



Industria y Comercio

S U P E R I N T E N D E N C I A

Delegatura de propiedad Industrial

División de Nuevas Creaciones

PCT
SOLICITUD

PATENTE DE INVENCION

21. EXPEDIENTE No.

07-8867

54. TÍTULO

METODO Y APARATO PARA CANCELAR LA INTERFERENCIA PILOTO EN UN SISTEMA DE

COMUNICACION INALAMBRICO

51. CLASIFICACIÓN INTERNACIONAL

71. SOLICITANTE

QUALCOMM INCORPORATED

DOMICILIO

SAN DIEGO , CALIFORNIA 92121, ESTADOS UNIDOS DE AMERICA

74. APODERADO

EMILIO FERRERO

22. BOGOTÁ, D. C.,

C.C. 438.019 de Usaquén

**Industria y Comercio**

SUPERINTENDENCIA

PETITORIO

SUPERINTENDENCIA DE INDUSTRIA Y COMERCIO

Rad: 07-008887-00000-0000

Fec: 2007-01-30 17:32:31 Dep: 2000 NUECREACIONES In

TOL 11 PATENTE

Evo: 3/0 FASE NACIONAL

Act 411 PRESENTACION

Folios: 1/2

**FORMULARIO UNICO DE SOLICITUD DE PATENTE
PCT
ENTRADA EN FASE NACIONAL****SOLICITUD DE:****1**☒ Patente de Invención.☐ Patente de Modelo de Utilidad.☐ Capítulo I.☒ 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 AméricaDomicilio: San Diego,
California 92121,
Estados Unidos de América**IDENTIFICACIÓN**

C.C.

☐

NIT

☐

C.E.

☐

Otro

☐

Cual

Número

3**REPRESENTANTE
O APODERADO**Nombre: **EMILIO FERRERO**
Dirección: **Camera 4*. No. 72-35**
Teléfono: **347 36 11**
Fax: **211 86 50**
E-mail: **clientes@camyp.com.**
Domicilio: **Bogotá, Colombia.****IDENTIFICACIÓN**

C.C.

☒

NIT

☐

C.E.

☐

Otro

☐

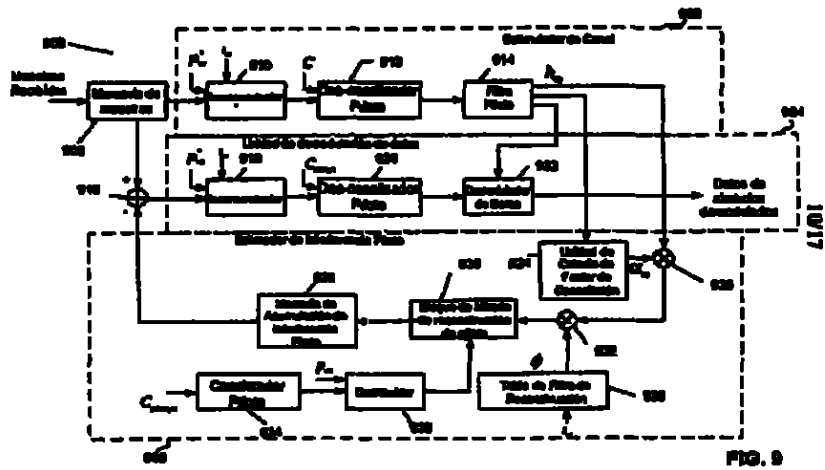
Cual

Número **438.019** T.P **31.929****4****INVENTOR (ES)
(72)****1. Alessandro Vanelli CORALLI**
Via Vetulonia 13,
Bologna 40139,
Italia**3. Jillel HOU**
1014 Beacon Bay Drive,
Carlsbad,
California 92009,
Estados Unidos de América**5. Roberto PADOVANI**
13593 Penfield Point,
San Diego,
California 92130,
Estados Unidos de América**7. Jeffrey A. LEVIN**
13063 Harwick Lane,
San Diego,
California 92130,
Estados Unidos de América**9. Paul E. BENDER**
2879 Angell Avenue,
San Diego,
California 92122,
Estados Unidos de América**2. Henry David PFISTER**
3368 Governor Drive, # F151,
San Diego,
California 92122,
Estados Unidos de América**4. John E. SMEE**
5340 Toscana Way, #F-406,
San Diego,
California 92122,
Estados Unidos de América**6. Brian K. BUTLER**
2171 Via Nina,
La Jolla,
California 92037,
Estados Unidos de América**8. Thomas B. WILBORN**
11135 Vivaracho Way,
San Diego,
California 92124,
Estados Unidos de América

