 tiempo en los estimados de canal para todos los símbolos OFDM en cualquier intervalo de tiempo dada. El ejemplo discutido en la figura 3, cuatro estimados de

canal de cuatro símbolos OFDM pueden ser promediados en tiempo. Idealmente, un filtro simétrico no causal debería ser usado para promediar en tiempo los

estimados de canal para los cuatro símbolos OFDM. Como vía de ejemplo, el

10 estimado de canal para el primer símbolo OFDM 308B puede ser calculado

mediante promediar los estimados de canal para los símbolos cero, primero, y

segundo de OFDM 308A, 308B, 308C. Similarmente, el estimado de canal para el

segundo símbolo OFDM 308C puede ser calculado mediante promediar el

primero, segundo, y tercer símbolos OFDM, 308B, 308C, 308D. Este modelo

15 minimiza la desviación de la estimación de canal causada por la variación de canal

inducida por el Doppler. Sin embargo, para los símbolos OFDM cero y tercero,

308A, 308D esto no es posible debido a que las intervalos de tiempo adyacentes

pueden contener señales CDMA. Por lo tanto, un filtro no causal no puede ser

aplicado a los símbolos OFDM cero y tercero 308A; 308D. En su lugar, el

20 estimado de canal para el símbolo OFDM cero 308A puede ser calculado

mediante un proceso de promedio ponderado entre los símbolos OFDM cero y

primero 308A, 308D, y el estimado de canal, para el símbolo OFDM tercero 308D

puede ser calculado mediante un proceso de promedio ponderado entre los

símbolos OFDM segundo y tercero 308C, 308D. Alternativamente, el estimado de

25 canal para el símbolo OFDM cero 308A puede ser calculado mediante un proceso

de promedio ponderado entre los símbolos OFDM cero, primero, y segundo 308A,

308B, 308C y el estimado de canal para el símbolo OFDM tercero 308D en el

54

intervalo de tiempo puede ser calculado mediante un proceso de promedio ponderado entre los símbolos OFDM primero, segundo y tercero 308B, 308C, 308D. El último modelo, sin embargo, puede causar una desviación en la estimación del canal significativo a altas velocidades de los móviles. De cualquier manera, los estimados de canal para los símbolos OFDM primero y segundo 308G, 308C en el intervalo de tiempo deberían ser más precisos que los estimados de canal para los símbolos OFDM cero y tercero 308A, 308D en el mismo intervalo de tiempo.

[0038] En aplicaciones de múltiple antena que emplea técnicas de combinación de entretenimiento, una secuencia de decisiones suaves se puede generar por cada antena. Las decisiones suaves para cualquier tono dado (k) pueden ser combinadas usando una técnica de combinación de proporción máxima (MRC) antes de ser suministradas al módulo del cálculo LLR. La técnica

MRC escala cada decisión suave para un tono dado mediante $1/\sigma_{eff,k}^{(m)2}$ para la m^{ava} antena, en donde la variación efectiva del ruido $(\sigma_{eff,k}^{(m)2})$ está definida por la siguiente ecuación:

$$\sigma_{eff,k}^{(m)2} = \sigma_{\Delta,k}^{(m)2} + \sigma_k^{(m)2} \quad (1)$$

en donde: $\sigma_{\Delta,k}^{(m)2}$ es el Error Cuadrático Medio (MSE) del estimado de canal para el k -ésimo tono recibido por la $m^{ésima}$ antena; y

55

$\sigma_k^{(m)2}$ es la variación del ruido de $k^{\text{ésimo}}$ tono recibido por la $m^{\text{ésima}}$ antena.

[0039] La figura 5 es un diagrama de bloques conceptual que ilustra la funcionalidad de un demodulador OFDM en un receptor de antena dual para un sistema de telecomunicaciones multi-acceso híbrido. El demodulador OFDM 502 puede ser implementado en una entidad de procesamiento autónoma, distribuido entre múltiples entidades de procesamiento, o integrado en otra entidad receptora de la misma manera que el modulador OFDM descrito en conexión con la figura 4.

El demodulador OFDM 502 está mostrado con dos canales de demodulación 502A, 503B, uno para cada antena, pero puede ser implementado con cualquier número de canales de demodulación dependiendo del número de antenas en el receptor. En este ejemplo, un estimador de la variación del ruido 504A, 504B en cada canal de demodulación 502A, 502B, respectivamente, estima la variación de

ruido efectiva $\sigma_{eff,k}^{(m)2}$ para cada tono. Las decisiones suaves generadas por cada desmapeador de señal 410A, 410B son suministradas a un escalador 506A, 506B, en donde ellas son escaladas mediante $1/\sigma_{eff,k}^{(m)2}$ antes de ser combinadas con otras decisiones suaves escaladas mediante un sumador 508.

[0040] La figura 6 es una ilustración gráfica de un símbolo OFDM en el dominio de frecuencia. Como se discutió anteriormente en conexión con la figura 3, cada símbolo OFDM puede incluir bandas de guarda 602A, 602B, que contiene solamente tonos piloto y de guarda. Los tonos no afectados por el ACI son usados típicamente para transmitir símbolos de modulación con tonos piloto dispersados; sin embargo, un tono no afectado por el ACI, puede todavía tener un estimado de

56

canal que es afectado por el ACI. Esto es debido a que el estimado de canal es calculado de la interpolación de tonos piloto múltiples, y en algunos casos aquellos tonos piloto pueden extenderse dentro de las regiones de la banda de guarda. Aquellos tonos por fuera de las regiones de banda de guarda cuyo estimado de canal son afectados por el ACI, lo mismo que los tonos en las regiones de la banda de guarda, se llaman aquí como "tonos de borde de banda". Estos tonos pueden encontrarse en las regiones de borde de banda 604A, 604B de la banda de frecuencia para el símbolo OFDM. Los tonos restantes, con estimados de canal que no son afectados por el ACI serán llamados como "tonos en la banda" y pueden encontrarse en la región dentro de la banda 606 del símbolo OFDM.

[0041] La figura 7 es un diagrama de bloques conceptual que ilustra la funcionalidad de un estimador de canal capaz de calcular la variación de ruido efectiva para su antena respectiva. Un estimador de variación de ruido 504 puede ser usado para llevar a cabo este cálculo. El estimador de variación de ruido 504 puede ser implementado como parte del estimador de canal 408, puede ser una entidad autónoma, puede ser implementado como parte de otra entidad de procesamiento dentro del receptor, o puede tener su funcionalidad distribuida entre cualquier número de entidades de procesamiento en el receptor.

[0042] El estimador de la variación de ruido 504 puede incluir un estimador dentro de la banda 702 configurado para calcular la variación de ruido efectiva para los tonos en la banda, y un estimador de borde de banda 704 configurada para calcular la variación de ruido efectiva para los tonos de borde de banda. La salida en el 702 y la salida del 704 son suministradas a un multiplexor (MUX) 703 o un conmutador. La salida del MUX 703 es entonces suministrada al escalador 506. La variación de ruidos efectiva para los tonos en la banda puede ser

calculada a partir de los tonos piloto en la banda y los estimados de canal para los tonos piloto en la banda. La variación de ruido efectiva para los tonos de borde de banda puede ser calculador a partir de los tonos piloto de borde de la banda y los estimados de canal para los tonos piloto de borde de la banda. La precisión de la variación de ruido efectivo para los tonos de borde de la banda puede ser mejorada mediante también usar los tonos de banda de guarda.

[0043] La operación del estimador en la banda será discutida primero. Los tonos en la banda son los tonos por los cuales el MSE de los estimados de canal están relacionados con la variación del ruido de los tonos mediante la siguiente ecuación:

$$\sigma_{\Delta}^{(m)2}(n) \approx \frac{L}{P} \sum_{l=0}^3 |c_{n,l}|^2 \sigma^{(m)2} \quad (2)$$

en donde $c_{n,l}$ es el promedio ponderado en tiempo para el estimado de canal del n -ésimo símbolo OFDM, y $\sigma^{(m)2}$ es la variación del ruido de los tonos recibidos por la m -ésima antena que no son afectados por el ACI. El índice de tono, o el suscrito k , pueden ser suprimidos porque la variación de ruido puede asumirse que es igual para todos los tonos en la banda.

[0044] Así, la variación de ruido efectiva está relacionada con la variación de ruido mediante la siguiente ecuación:

$$\sigma_{eff,}^{(m)2}(n) = \left(1 + \frac{L}{P} \sum_{l=0}^3 |c_{n,l}|^2\right) \sigma^{(m)2} \quad (3)$$

La variación de ruido $\sigma^{(m)2}$ puede ser calculada y escalada usando la ecuación (3) para generar la variación de ruido efectiva $\sigma_{eff,}^{(m)2}(n)$.

5

[0045] Un conjunto de tonos piloto en la banda puede ser definido como

$$\Lambda = \{k; -(P-G)/2 \leq k \leq (P-G)/2\}, \text{ en donde } G > 0 \text{ es}$$

tal que el MSE de los estimados de canal promedios en tiempo para el k -ésimo tono de piloto puede ser representado por la siguiente ecuación:

10

$$\sigma_{\Delta,k\delta}^{(m)2}(n) \approx \frac{L}{P} \sum_{l=0}^3 |c_{n,l}|^2 \sigma^{(m)2}, \text{ para } k \in \Lambda \text{ y para } n = 0, 1, 2, 3 \quad (4)$$

en donde $\delta = N/P$ es la separación de los tonos piloto, N es el número de tonos octogonales, P es el número de tonos piloto, y $(G-1)$ es el número de tonos piloto cuyos estimados de canal son afectados por el ACI.

15

[0046] Hay cuatro conjuntos de promedio ponderado de tiempo para la estimación de canal; $(c_{0,0}, c_{0,1}, c_{0,2}, c_{0,3})$ para el símbolo OFDM cero, $(c_{1,0}, c_{1,1}, c_{1,2}, c_{1,3})$ para el símbolo OFDM primero, $(c_{2,0}, c_{2,1}, c_{2,2}, c_{2,3})$ para el símbolo OFDM segundo, y $(c_{3,0}, c_{3,1}, c_{3,2}, c_{3,3})$ para el símbolo OFDM tercero. El estimador para la variación de ruido efectiva en la banda para el $n^{\text{ésimo}}$ símbolo OFDM está dada por:

20

59

$$\hat{\sigma}_{eff}^{(m)2}(n) = \left(1 + \frac{L}{P} \sum_j |c_{n,j}|^2\right) \sum_{l=0}^3 w_l f_l^{(m)}$$

$$f_l^{(m)} = \sum_{k \in \Lambda} \left| y_{k,l}^{(m)} - \hat{H}_{k,l}^{(m)} \right|^2 \quad (5)$$

[0047] en donde: w_l son los pesos de combinación tal que la media de

5 $\sum_{l=0}^3 w_l f_l^{(m)}$ es, $\sigma^{(m)2}$, $y_{k,l}^{(m)}$ es la observación piloto correspondiente al $k^{\text{ésimo}}$ tono piloto de el $l^{\text{ésimo}}$ símbolo OFDM; y

$\hat{H}_{k,l}^{(m)}$ es el estimado de canal para el $k^{\text{ésimo}}$ tono de piloto de el $l^{\text{ésimo}}$ símbolo OFDM.

10 [0048] Un ejemplo será ilustrativo. En este ejemplo, el estimador de la variación del ruido usará solamente los símbolos OFDM primero y segundo para estimar la variación de ruido, que puede ser representado como sigue:

$$w_0 = w_3 = 0,$$

15

y

$$w_l = \frac{1}{2(P-G+1)} \frac{1}{1 - \frac{2L}{P} c_{l,j} + \frac{L}{P} \sum_j |c_{l,j}|^2}, \text{ para } l=1,2 \quad (6)$$

[0049] Puede mostrarse que la media de $\left| y_{k,l}^{(m)} - \hat{H}_{k,l}^{(m)} \right|^2$ es

$\left(1 - \frac{2L}{P} c_{l,j} + \frac{L}{P} \sum_j |c_{l,j}|^2 \right) \sigma^{(m)2}$. Así, la media de $f_l^{(m)}$ es

$(P-G+1)\left(1-\frac{2L}{P}c_{1,j}+\frac{L}{P}\sum_j|c_{1,j}|^2\right)\sigma^{(n)2}$ seguido porque existe $P-G+1$ tonos piloto en banda por símbolo OFDM, y usar los pesos w_i , la media $w_i f_i^{(n)}$ se vuelve $\frac{1}{2}\sigma^{(n)2}$.

5 [0050] En el algoritmo de ejemplo, solamente los símbolos OFDM primero y segundo son usados para los estimados de canal. Por lo tanto, la media de la variación de ruido efectiva puede ser representada como sigue:

$$\left(1+\frac{L}{P}\sum_j|c_{n,j}|^2\right)\left(\frac{1}{2}\sigma^{(n)2}+\frac{1}{2}\sigma^{(n)2}\right)=\left(1+\frac{L}{P}\sum_j|c_{n,j}|^2\right)\sigma^{(n)2} \tag{7}$$

12

[0051] Los pesos fueron diseñados para el caso cuando los símbolos OFDM primero y segundo usan los mismos promedios ponderados de tiempo simétricos no causales, es decir, $(c_{1,0}, c_{1,1}, c_{1,2}, c_{1,3})=(1/3, 1/3, 1/3, 0)$ y $(c_{2,0}, c_{2,1}, c_{2,2}, c_{2,3})=(0, 1/3, 1/3, 1/3)$. Sin embargo, los símbolos cero y tercero usan diferentes filtros de

15

promedio de tiempo, por ejemplo $(c_{1,0}, c_{1,1}, c_{1,2}, c_{1,3})=(2/3, 1/3, 0, 0)$ y $(c_{3,0}, c_{3,1}, c_{3,2}, c_{3,3})=(0, 0, 1/3, 2/3)$. En este caso, los estimados de canal promediados en tiempo para los símbolos OFDM cero y tercero pueden tener una desviación grande debido a la variación en tiempo del canal a altas velocidades de los móviles. Como

resultado, la condición $\sigma_{\Delta}^{(n)2}(n) \approx \frac{L}{P}\sum_{i=0}^3|c_{n,i}|^2 \sigma^{(n)2}$ puede ya no ser satisfecha más.

20

Por lo tanto, los estimados de canal para sólo los símbolos OFDM primero y segundo son usados en este ejemplo.

[0052] Alternativamente, el estimado de canal puede estar basado solamente en un símbolo OFDM. En este caso, la variación de ruido efectiva puede ser estimada como sigue:

$$\sigma_{eff}^{(m)2}(n) = \left(1 + \frac{L}{P} \sum_j |c_{n,j}|^2\right) w_{n,l} f_l^{(m)} \quad (8)$$

con

$$w_{n,l} = \frac{1}{(P-G+1)} \frac{1}{1 - \frac{2L}{P} c_{l,l} + \frac{L}{P} \sum_j |c_{l,j}|^2} \quad (9)$$

[0053] La media de la variación del ruido efectivo es igual a lo anterior. Sin embargo, la variación es más grande que aquella que usa dos símbolos OFDM. En otras palabras, la anterior es menos precisa que la última.

[0054] La precisión de la variación de ruido efectiva puede ser mejorada mediante usar los símbolos OFDM cero y tercero, pero los estimados de canal

$\hat{H}_{k,0}^{(n)}$ y $\hat{H}_{k,3}^{(n)}$ usada en $f_0^{(n)}$ y $f_3^{(n)}$, son sin promedios de tiempo, es decir $(c_{0,0}, c_{0,1}, c_{0,2}, c_{0,3}) = (1, 0, 0, 0)$ y $(c_{3,0}, c_{3,1}, c_{3,2}, c_{3,3}) = (0, 0, 0, 1)$. En este caso, los pesos pueden ser representados como sigue:

$$w_l = \frac{1}{(P-G+1)} \frac{1}{2 \left(1 - \frac{L}{P}\right) + \sum_{l=1}^3 \left(1 - \frac{2L}{P} c_{l,l} + \frac{L}{P} \sum_j |c_{l,j}|^2\right)}, \text{ para } l=0,1,2,3 \quad (10)$$

[0055] En resumen, el estimador en la banda puede ser usado para calcular

$f_i^{(n)}$, o la suma de $\left| y_{i,j}^{(n)} - \hat{H}_{i,j}^{(n)} \right|^2$ de los tonos en la banda, para obtener un

estimado de $(P-G+1) \left(1 - \frac{2L}{P} c_{i,j} + \frac{L}{P} \sum_j |c_{i,j}|^2 \right) \sigma^{(n)2}$ que es proporcional a la

variación de ruido $\sigma^{(n)2}$ en los tonos en la banda. La combinación de pesos puede

entonces ser escogida de modo que la media del resultado es la misma que

$\sigma_{\sigma}^{(n)2}(n)$ para cada símbolo OFDM ($n=0, 1, 2, 3$), es decir

$$E \left[\sigma_{\sigma}^{(n)2}(n) \right] = \sigma_{\sigma}^{(n)2}(n). (E[X] \text{ denota la expectativa o media de la variable aleatoria } X.)$$

porque diferentes promedios ponderado de tiempo $c_{n,l}$ para cada símbolo

OFDM, $\left(1 + \frac{L}{P} \sum_{l=0}^L |c_{n,l}|^2 \right)$ puede también ser diferente para cada símbolo. Esto

puede causar que los tonos diferentes en los símbolos OFDM diferentes en la misma intervalo de tiempo tengan unas variaciones de ruido efectivas diferentes.

Esto debe ser compensado para el cálculo LLR mediante el término

$$\left(1 + \frac{L}{P} \sum_{l=0}^L |c_{n,l}|^2 \right).$$

[0056] El estimador de borde de banda será ahora discutido. Como se discutió anteriormente, los tonos en la banda y los tonos en el borde de la banda pueden ser determinados mediante comparar el MSE del estimado de canal para

el $k^{\text{ésimo}}$ tono $\sigma_{\Delta k}^{(n)2}(n)$ con $\frac{L}{P} \sum_{l=0}^L |c_{n,l}|^2 \sigma^{(n)2}$, en donde $\sigma^{(n)2}$ es la variación de

ruido de los tonos que nos afectados por el ACI. Si estos están uno cerca del otro,

los tonos son clasificados como tonos en la banda. De otra manera, son clasificados como tonos de borde de banda. Dado la distribución del retardo L , el número de tonos piloto P , y las características del ACI, tal como la separación de

la portadora adyacente y su potencia relativa para $\sigma^{(n)2}$, la relación entre el MSE del estimado de canal para el k-ésimo tono $\sigma_{\Delta,k}^{(n)2}(n)$ y la variación de ruido $\sigma^{(n)2}$ puede determinarse sea mediante análisis o simulaciones matemáticas. Esto puede hacerse en la fase de diseño del sistema, antes de que el estimador de la variación de ruido sea integrado en el receptor de un AT, y luego almacenado en la memoria.

[0057] Un o punto de tonos piloto de borde de banda puede ser

representado como $\bar{\Lambda} = \{k, (P-G)/2 \leq k \leq P/2-1, o -P/2 \leq k \leq (P-G)/2-1\}$,

en donde $G-1$ es el número de tonos piloto de borde de banda y K es el índice de tono piloto. Este conjunto puede ser determinado en la fase de diseño del sistema, y almacenado en la memoria.