5	PCT (86) Solicitud Internacional No. <u>PCT/US2005/023307</u> Fecha: <u>30 de junio de 2005</u> Publicación Internacional No. <u>WO 2006/004948 A1</u> Fecha: <u>12 de enero de 2006</u>		
6	TÍTULO (54) <u>METODO Y APARATO PARA CANCELAR LA INTERFERENCIA PILOTO EN UN SISTEMA DE COMUNICACION INALAMBRICO</u>		
7	Clasificación Internacional (51) <u>H04B 001/707</u>		
8	Prioridad SI ☒ NO ☐	(33) País de Origen <u>US</u>	(32) Fecha <u>30 de junio de 2004</u>
			(31) Número de Solicitud <u>60/584,527</u>
9	Comprobante de pago No.: <u>06-99,165</u> Fecha: <u>27 de diciembre de 2006</u> <u>07-6,296</u> <u>22 de enero de 2007</u> <u>07-6,297</u> <u>22 de enero de 2007</u>		
10	Anexos: ☒ Comprobante de pago de la tasa de presentación de la solicitud por \$ 482.000.00. ☐ 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 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,

NOMBRE: EMILIO FERRERO

FIRMA: *Emilio Ferrero*
C.C. 438.019 de Usaquén T.P. 31.929

NNJ

DOCUMENTOS ANEXOS

1. ☒ **Publicación Internacional WO 2006/004948 A1**

Descripción:

Páginas 40 en el idioma original

Páginas 68 en español

Reivindicaciones: Número (s) 56

Figuras: Número (s) 14

2. ☒ **Forma PCT/ISA/210. Informe de Búsqueda Internacional.**

3. ☒ **Extracto de publicación.**

State of California

SECRETARY OF STATE

APOSTILLE

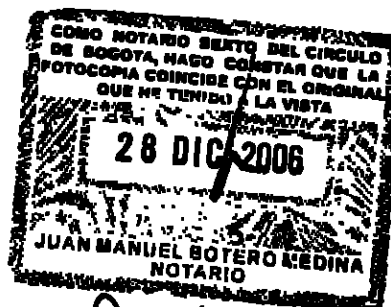
(Convention de La Haye du 5 octobre 1961)

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
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

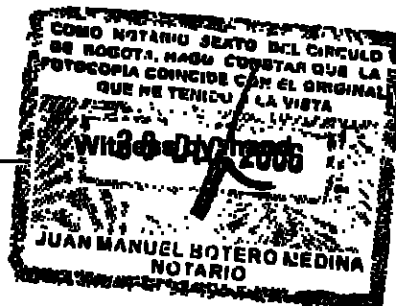
RECORDER/COUNTY CLERK'S OFFICE

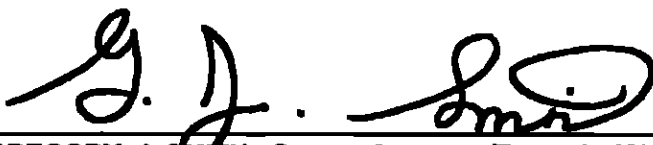
1600 Pacific Highway, Room 260
P.O. Box 121750 • San Diego, CA 92112-1750
Tel. (619) 237-0502 • Fax (619) 557-4155

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

CAVELIER

ABOGADOS
EDIFICIO SISKI
CARRERA 4a N° 72-35
BOGOTÁ, S - COLOMBIA

181

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 ambos, 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 be presented. If any of the appointees were to be definitely absent, the following 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 again in their sequence, by the principal, the first or second alternate depending on case, and the mere fact or its exercise will suffice. The same rule shall apply to the first, second or third alternate in their turn. 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.

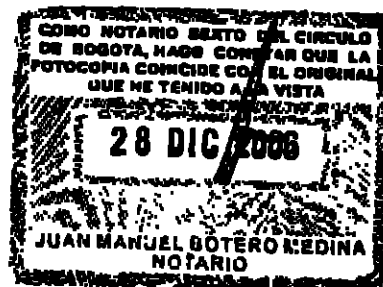
the consumer, oppositions or observations, administrative or Court cancellation, nullity, infringement, granting of licenses, the action for writ mandamus, the protection of trade secrets, and in general the civil, penal, and administrative suits relating to those rights; actions and suits instituted 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



ALIFORNIA ALL-PURPOSE ACKNOWLEDGMENT

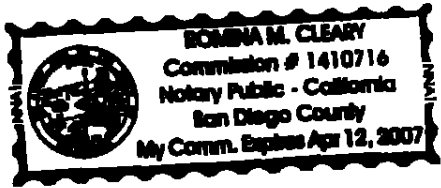
State of California

County of San Diego } ss.