[0058] Un ejemplo será ilustrativo. En este ejemplo, $N=320$. De modo que el

índice de tono K va desde -160 a 159, (es decir, $K=-160, -159, -158, \dots, -1, 0, 1, \dots, 158, 159$). Hay 64 tonos piloto (es decir $P=64$), y 15 tonos piloto de borde de banda (es decir, $G=16$). Los tonos piloto están separados por 5 tonos de frecuencia (es decir, índices de tono: $k=-160, -155, \dots, -5, 0, 5, 1, \dots, 150, 155$). Con base en estas condiciones, los tonos en la banda pueden ser representados por -
 $120 \leq k \leq 120$, los tonos piloto en la banda pueden ser representados por los índices de tonos piloto $-24 \leq k \leq 24$, los tonos de borde de banda pueden ser representados por índices de tono $121 \leq k \leq 159$ y $-160 \leq k \leq -121$, los tonos piloto de borde de banda pueden ser representado por los índices de tono piloto $25 \leq k \leq 31$ y $-32 \leq k \leq -25$, y los tonos de banda de guarda pueden ser representados por los índices de tonos
 $150 \leq k \leq 159$ y $-160 \leq k \leq -151$. Pero los tonos piloto son cortados en los tonos de guarda, y como resultado, los tonos en $k=-160, -155, 150, 155$ son tonos piloto. De

acuerdo a lo anterior hay $k=20-4=16$ tonos de guarda. Hay 241 tonos en banda y 79 tonos de borde de banda. De modo que la mayoría de los tonos son tonos en la banda. Este ejemplo también muestra que el dato es enviado sobre algunos tonos de borde de banda.

5

[0059] La variación de ruido de un tono de borde de banda es la suma de la variación de ruido de los tonos en la banda y la variación del ACI para los tonos de borde banda. El MSE del estimado de canal para el tono de borde de banda es la suma del MSE del estimado de canal para los tonos en la banda y el componente debido al ACI. En general, la cantidad de interferencia de canal adyacente en cada tono de borde de banda es diferente de tono a tono. Por lo tanto, es difícil de estimar de manera precisa las variaciones de ruido efectivas para los tonos de borde de banda. Sin embargo, tomando en cuenta el hecho de que hay ACI en los estimados de la variación de ruido, es posible mejorar el desempeño. Esto es logrado mediante desenfatizar los LLR calculados de los tonos afectados por el ACI.

10

15

[0060] El estimador de la variación de ruido puede diseñado de modo que, en la ausencia del ACI, la siguiente ecuación es satisfecha.

20

$$E\left\{\hat{\sigma}_{ef,k}^{(m)2}(n)\right\} = \left(1 + \frac{L}{P} \sum_{l=0}^L |c_{n,l}|^2\right) \sigma^{(m)2} \quad (11)$$

En otras palabras, si no hay ACI, la media del estimador de la variación de ruido debería ser igual que la variación de ruido efectiva.

25

[0061] El estimador de la variación de ruido puede ser usado para tener en cuenta el incremento en la variación de ruido efectiva debido al ACI. Esto puede lograrse mediante usar los tonos de borde de banda y los tonos de guarda para estimar la variación de ruido efectiva. La media del estimado no será igual que la variación de ruido efectivo. Sin embargo, será más grande que el estimado de variación de ruido en la banda. Por lo tanto, los tonos de borde de banda serán desenfatzados en el cálculo LLR.

[0062] El siguiente algoritmo estimador de borde de banda puede ser usado.

10 El algoritmo puede ser usado para calcular el promedio de las variaciones de los tonos de borde de banda como sigue:

$$\sigma_{aci}^{(m)2}(n) = \left(1 + \frac{L}{P} \sum_j |c_{n,j}|^2 \right) \left(\sum_{l=0}^3 \lambda_l g_l^{(m)} + \sum_{l=0}^3 \mu_l q_l^{(m)} \right)$$

$$g_l^{(m)} = \sum_{k \in \Lambda} \left| y_{k,l}^{(m)} - \hat{H}_{k,l}^{(m)} \right|^2 \quad (12)$$

15

$$q_l^{(m)} = \sum_{k \in \Omega} \left| X_{k,l}^{(m)} \right|^2$$

en donde: Ω es un conjunto de índices de tono para los tonos de banda;

$X_{k,l}^{(m)}$ es el k -ésimo tono para el l -ésimo símbolo OFDM;

$y_{k,j}^{(m)} = X_{k,j}^{(m)}$, en donde $\delta = N/P$ es una separación de tono piloto.

Como vía de ejemplo, el primer tono piloto es el quinto tono del símbolo OFDM, de modo que $y_{1,j}^{(m)} = X_{5,j}^{(m)}$;

5 λ_1 y μ_1 son pesos combinados.

K es el número de elementos en el conjunto Ω , es decir, el número de tonos de guarda dentro de un símbolo OFDM. Si hay 16 tonos de guarda, como vía de ejemplo, K es 16. λ_1 y μ_1 son escogidos en la fase de diseño del sistema de modo
10 que en la ausencia del ACI, la siguiente relación existe:

$$\sigma^{(m)2} = E \left\{ \sum_{l=0}^3 \lambda_l g_l^{(m)} + \sum_{l=0}^3 \mu_l q_l^{(m)} \right\} \quad (13)$$

en donde $E[X]$ denota la expectativa o media de una variable aleatoria X . En la

ausencia del ACI, esta condición hace que la media de $\sigma_{\text{ac}}^{(m)2}(n)$ es igual que la

15 variación del ruido efectivo. En la presencia del ACI, esta $\sigma_{\text{ac}}^{(m)2}(n)$ puede ser usada como un estimado de la variación de ruido efectiva para los "tonos de borde" (es decir, $k=((N/2)-1)$ y $k=-(N/1)$). Note que el tono de borde en $k=((N/2)-1)$ es el tono más a la derecha en la frecuencia positiva, y el tono de borde en $k=-(N/2)$ es el tono más a la izquierda en la frecuencia negativa.

20

[0083] En la ausencia del ACI, la variación de ruido efectiva del borde de banda debería ser igual que en la variación de ruido efectiva en la banda. Pero en la presencia del ACI, en la variación de ruido efectiva de borde de banda será más grande que en la variación de ruido efectiva en la banda. Ya que los estimados de

25 la variación de ruido son ruidosos, puede ser posible que $\sigma_{\text{ac}}^{(m)2}(n) < \sigma_{\text{af}}^{(m)2}(n)$, lo

cual no es correcto. Por lo tanto, el término $\sigma_{aci}^{(m)2}(n)$ puede ser refinado como sigue. El máximo de $\sigma_{aci}^{(m)2}(n)$ y el estimado para los tonos en la banda son tomados para que sean las variaciones para los tonos de borde:

$$\sigma_{eff,N/2-1}^{(m)2}(n) = \sigma_{eff,N/2}^{(m)2}(n) = \max \left\{ \sigma_{aci}^{(m)2}(n), \sigma_{eff}^{(m)2}(n) \right\} \quad (14)$$

En donde $\sigma_{eff}^{(m)2}$ es el estimado en la variación de ruido efectiva en la banda para el $n^{\text{ésimo}}$ símbolo OFDM.

[0064] Luego, la variación de ruido efectiva para los otros tonos de borde de banda, $\sigma_{eff,k}^{(m)2}(n)$ son interpolados entre la variación en la banda $\sigma_{eff}^{(m)2}(n)$ y $\sigma_{eff,N/2}^{(m)2}(n)$.

[0065] En la ausencia del ACI, la media de $|y_{k,l}^{(n)} - \hat{H}_{k,l}^{(n)}|^2$ es

$\left(1 - \frac{2L}{P}c_{l,l} + \frac{L}{P}\sum_j |c_{l,j}|^2\right)\sigma^{(m)2}$. Por lo tanto, la media de $g_l^{(n)}$ es

$(G-1)\left(1 - \frac{2L}{P}c_{l,l} + \frac{L}{P}\sum_j |c_{l,j}|^2\right)\sigma^{(m)2}$, ya que hay (G-1) elementos en la

suma. La media de $|X_{k,l}|^2$ es $\sigma^{(m)2}$, ya que no hay señal en los tonos de guarda.

De acuerdo a lo anterior, la media de $q_l^{(n)}$ está dada por la siguiente ecuación:

$$E\{q_1^{(m)}\} = E\left\{\sum_{k \in \Omega} |X_{k,l}^{(m)}|^2\right\} = K\sigma^{(m)2}; \quad (15)$$

en donde k es el número de tonos de guarda, por lo tanto, mediante escoger apropiadamente λ_l y μ_l uno puede hacer la media de $\sum_{l=0}^3 \lambda_l g_l^{(n)} + \sum_{l=0}^3 \mu_l q_l^{(n)}$ igual a $\sigma^{(n)2}$.

- 5 [0066] En la presencia de ACI, $g_l^{(n)}$ y $q_l^{(n)}$ contendrán las contribuciones ACI. De modo que $\sigma_{aci}^{(n)2}$ se vuelve más grande que $\sigma^{(n)2}$ para contar con la variación de ruido efectiva incrementada. Esto es usado en el cálculo LLR para desenfatizar los LLR de los tonos de borde de banda.

- 10 Otro ejemplo puede ser ilustrativo.

$$\lambda_l = \frac{1}{2(G + K - 1)} \frac{1}{1 - \frac{2L}{P} c_{l,j} + \frac{L}{P} \sum_j |c_{l,j}|^2}, \text{ para } l=1,2 \quad (16)$$

$$\mu_0 = \mu_3 = 0, \quad y$$

$$\mu_l = \frac{1}{2(G + K - 1)}, \text{ para } l=1,2, \quad (17)$$

15

en donde k es el número de tonos de banda de guarda dentro del símbolo OFDM, es decir el número de elementos en el conjunto Ω y $G-1$ es el número de tonos piloto de borde de banda.

- 20 Si solamente tonos de guarda son usados:

$$\lambda_0 = \lambda_1 = \lambda_2 = \lambda_3 = 0, \quad (18)$$

y

$$\mu_0 = \mu_1 = \mu_2 = \mu_3 = 1/4K, \quad (19)$$

[0067] En las varias modalidades del receptor, los métodos para calcular las variaciones de ruido efectivas de los símbolos OFDM se describen para aplicaciones de múltiples antenas usando técnicas de diversidad. Sin embargo, los métodos descritos por toda esta divulgación para calcular las variaciones de ruido de los símbolos OFDM pueden tener muchas aplicaciones. Por vía de ejemplo, las variaciones de ruido de los símbolos OFDM pueden ser útiles para las estimaciones SNR, los cálculos LLR, y otras funciones de procesamiento. En aplicaciones de múltiples antenas, los cálculos de variaciones de ruido pueden ser usados para determinar que antena es más confiable. También pueden ser usados para desenfatizar los datos menos confiables y enfatizar los datos más confiables recibidos en los símbolos OFDM cuando se calculan los LLR. Aquellos versados en la técnica podrán apreciar que puede haber numerosas aplicaciones en las cuales la información de la variación de ruido puede ser útil.

[0068] Los diversos bloques lógicos, módulos, circuitos, elementos y/o componentes ilustrativos descritos en conexión con las modalidades divulgadas aquí pueden ser implementados o hechos funcionar con un procesador de propósito general, un Procesador de Señal Digital (DSP), un Circuito Integrado de Aplicación Específica (ASIC), una Matriz de Compuerta Programable de Campo (FPGA) u otros componentes lógicos programables, compuertas discretas o lógica de transistor, componentes de hardware discretos, o cualquier combinación de ellos diseñada para llevar a cabo las funciones descritas aquí. Un procesador de propósito general puede ser un microprocesador, pero alternativamente, el procesador puede ser cualquier procesador convencional, controlador, microcontrolador, o máquina de estado. Un procesador puede también ser implementado como una combinación de componentes de cálculo, por ejemplo, una combinación de un DSP y un microprocesador, una pluralidad de

70

microprocesadores, uno o más microprocesadores en conjunto con un núcleo DSP o cualquier otra de tales configuraciones.

[0069] Los métodos o algoritmos descritos en conexión con las modalidades descritas aquí pueden ser llevados a cabo directamente en hardware, en un módulo de software ejecutado por un procesador, o en una combinación de los dos. Un módulo de software puede recibir en la memoria RAM, memoria flash, memoria de solo lectura (ROM), una ROM programable eléctricamente una memoria (EPROM), una memoria ROM programable eléctricamente y borrrable (EEPROM), registros, disco duro, un disco removible, un disco compacto ROM (CD-ROM), o cualquier otra forma de medio de almacenamiento conocido en la técnica. Un medio de almacenamiento puede ser acoplado al procesador de modo que el procesador pueda leer información desde, y excluir información en, medios de almacenamiento. Alternativamente, el medio de almacenamiento puede ser integral con el procesador.

[0070] La descripción anterior de las modalidades descritas se ha suministrado para permitir que cualquier persona versada en la técnica haga o use la presente invención. Varias modificaciones a estas modalidades pueden llegar a ser fácilmente evidentes para aquellos versados en la técnica, y los principios genéricos definidos aquí pueden ser aplicados a otras modalidades sin salirse del espíritu o el alcance de la invención. Así, la presente invención no tiene el propósito de estar limitada a las modalidades mostradas aquí sino está de acuerdo con el alcance más amplio consistente con los principios y rasgos novedosos descritos aquí.

[0071] Lo que se reivindica es:

REIVINDICACIONES

1. Un método para estimar la variación de ruido, comprende:

5 recibir una señal que incluye un símbolo de Multiplexión Ortogonal por División de Frecuencia (OFDM) que tiene tonos en banda que incluyen tonos piloto en banda, y tonos de borde de banda que incluyen tonos piloto de borde de banda y tonos de guarda;

10 estimar una variación del ruido efectiva para los tonos en banda usando los tonos piloto en banda y estimados de canal para los tonos piloto en banda;
y

15 estimar una variación del ruido efectiva para los tonos de borde de banda usando los tonos piloto de borde de banda, estimados de canal para los tonos piloto de borde de banda y los tonos de guarda.

2. El método de la reivindicación 1, en donde la variación de ruido efectiva para los tonos en banda es estimada mediante estimar una variación de
20 ruido para los tonos en banda y escalar la variación de ruido estimada mediante un escalador, el escalador es una función de la distribución retardada usada para estimar el canal y el número de tonos piloto del símbolo OFDM.

- 25 3. El método de la reivindicación 2, en donde la variación de ruido para los tonos en banda es estimada de los tonos piloto en banda y los estimados de canal para los tonos piloto en banda.

4. El método de la reivindicación 1, en donde la variación de ruido efectiva para los tonos de borde de banda es estimada mediante:

5 estimar una variación de ruido efectiva promedio para los tonos de borde de banda a partir de los tonos piloto de borde de banda, los estimados de canal para los tonos piloto de borde de banda, y los tonos de guarda;

10 asignar los tonos de borde del símbolo OFDM a una variación de ruido efectiva igual al máximo de la variación de ruido efectiva promedio para los tonos de borde de banda y la variación de ruido efectiva para los tonos en banda;

15 e

interpolar la variación de ruido efectiva para los tonos de borde de banda entre la variación de ruido efectiva de los tonos de borde y la variación de ruido efectiva de los tonos en banda.

- 20 5. El método de la reivindicación 4, en donde la variación de ruido efectiva promedio es estimada mediante estimar una variación de ruido para los tonos de borde de banda y escalar la variación de ruido estimada mediante un escalador, el escalador es una función de la distribución retardada usada para estimar el canal y el número de tonos piloto en el símbolo OFDM.

25

6. El método de la reivindicación 5, en donde la variación de ruido para los tonos de borde de banda es estimada a partir de los tonos piloto de borde

de banda, los estimados de canal para los tonos piloto de borde de banda, y los tonos de guarda.

7. Un método para estimar la variación de ruido, comprende:

5 recibir una señal que incluye una pluralidad de símbolos Multiplexados Ortogonales por División de Frecuencia (OFDM) cada uno tiene tonos en banda que incluyen tonos piloto en banda, y tonos de borde de banda que incluyen tonos piloto de borde de banda y tonos de guarda;

10 estimar una variación de ruido efectiva para los tonos en banda de uno de los símbolos OFDM mediante estimar una variación de ruido para los tonos en banda de uno o más de los símbolos OFDM; pesar los estimados de la variación de ruido, combinar los estimados de la variación de ruido pesados, y escalar los estimados de variación de ruido pesados
15 combinados ; y

estimar una variación de ruido efectiva para los tonos de borde de banda de dicho uno de los símbolos OFDM usando los tonos piloto de borde de banda para dicho uno de los símbolos OFDM, estimados de canal para los
20 tonos piloto de borde de banda para dicho uno de los símbolos OFDM; y los tonos de guarda para dicho uno de los símbolos OFDM.

8. El método de la reivindicación 7, en donde los pesos aplicados a las estimados de la variación de ruido son tales que la media de los estimados
25 de la variación de ruido pesados y combinados es sustancialmente igual a la variación del ruido de los tonos en banda.

74

9. El método de la reivindicación 7, en donde la variación de ruido para los tonos en banda de dicho uno de los símbolos OFDM es estimado a partir de los tonos piloto en banda de dicho uno de los símbolos OFDM y estimados de canal para los tonos piloto en banda de dicho uno de los símbolos OFDM, los estimados de canal para los tonos piloto en banda de dicho uno de los símbolos OFDM se promedian en el tiempo sobre dos o más de los símbolos OFDM.
10. El método de la reivindicación 9, en donde los estimados de canal para los tonos piloto en banda de dicho uno de los símbolos OFDM se promedian en el tiempo usando un filtro no causal.
11. El método de la reivindicación 9, en donde los estimados de la variación de ruido pesados combinados mediante un escalador, el escalador es una función de los pesos en promedio en tiempo para dicho uno de los símbolos OFDM.
12. El método de la reivindicación 11, en donde el escalador es adicionalmente una función de la distribución retardada usada para estimar el canal y le número de tonos piloto en dicho uno de los símbolos OFDM
13. Un método para estimar la variación de ruido, comprende:
- recibir una señal que incluye una pluralidad de símbolos de Multiplexión Ortogonal por División de Frecuencia (OFDM) que tiene cada uno tonos en banda que incluyen tonos piloto en banda, y tonos de borde de banda que incluyen tonos piloto de borde de banda y tonos de guarda;

75

estimar una variación de ruido efectiva para los tonos en banda de uno de los símbolos OFDM usando los tonos piloto para dicho uno de los símbolos OFDM y estimados de canal para dicho uno de los símbolos OFDM, los
5 estimados de canal se promedian en el tiempo sobre dos o más de los símbolos OFDM;

estimar una variación de ruido efectiva para los tonos de borde de banda de dicho uno de los símbolos OFDM usando los tonos piloto de borde de
10 banda para dicho uno de los símbolos OFDM, estimados de canal para los tonos piloto de borde de banda para dicho uno de los símbolos OFDM, y los tonos de guarda para dicho uno de los símbolos OFDM.

14 El método de la reivindicación 13, en donde los estimados de canal se
15 promedian en el tiempo usando un filtro no causal.

15. El método de la reivindicación 13, en donde la variación de ruido efectiva
para los tonos en banda de dicho uno de los símbolos OFDM es estimado
mediante estimar una variación de ruido para los tonos en banda de uno o
20 más de los símbolos OFDM; pesar los estimados de la variación de ruido, combinar los estimados de la variación de ruido pesados, y escalar los estimados de la variación de ruido pesados combinados, la variación de ruido es estimada de los tonos piloto en banda para dicho uno de los
símbolos OFDM y los estimados de canal para los tonos piloto en banda de
25 dicho uno de los símbolos OFDM

16. El método de la reivindicación 15, en donde los estimados de la variación de ruido pesados combinados son escalados mediante un escalador, el escalador es una función de los pesos promediados en el tiempo para dicho uno de los símbolos OFDM.