On August 13th 2004, before me, Romina Cleary, Notary Public

personally appeared George A. Whitten

- ☒ 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: _____

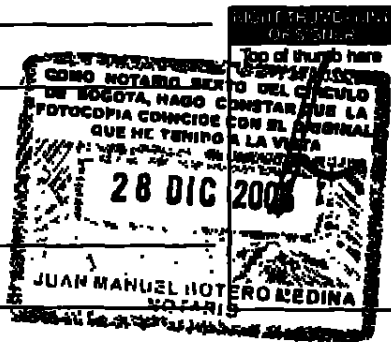
Signer(s) Other Than Named Above: _____

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:

- Que he visto los siguientes documentos:*
- ARTICULOS DE CONSTITUCION, REPLANTEADOS,
ESTADO DE DELAWARE, 10 SEP, 1991
- Que dichos documentos prueban lo siguiente:
- Que QUALCOMM INCORPORATED

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

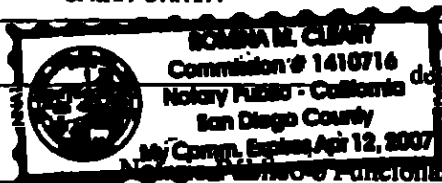
2.3. Que el objeto u objetos para los cuales se otorga el presente
poder están comprendidos dentro del objeto social de la
mencionada Sociedad/Compañía.

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:

- That I have seen the following documents:*
- Restated Certificate of Incorporation,
State of Delaware, September 10, 1991.
- That the above documents duly prove the following:
- 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 28 DEC 2006

2.3. That the purpose or purposes for which the present Power
of Attorney is granted are comprised within the Corporation's
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

11
A

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.

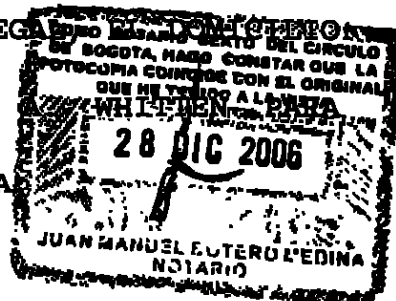
CERTIFICADO NOTARIAL EN INGLÉS Y EN ESPAÑOL DE FECHA 13 DE AGOSTO DE 2004, POR EL CUAL SE CERTIFICA LA COMPARECENCIA DE GEORGE A. WHITTEN, PARA FIRMAR EL PODER ARRIBA CITADO A NOMBRE DE QUALCOMM INCORPORATED Y PARA CERTIFICAR LA EXISTENCIA LEGAL DE DICHA EMPRESA Y LA CAPACIDAD DE GEORGE WHITTEN PARA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



12
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

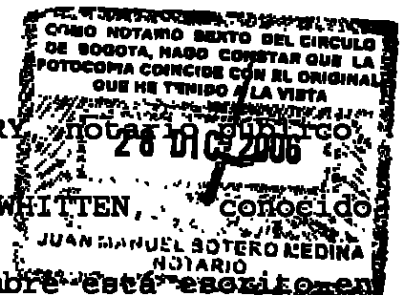
ESTADO DE CALIFORNIA, CONDADO DE SAN DIEGO

DECLARACIÓN JURAMENTADA

El 13 de agosto de 2004, ante mi, ROMINA CLEARY, compareció personalmente GEORGE A. WHITTEN, 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



13.
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

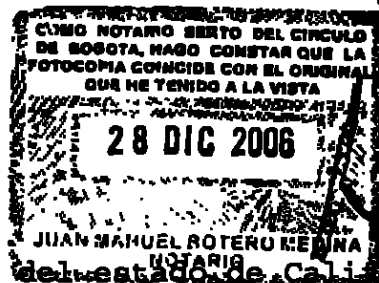
10. Firma: KEVIN SHELLEY, secretario de estado

POR: FIRMA ILEGIBLE.

COLO-14439-841-001-5

WPCL002G ID 6270

Bogotá, 3 de diciembre de 2004.