5

17. El método de la reivindicación 16, en donde el escalador es adicionalmente una función de la distribución retardada usada para estimar el canal y el número de tonos piloto en dicho uno de los símbolos OFDM.

10

18 El método de la reivindicación 15, en donde los pesos aplicados a los estimados de la variación de ruido son tales que la media de los estimados de la variación de ruido pesados combinados es sustancialmente igual a la variación de ruido real.

15

19. Un método para estimar la variación de ruido, comprende:

recibir una señal que incluye una pluralidad de símbolos de Multiplexión Ortogonal por División de Frecuencia (OFDM) que tiene cada uno tonos en banda que incluyen tonos piloto en banda, y tonos de borde de banda que incluyen tonos piloto de borde de banda y tonos de guarda;

20

estimar una variación de ruido efectiva para los tonos en banda de uno de los símbolos OFDM usando los tonos piloto en banda para dicho uno de los símbolos OFDM y estimados de canal para dicho uno de los símbolos OFDM, y

25

estimar una variación de ruido efectiva para los tonos de borde de banda de dicho uno de los símbolos OFDM mediante estimar una variación de ruido

efectiva promedio para los tonos de borde de banda a partir de los tonos piloto de borde de banda para dicho uno de los símbolos OFDM, los estimados de canal para los tonos piloto de borde de banda para dicho uno de los símbolos OFDM, y los tonos de guarda para dicho uno de los
5 símbolos OFDM, asignado los tonos de borde del símbolo OFDM a una variación de ruido efectiva igual al máximo de la variación de ruido efectiva promedio para los tonos de borde de banda y la variación de ruido efectiva para los tonos en banda, e interpolar la variación de ruido efectiva para los tonos de borde de banda entre la variación de ruido efectiva de los tonos de
10 borde y la variación de ruido efectiva de los tonos en banda.

20. El método de la reivindicación 19, en donde la variación de ruido efectiva promedio es estimada mediante estimar una variación de ruido para los tonos de borde de banda de uno o más de los símbolos OFDM, pesar los
15 estimados de la variación de ruido, combinar los estimados de la variación de ruido pesados, y escalar los estimados de la variación de ruido pesados combinados.

21. El método de la reivindicación 20, en donde la variación de ruido efectiva
20 promedio es estimada adicionalmente mediante pesar los tonos de guarda de uno o más de los símbolos OFDM, combinar los tonos de guarda pesados, y escalar los tonos de guarda pesados combinados.

22. El método de la reivindicación 22, en donde los pesos aplicados a los
25 estimados de la variación de ruido y los tonos de guarda son tales que la media de los estimados de la variación de ruido pesados combinados y los tonos de guarda pesados combinados es sustancialmente igual a la

variación de ruido efectiva en la ausencia de la interferencia de canal adyacente.

23. El método de la reivindicación 19, en donde los estimados de canal se promedian en el tiempo sobre dos o más de los símbolos OFDM.

24. El método de la reivindicación 23, en donde los estimados de canal se promedian en el tiempo usando un filtro no causal.

25. Un demodulador configurado para recibir una señal que incluye un símbolo Multiplexión Ortogonal por División de Frecuencia (OFDM) que tiene tonos en banda que incluye tonos piloto en banda, y tonos de borde de banda que incluyen tonos piloto de borde de banda y tonos de guarda, el demodulador comprende:

un estimador de canal configurado para generar estimados de canal para los tonos piloto en banda y estimados de canal para los tonos piloto de borde de banda;

un estimador en banda configurado para estimar una variación de ruido efectiva para los tonos en banda usando los tonos piloto en banda y los estimados de canal para los tonos piloto en banda; y

un estimador de borde de banda configurado para estimar una variación del ruido efectiva para los tonos de borde de banda usando los tonos piloto de borde de banda, los estimados de canal para los tonos piloto de borde de banda, y los tonos de guarda.

39

26. El demodulador de la reivindicación 25, en donde el estimador en banda está configurado para estimar la variación de ruido efectiva para los tonos en banda mediante estimar una variación de ruido para los tonos en banda y escalar la variación de ruido estimada mediante un escalador, el escalador es una función de la distribución retardada usada mediante el estimador de canal para estimar el canal y el número de tonos piloto en el símbolo OFDM.
27. El demodulador de la reivindicación 26, en donde el estimador en banda está configurado para estimar la variación de ruido e para los tonos en banda a partir de los tonos piloto en banda y los estimados de canal para los tonos piloto en banda.
28. El demodulador de la reivindicación 25, en donde el estimador de borde de banda está configurado para estimar la variación de ruido efectiva para los tonos de borde de banda mediante estimar una variación de ruido efectiva promedio para los tonos de borde de banda a partir de los tonos piloto de borde de banda, los estimados de canal para los tonos piloto de borde de banda, y los tonos de guarda, asignando los tonos de borde del símbolo OFDM a una variación de ruido efectiva igual al máximo de la variación de ruido efectiva promedio para los tonos de borde de banda y la variación de ruido efectiva para los tonos en banda, e interpolar la variación de ruido efectiva para los tonos de borde de banda entre la variación de ruido efectiva de los tonos de borde y la variación de ruido efectiva de los tonos en banda.

80

29. El demodulador de la reivindicación 28, en donde el estimador de borde de banda está configurado para estimar la variación de ruido efectiva promedio mediante estimar una variación de ruido para los tonos de borde de banda y escalar la variación de ruido estimada mediante un escalador, el escalador es una función de la distribución retardada usada por el estimador de canal para estimar el canal y el número de tonos piloto en el símbolo OFDM.

30. El demodulador de la reivindicación 29, en donde el estimador de borde de banda está configurado para estimar la variación de ruido para los tonos de borde de banda a partir de los tonos piloto de borde de banda, los estimados de canal para los tonos piloto de borde de banda, y los tonos de guarda.

31. Un demodulador configurado para recibir una señal que incluye una pluralidad de símbolos de Multiplexión Ortogonal por División de Frecuencia (OFDM) , cada uno tiene tonos en banda que incluyen tonos piloto en banda, y tonos de borde de banda que incluyen tonos piloto de borde de banda y tonos de guarda, el demodulador comprende:

un estimador de canal configurado para generar estimados de canal para los tonos piloto de borde de banda de uno de los símbolos OFDM;

un estimador en banda configurado para estimar una variación de ruido efectiva para los tonos en banda de dicho uno de los símbolos OFDM mediante estimar una variación de ruido para los tonos en banda de uno o más de los símbolos OFDM, pesar los estimados de variación de ruido,

combinar los estimados de variación de ruido pesados, y escalar los estimados de variación de ruido pesados combinados; y

un estimador de borde de banda configurado para estimar una variación del ruido efectiva para los tonos de borde de banda de dicho uno de los símbolos OFDM usando los tonos piloto de borde banda, para dicho uno de los símbolos OFDM, los estimados de canal para los tonos piloto de borde de banda para dicho uno de los símbolos OFDM, y los tonos de guarda para dicho uno de los símbolos OFDM.

32. El demodulador de la reivindicación 31, en donde los pesos aplicados a los estimados de variación de ruido son tales que la media de los estimados de la variación de ruido pesados combinados es sustancialmente igual a la variación de ruido real en los tonos en banda.

33. El demodulador de la reivindicación 31, en donde el estimador de canal está configurado adicionalmente para generar estimados de canal para los tonos piloto en banda de dicho uno de los símbolos OFDM, los estimados de canal para los tonos piloto en banda de dicho uno de los símbolos OFDM son promediados en el tiempo sobre dos o más de los símbolos OFDM, y en donde el estimador en banda está configurado para estimar la variación de ruido para los tonos en banda de dicho uno de los símbolos OFDM a partir de los tonos piloto en banda de dicho uno de los símbolos OFDM y los estimados de canal para los tonos piloto en banda de dicho uno de los símbolos OFDM.

34. El demodulador de la reivindicación 33, en donde el estimador de canal está configurado adicionalmente para promediar en el tiempo los estimados de canal para los tonos piloto en banda de dicho uno de los símbolos OFDM sobre dichos dos o más símbolos OFDM usando un filtro no casual.

5

35. El demodulador de la reivindicación 33, en donde el estimador en banda está configurado adicionalmente para escalar los estimados de ruido pesados combinados mediante un escalador, el escalador es un función de los pesos promediados en el tiempo para dicho uno de los símbolos OFDM.

10

36. El demodulador de la reivindicación 35, en donde el escalador es adicionalmente una función de la distribución retardada usada para el estimador de canal para producir los estimados de canal para los tonos piloto en banda y el número de tonos piloto de dicho uno de los símbolos OFDM

15

37. Un demodulador configurado para recibir una señal que incluye una pluralidad de símbolos de Multiplexión Ortogonal por División de Frecuencia (OFDM) cada uno tiene tonos en banda que incluyen tonos piloto en banda, y tonos de borde de banda que incluyen tonos piloto de borde de banda y tonos de guarda, el demodulador comprende:

20

un estimador de canal configurado para generar estimados de canal para los tonos piloto en banda de uno de los símbolos OFDM y estimados de canal para los tonos piloto de borde banda de dicho uno de los símbolos OFDM, los estimados de canal para los tonos piloto en banda para dicho

25

uno de los símbolos OFDM se promedian en el tiempo sobre dos o más de los símbolos OFDM;

un estimador en banda configurado para estimar una variación de ruido efectiva para los tonos en banda de dicho uno de los símbolos OFDM usando los tonos piloto en banda para dicho uno de los símbolos OFDM y los estimados de canal para dicho uno de los símbolos OFDM; y

un estimador de borde de banda configurado para estimar una variación del ruido efectiva para los tonos de borde de banda de dicho uno de los símbolos OFDM usando los tonos piloto de borde de banda, para dicho uno de los símbolos OFDM, los estimados de canal para los tonos piloto de borde de banda para dicho uno de los símbolos OFDM, y los tonos de guarda para dicho uno de los símbolos OFDM.

38. El demodulador de la reivindicación 37, en donde el estimador de canal está configurado para generar estimados de canal para los tonos piloto en banda de dicho uno de los símbolos OFDM sobre dichos dos o más de los símbolos OFDM usando un filtro no causal.

39. El demodulador de la reivindicación 37, en donde el estimador en banda está configurado adicionalmente para estimar la variación de ruido efectiva para los tonos en banda de dicho uno de los símbolos OFDM mediante estimar una variación de ruido para los tonos en banda de uno o más de los símbolos OFDM, pesar los estimados de la variación de ruido, combinar los estimados de la variación de ruido pesados, y escalar los estimados de la variación de ruido pesados combinados, la variación de ruido es estimada a

partir de los tonos piloto en banda para dicho uno de los símbolos OFDM y los estimados de canal para los tonos piloto en banda de dicho uno de los símbolos OFDM.

40. El demodulador de la reivindicación 39, en donde el estimador en banda es configurado adicionalmente para escalar los estimados de la variación de ruido pesados combinados mediante un escalador, el escalador es una función de los pesos promediados en el tiempo para dicho uno de los símbolos OFDM.

41. El demodulador de la reivindicación 40, en donde el escalador es adicionalmente una función de la distribución retardada usada por el estimador de canal para estimar el canal para dicho uno de los símbolos OFDM y el número de tonos piloto en dicho uno de los símbolos OFDM.

42. El demodulador de la reivindicación 39, en donde los pesos aplicados a los estimados de la variación de ruido son tales que la media de los estimados de la variación de ruido pesados combinados es sustancialmente igual a la variación de ruido real para dicho uno de los símbolos OFDM.

43. Un demodulador configurado para recibir una señal que incluye una pluralidad de símbolos de Multiplexión Ortogonal por División de Frecuencia (OFDM) cada uno tiene tonos en banda que incluye tonos piloto en banda, y tonos de borde de banda que incluyen tonos piloto de borde de banda y tonos de guarda, el demodulador comprende:

un estimador de canal configurado para generar estimados de canal para los tonos piloto en banda de uno de los símbolos OFDM y estimados de canal para los tonos piloto de borde banda de dicho uno de los símbolos OFDM,

5

un estimador en banda configurado para estimar una variación de ruido efectiva para los tonos en banda de dicho uno de los símbolos OFDM usando los tonos piloto en banda para dicho uno de los símbolos OFDM y los estimados de canal para dicho uno de los símbolos OFDM; y

10

un estimador de borde de banda configurado para estimar una variación del ruido efectiva para los tonos de borde de banda de dicho uno de los símbolos OFDM mediante estimar una variación de ruido efectiva promedio para los tonos de borde de banda para dicho uno de los símbolos OFDM a partir de los tonos piloto de borde de banda para dicho uno de los símbolos OFDM, los estimados de canal para los tonos piloto de borde de banda para dicho uno de los símbolos OFDM, y los tonos de guarda para dicho uno de los símbolos OFDM, asignar los tonos de borde del símbolo OFDM a una variación de ruido efectiva igual al máximo de la variación de ruido efectiva promedio para los tonos de borde de banda para dicho uno de los símbolos OFDM y la variación de ruido efectiva para los tonos en banda para dicho uno de los símbolos OFDM, e interpolar la variación de ruido efectiva para los tonos de borde de banda entre la variación de ruido efectiva de los tonos de borde y la variación de ruido efectiva de los tonos en banda.

25

44. El demodulador de la reivindicación 43, en donde el estimador de borde de banda está configurado para estimar la variación de ruido efectiva promedio mediante estimar una variación de ruido para los tonos de borde de banda de uno o más de los símbolos OFDM, pesar los estimados de la variación de ruido, combinar los estimados de la variación de ruido pesada, y escalar los estimados de la variación de ruido pesados combinados.

45. El demodulador de la reivindicación 44, en donde el estimador de borde de banda está configurado adicionalmente para estimar la variación de ruido efectiva promedio mediante pesar los tonos de guarda de uno o más de los símbolos OFDM; combinar los tonos de guarda pesadas, y escalar los tonos de guarda pesados combinados.

46. El demodulador de la reivindicación 45, en donde los pesos aplicados a los estimados de variación de ruido y los tonos de guarda son tales que la media de la suma de los estimados de la variación de ruido pesados combinados y los tonos de guarda pesados combinados es sustancialmente igual a la variación de ruido efectiva en la ausencia de la interferencia de canal adyacente.

47. El demodulador de la reivindicación 43, en donde los estimados de canal generados por el estimador de borde de banda para los tonos piloto de borde de banda para dicho uno de los símbolos OFDM se promedian en el tiempo sobre dos o más de los símbolos OFDM.

48. El demodulador de la reivindicación 47, en donde los estimados de canal generados por el estimador de borde de banda para los tonos piloto de

borde de banda para dicho uno de los símbolos OFDM se promedian en el tiempo sobre dos o más de los símbolos OFDM usando un filtro no casual.

49 Un aparato de comunicación inalámbrico adaptado para recibir señales de una pluralidad de antenas, que incluye señales que tiene un símbolo de Multiplexión Ortogonal por División de Frecuencia (OFDM) con tonos piloto en banda, tonos piloto de borde de banda, y tonos de guarda, el aparato comprende:

un estimador de canal para generar estimados de canal para los tonos piloto en banda y los tonos piloto de borde de banda;

un estimador de canal en banda para estimar una variación de ruido efectiva para los tonos en banda usando los tonos piloto en banda y los estimados de canal para los tonos piloto en banda;

un estimador de borde de banda para estimar una variación del ruido efectiva para los tonos de borde de banda usando los tonos piloto de borde de banda y los estimados de canal para los tonos de banda; y

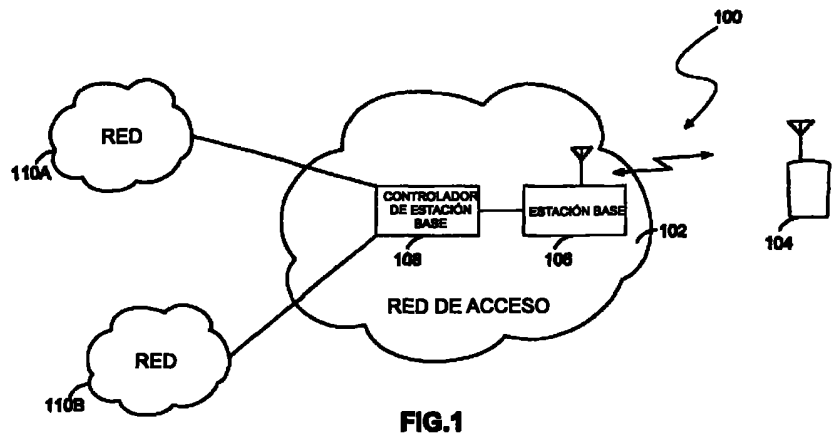
un controlador para evaluar la confiabilidad de la pluralidad de antenas.

50. El aparato como en la reivindicación 49, en donde el controlador está adaptado adicionalmente para determinar Proporciones Probables (LLR) para la pluralidad de antenas en respuesta a los estimados de la variación de ruido efectiva para los tonos en banda y los tonos de borde de banda.

**ESTIMACIÓN DE LA VARIACIÓN DE RUIDO EN COMUNICACIONES
INALÁMBRICAS PARA DIVERSIDAD COMBINANDO Y ESCALANDO
SIMILARMENTE AL LOGARITMO**

5 Resumen

La estimación de la variación de ruido en comunicaciones inalámbricas. La estimación de la variación del ruido incluye recibir una señal 402 que incluye un símbolo OFDM que tiene, en tonos en la banda que incluye tonos piloto en la banda, y tonos en el borde de la banda que incluyen tonos piloto en el borde de la banda y tonos de guarda, estimar una variación de ruido efectiva para los tonos en la banda 702 usando los tonos pilotos en la banda y estimados de canal para los tonos piloto en la banda, y estimar una variación del ruido efectiva para los tonos del borde de la banda 704 usando los tonos piloto del borde de la banda, estimados de canal para los tonos piloto del borde de la banda, y los tonos de guarda.