Eduardo Calisto
Eduardo Calisto
"TRADUCCION DE CERTIFICADO"
BOGOTÁ - COLOMBIA
Bogotá, 3 de diciembre de 2004

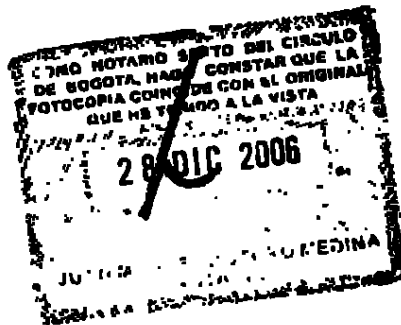
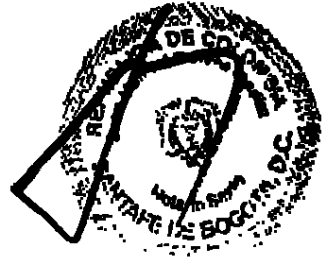
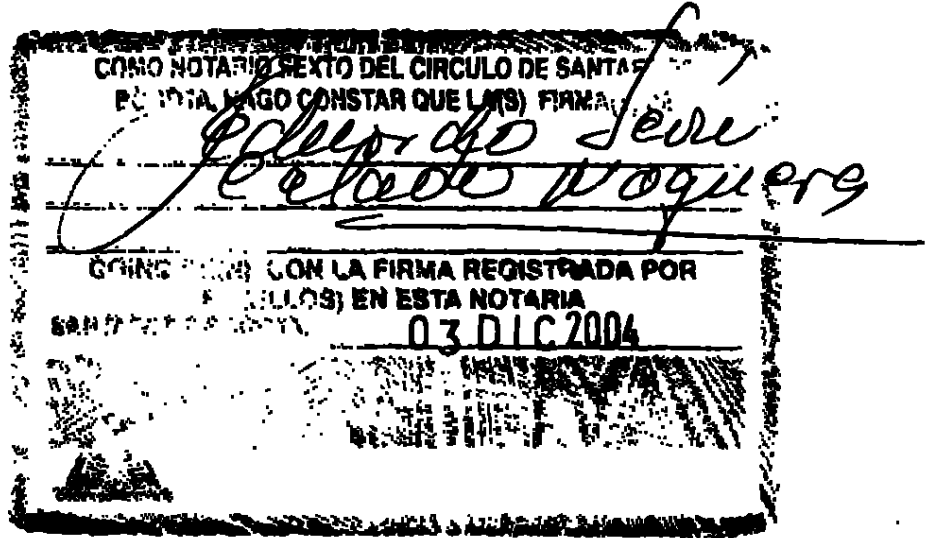
NO SE ASUME
RESPONSABILIDAD DEL TEXTO

2004 DIC -3 P 1:54

luc
JEFE DE LEGALIZACIONES
BOGOTA D.C.

MINISTERIO DE
RELACIONES EXTERIORES

292192
Eduardo Celado
ESTA FIRMA APARECE EN EL
DOCUMENTO DESEMPENA
LAS FUNCIONES INDICADAS



(19) World Intellectual Property Organization
International Bureau



(43) International Publication Date
12 January 2006 (12.01.2006)

PCT

(10) International Publication Number
WO 2006/004948 A1

(51) International Patent Classification⁷: H04B 1/707

(21) International Application Number:
PCT/US2005/023307

(22) International Filing Date: 30 June 2005 (30.06.2005)

(25) Filing Language: English

(26) Publication Language: English

(30) Priority Data:
60/584,527 30 June 2004 (30.06.2004) US

(71) Applicant (for all designated States except US): QUALCOMM Incorporated [US/US]; 5775 Morehouse Drive, San Diego, California 92121 (US).

(72) Inventors; and

(75) Inventors/Applicants (for US only): CORALLI, Alessandro Vanelli [IT/IT]; Via Vetulonia, 13, I-40139 Bologna (IT). PFISTER, Henry David [US/US]; 3368 Governor Drive, #F151, San Diego, California 92122 (US). HOU, Jilal [CN/US]; 1014 Beacon Bay Drive, Carlsbad, California 92009 (US). SMEK, John E. [CA/US]; 5340 Toscana Way, #F-406, San Diego, California 92122 (US). PADOVANI, Roberto [US/US]; 13593 Penfield Point, San Diego, California 92130 (US). BUTLER, Brian K. [US/US]; 2171 Via Nina, La Jolla, California 92037 (US).

LEVIN, Jeffrey A. [US/US]; 13063 Harwick Lane, San Diego, California 92130 (US). WILBORN, Thomas B. [US/US]; 11135 Vivaracho Way, San Diego, California 92124 (US). BENDER, Paul E. [US/US]; 2879 Angell Avenue, San Diego, California 92122 (US).