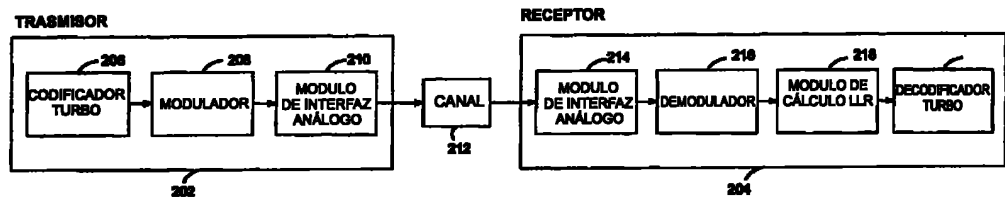


FIG. 2

27

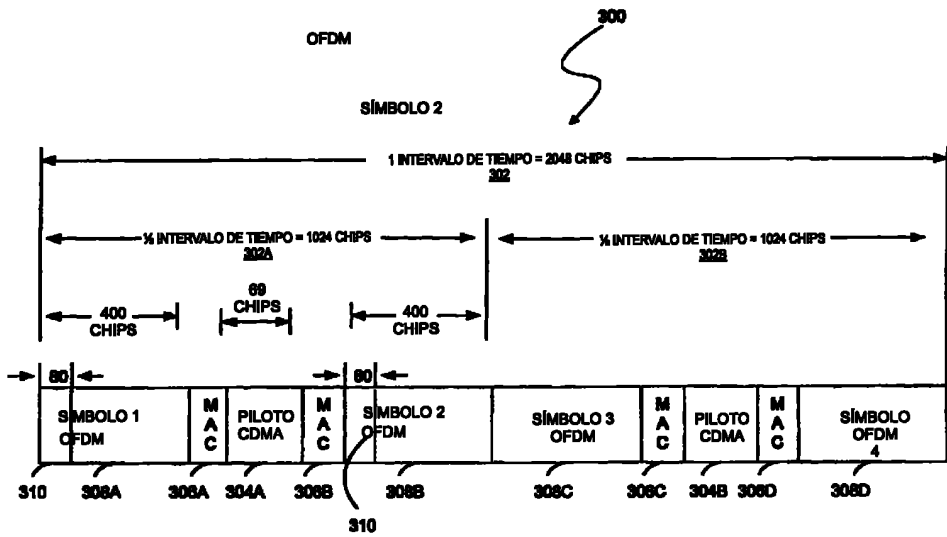


FIG. 3

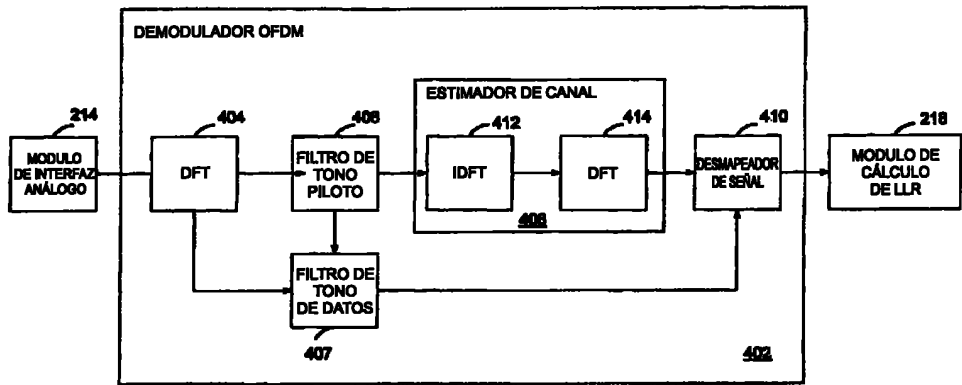


FIG. 4

517

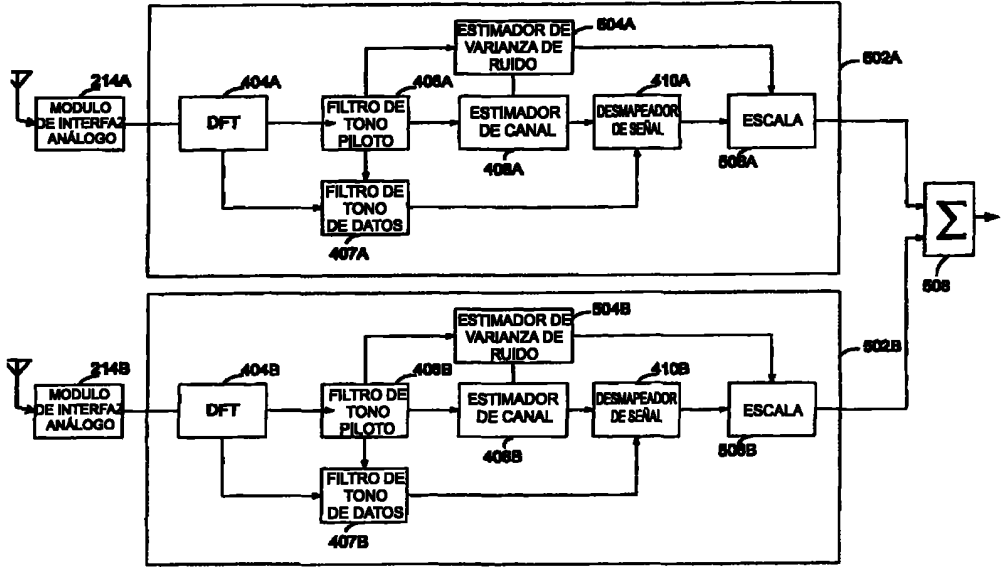


FIG. 5

94

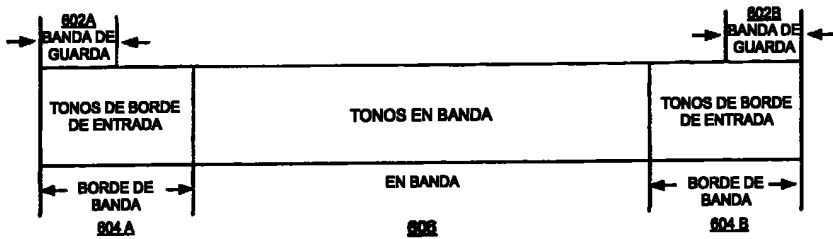


FIG. 6

717

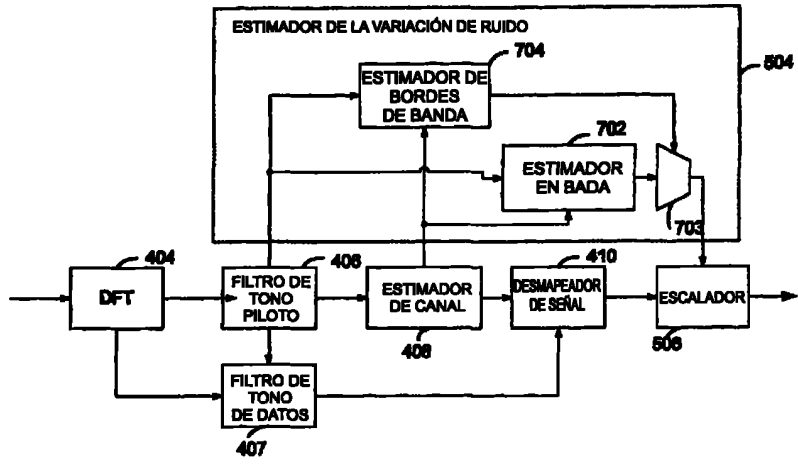


FIG. 7

95

PCT

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

(PCT Article 18 and Rules 43 and 44)

Applicant's or agent's file reference 040738WO	FOR FURTHER ACTION see Form PCT/ISA/220 as well as, where applicable, item 5 below	
International application No. PCT/US2005/033133	International filing date (day/month/year) 16/09/2005	(Earliest) Priority Date (day/month/year) 17/09/2004
Applicant QUALCOMM INCORPORATED		

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 3 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.

5. With regard to the abstract,

☒ the text is approved as submitted by the applicant.

☐ the text has been established, according to Rule 36.2(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. 7

☒ 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

Int. National Application No.

PCT/US2005/033133

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

H04L27/26 H04B1/10

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)

H04L H04B

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

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category *	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	WO 2004/015946 A (KONINKLIJKE PHILIPS ELECTRONICS N.V; GHOSH, MONISHA; GADDAM, VASANTH) 19 February 2004 (2004-02-19) page 12, line 12 - line 20 page 16, line 18 - line 21 page 17, line 12 - page 18, line 6	1,7,13, 19,25, 31,37, 43,49
A	US 2004/166887 A1 (LAROIA RAJIV ET AL) 26 August 2004 (2004-08-26) figure 3 paragraph '0058!	1,7,13, 19,25, 31,37, 43,49



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.
- "A" document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search

16 January 2006

Date of mailing of the international search report

23/01/2006

Name and mailing address of the ISA

European Patent Office, P.B. 5516 Patentstrasse 2
NL - 2280 HV Rijswijk
Tel. (+31-70) 340-2040, Tx. 31 651 epo nl,
Fax: (+31-70) 340-3016

Authorized officer

Chave, J

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

Information on patent family members

Inventor: International Application No
PCT/US2005/033133

Patent document cited in search report	Publication date	Patent family member(s)	Publication date
WO 2004015946 A	19-02-2004	AU 2003250416 A1	25-02-2004
		CN 1675906 A	28-09-2005
		EP 1530856 A1	18-05-2005
		JP 2005536103 T	24-11-2005
US 2004166887 A1	26-08-2004	NONE	

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/US2005/033133

International filing date (day/month/year)
16.09.2005

Priority date (day/month/year)
17.09.2004

International Patent Classification (IPC) or both national classification and IPC
H04L27/26, H04B1/10

Applicant
QUALCOMM INCORPORATED

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 - Glitschiner Str. 103
D-10558 Berlin
Tel. +49 30 25901 - 0
Fax: +49 30 25901 - 840

Authorized Officer

Chave, J

Telephone No. +49 30 25901-476



**WRITTEN OPINION OF THE
INTERNATIONAL SEARCHING AUTHORITY**

International application No.
PCT/US2005/033133

100

Box No. 1 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/US2005/033133

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

1. Statement

Novelty (N)	Yes: Claims	1-50
	No: Claims	
Inventive step (IS)	Yes: Claims	1-50
	No: Claims	
Industrial applicability (IA)	Yes: Claims	1-50
	No: Claims	

2. Citations and explanations

see separate sheet

Box No. VIII Certain observations on the international application

The following observations on the clarity of the claims, description, and drawings or on the question whether the claims are fully supported by the description, are made:

see separate sheet

Re item V.

1 Reference is made to the following documents:

D1 : WO 2004/015946 A (KONINKLIJKE PHILIPS ELECTRONICS N.V; GHOSH, MONISHA; GADDAM, VASANTH) 19 February 2004 (2004-02-19)

D2 : US 2004/166887 A1 (LAROIA RAJIV ET AL) 26 August 2004 (2004-08-26)

2 Document D1, which is considered to represent the most relevant state of the art, discloses (the references in parentheses applying to this document):

A method of estimating noise variance, comprising:

receiving a signal including an Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) symbol having pilot tones and data tones in-band tones including in-band pilot tones; and band-edge tones including band-edge pilot tones and guard tones; estimating an effective noise variance for each tone separately using the pilot tones and channel estimates for these tones () for the in-band tones using the in-band pilot tones and channel estimates for the in-band pilot tones; and estimating an effective noise variance for the band-edge tones using the band-edge pilot tones, channel estimates for the band-edge pilot tones, and the guard tones.

2.1 From this, the subject-matter of independent claim 1 differs in that:

Guard band tones are used for providing a second noise variance estimation algorithm for the tones located at the edges of the spectrum (band-edge tones).

2.2 The subject-matter of claim 1 is therefore novel (Article 33(2) PCT).

2.3 Document D2 envisages the use of null tones for improving the noise estimation but no distinction is made between in-band tones and band-edge tones, and only one noise characteristic valid for all subcarriers is derived therefrom.

2.4 The problem to be solved by the present invention may be regarded as:

How to improve the estimation of the noise variance in case of Adjacent Channel Interference for those tones located at the edge of the spectrum.

- 2.5 The solution to this problem proposed in claim 1 of the present application is considered as involving an inventive step (Article 33(3) PCT) for the following reasons:

Starting from D1, the skilled person would not come to the conclusion of using guard band tones for refining the estimation of the noise variance based solely on the pilot tones.

3. Concerning independent method claims 7, 13 and 19, these claims are virtually dependent on claim 1 and have therefore at least the same differences over D1. Therefore the subject-matter of these claims is also novel and inventive (Article 33(1) PCT).
4. Concerning independent apparatus claims 25, 31, 37, 43 and 49, these claims are corresponding claims to the method claims and therefore are also novel and inventive (Article 33(1) PCT).

Re Item VIII.

In claims 1, 7, 13, 19, 25, 31, 37, 43 and 49, the expressions "in-band", "band-edge" and "guard tones" have no well-recognized meaning in the field of OFDM and should therefore be defined in the claims.

 Industria y Comercio SUPERINTENDENCIA SUPERINTENDENCIA DE INDUSTRIA Y COMERCIO DIVISION DE NUEVAS CREACIONES EXTRACTO PARA PUBLICACIÓN SOLICITUD DE PATENTE DE INVENCION PCTd3	
(21) N° de solicitud: 22) Fecha de solicitud: (30) Prioridad (31) No. Prioridad (32) Fecha (33) País 60/611,028 11/047,347 17/09/2004 28/01/2005 US US (51) Int Cl: (71) Solicitante(s) (72) Inventor(es) (74) Apoderado: H04L 27/26 QUALCOMM INCORPORATED JUNE NAMGOONG Y OTROS EMILIO FERRERO	
(85) Fecha límite inicio fase nacional: (86) Datos relativos a la presentación de la solicitud PCT Fecha de presentación de la solicitud: No. de solicitud PCT/US2005/033133 (87) Publicación internacional Fecha: N° publicación: 17/04/2007 16/09/2005 30/03/2006 WO 2006/034020 A1	
(54) Título: ESTIMACIÓN DE LA VARIACIÓN DE RUIDO EN COMUNICACIONES INALÁMBRICAS PARA EL ENTRETENIMIENTO MEDIANTE LA COMBINACIÓN Y EL ESCALAMIENTO SIMILAR AL LOGARITMO	

REIVINDICACIONES

1. Un método para estimar la variación de ruido, comprende:

recibir una señal que incluye un símbolo de Multiplexión Ortogonal por División de Frecuencia (OFDM) que tiene tonos en banda que incluyen tonos piloto en banda, y tonos de borde de banda que incluyen tonos piloto de borde de banda y tonos de guarda;

estimar una variación del ruido efectiva para los tonos en banda usando los tonos piloto en banda y estimados de canal para los tonos piloto en banda; y

estimar una variación del ruido efectiva para los tonos de borde de banda usando los tonos piloto de borde de banda, estimados de canal para los tonos piloto de borde de banda y los tonos de guarda.

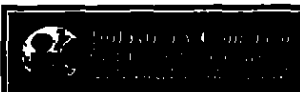
2. El método de la reivindicación 1, en donde la variación de ruido efectiva para los tonos en banda es

estimada mediante estimar una variación de ruido para los tonos en banda y escalar la variación de ruido estimada mediante un escalador, el escalador es una función de la distribución retardada usada para estimar el canal y el número de tonos piloto del símbolo OFDM.

3. El método de la reivindicación 2, en donde la variación de ruido para los tonos en banda es estimada de los tonos piloto en banda y los estimados de canal para los tonos piloto en banda.

4. El método de la reivindicación 1, en donde la variación de ruido efectiva para los tonos de borde de banda es estimada mediante:

estimar una variación de ruido efectiva promedio para los tonos de borde de banda a partir de los tonos piloto de borde de banda, los estimados de canal para los tonos piloto de borde de banda, y los tonos de guarda;



FORMATO DE DIGITALIZACION
RELACION DE ANEXOS



Royal
Technologies S.A.
Sede: San José, Costa Rica

Expediente No		No de Folia
07037960.		
Item	No de Unidades	
1	CD	
2	DVD	
3	REVISTA	
4	LIBRO	
5	PERIODICO	
6	DISQUETES	
7	SOBRE DE MANILA	
8	SOBRE BLANCO TAMAÑO CARTA	
9	SOBRE BLANCO TAMAÑO OFICIO	✓
10	OTROS:	

Observaciones: arte final.

SUPERINTENDENCIA DE INDUSTRIA Y COMERCIO



No. 07-037980-00000-0000

Fecha: 2007-04-17 18:06:48 Dep. 2020 NUECREACIONES
Tra. 11 PATENTEIYI Evs: 378 FASENACIONAL
Act. 411 PRESENTACION Folios: 108

SUPERINTENDENCIA DE INDUSTRIA Y COMERCIO

NIT : 800176089-2

TIO OFICIAL DE CAJA : 07 - 28,125
FECHA : ABRIL 9 DE 2007

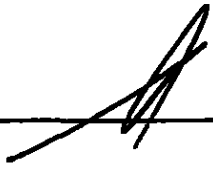
***** CONSIGNACION *****

DEPOSITANTE	TIPO PAGO	BANCO	CUENTA	No. PAGO	FECHA PGO	Vr. PAGO
CAVELIER ABOGADOS	CONSIGNACION	BANCO POPULAR	050-00110-6	55800349	09/04/2007	44,518,000.00

***** C O N C E P T O *****

CANT. RENTISTICO	CONCEPTO	TOTAL CONCEPTO
1 50005-01-01 SOLICITUDES	1 TRAMITES DE SOL. DE PATENTE DE IN	482,000.00
	TOTAL :	482,000.00

SIN: CUATROCIENTOS OCHENTA Y DOS MIL PESOS

RESPONSABLE : 

COLO 14439 841 015 5



Industria y Comercio

SUPERINTENDENCIA

REQUISITOS MINIMOS PARA ADMISION A TRAMITE PCT

PATENTE DE INVENCION



MODELO DE UTILIDAD []

- ◆ Indicación de que se solicita la concesión de una patente []
- ◆ Datos de identificación del solicitante o de la persona que presenta la solicitud []
- ◆ Descripción de la invención []
- ◆ Dibujos de ser estos pertinentes []
- ◆ Comprobante de pago de las tasas establecidas []

COMPLETA []

INCOMPLETA []

DISEÑO INDUSTRIAL []

- ◆ Indicación de que se solicita el registro de Diseño Industrial []
- ◆ Datos de identificación del solicitante o de la persona que presenta la solicitud []
- ◆ Representación gráfica y fotográfica del Diseño Industrial o muestra del material que incorpora el diseño []
- ◆ Comprobante de pago de las tasas establecidas []

COMPLETA []

INCOMPLETA []

ESQUEMA DE TRAZADO []

- ◆ Indicación de que se solicita el registro de un Esquema de Trazado []
- ◆ Datos de identificación del solicitante o de la persona que presenta la solicitud []
- ◆ Representación gráfica del esquema trazado []
- ◆ Comprobante de pago de las tasas establecidas []

COMPLETA []

INCOMPLETA []

Firma Responsable

Fecha

Carrera 13 No. 27-00 Piso 5, 7 y 10

Conmutador: 3 82 08 40

Fax: 350 52 20

E-mail: Info@sic.gov.cowww.sic.gov.co

Bogotá, D.C., Colombia

108

REPUBLICA DE COLOMBIA
SUPERINTENDENCIA DE INDUSTRIA Y COMERCIO

Bogotá,
2020

Doctor(a)
FERRERO EMILIO
Apoderado(a) y/o Representante de
QUALCOMM INCORPORATED

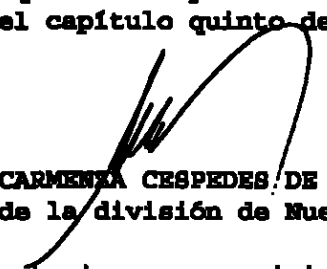
REFERENCIA	Radicación No.	7 37960
	Solicitud internacional	PCT/US2005/033133
	Fecha inicio fase nacional	17/04/2007
	Trámite	11
	Evento	378
	Actuación	430
	Oficio No.	5046

Como resultado del examen de forma, realizado con fundamento en el artículo 38 de la Decisión 486 de la Comisión de la Comunidad Andina, artículo 27 del Tratado de Cooperación en Materia de Patentes (PCT), regla 51 bis del Reglamento y Circular Única de la Superintendencia de Industria y Comercio, se le comunica que:

1. La solicitud no contiene la copia del documento en que consta la cesión del derecho a la patente del inventor al solicitante o a su causante. (Art. 26-k) Decisión 486.

En cumplimiento de lo dispuesto por el artículo 39 de la Decisión 486, se le requiere para que dentro del término de dos meses siguientes a la fecha de notificación del presente oficio, complete los requisitos anteriormente enunciados. En caso de no dar cumplimiento al presente requerimiento, la solicitud se considerará abandonada y perderá su prelación.

Notifíquese el presente oficio conforme a lo dispuesto en el numeral 5.2, literal e), del capítulo quinto del título primero de la Circular Única No.10 de 2001.


ALIX CARMEN CESPEDES DE VERGEL
Jefe de la división de Nuevas Creaciones

El anterior requerimiento fue notificado por fijación en lista de
fecha 04 MAYO 2007
adpall

10