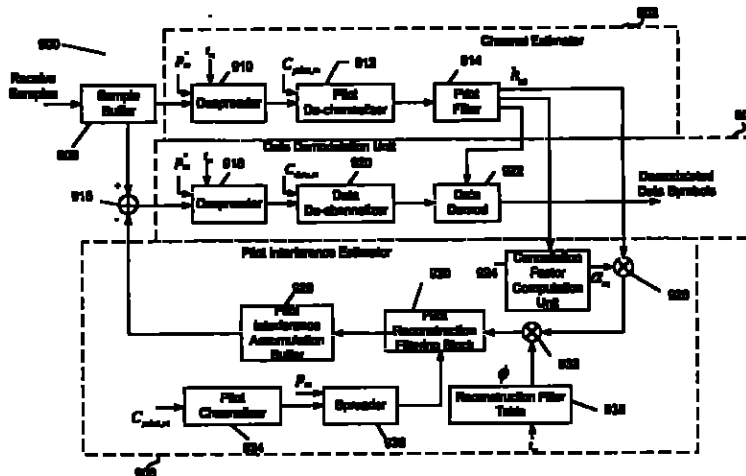
(74) Agents: WADSWORTH, Phillip R. et al.; 5775 Morehouse Drive, San Diego, California 92121 (US).

(81) Designated States (unless otherwise indicated, for every kind of national protection available): AE, AG, AL, 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, MA, MD, MG, MK, MN, MW, MX, MZ, 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, US, UZ, VC, VN, YU, ZA, ZM, ZW.

(84) Designated States (unless otherwise indicated, for every kind of regional protection available): ARIPO (BW, GH, GM, KE, LS, MW, MZ, NA, SD, SL, 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, 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: METHOD AND APPARATUS FOR CANCELING PILOT INTERFERENCE IN A WIRELESS COMMUNICATION SYSTEM



(57) Abstract: Methods and systems for estimating and canceling pilot interference in a wireless (e.g., CDMA) communication system. In one method, a received signal comprised of a number of signal instances, each including a pilot, is initially processed to provide data samples. Each signal instance's pilot interference may be estimated by despreading the data samples with a spreading sequence for the signal instance, channelizing the despread data to provide pilot symbols, filtering the pilot symbols to estimate the channel response of the signal instance, and multiplying the estimated channel response with the spreading sequence. The pilot interference estimates due to a plurality of interfering multipaths are accumulated to derive the total pilot interference, which is subtracted from the data samples to provide pilot-canceled data samples. These samples are then processed to derive demodulated data for each of at least one (desired) signal instance in the received signal.

WO 2006/004948 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, AL, 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, MA, MD, MG, MK, MN, MW, MX, MZ, 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, SL, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), Eurasian patent (AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM), European patent*

(AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HU, IE, IS, IT, LT, LU, 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*

Published:

— *with international search report*

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.

16

METHOD AND APPARATUS FOR CANCELING PILOT INTERFERENCE IN A WIRELESS COMMUNICATION SYSTEM

Benefit of earlier filing date under 35 U.S.C. §119

[0001] The present Application for Patent claims benefit of the Provisional Application No. 60/584,527, entitled "METHOD AND APPARATUS FOR CANCELING PILOT INTERFERENCE IN A WIRELESS COMMUNICATION SYSTEM," filed June 30, 2004, of which is assigned to the assignee hereof and hereby expressly incorporated by reference herein.

BACKGROUND

Field

[0002] The present disclosure relates generally to data communication, and more specifically to techniques for canceling interference due to pilots in a wireless (e.g., CDMA) communication system.

Background

[0003] Wireless communication systems are widely deployed to provide various types of communication such as voice, packet data, and so on. These systems may be based on code division multiple access (CDMA), time division multiple access (TDMA), or some other multiple access technique. CDMA systems may provide certain advantages over other types of systems, including increased system capacity. A CDMA system is typically designed to implement one or more standards, such as IS-95, cdma2000, IS-856, W-CDMA, and TS-CDMA standards, all of which are known in the art.

[0004] In some wireless (e.g., CDMA) communication systems, a pilot may be transmitted from a transmitter unit (e.g., a terminal) to a receiver unit (e.g., a base station) to assist the receiver unit to perform a number of functions. For example, the pilot may be used at the receiver unit for synchronization with the timing and frequency of the transmitter unit, estimation of the channel response and the quality of the communication channel, coherent demodulation of data transmission, and so on. The pilot is typically generated based on a known data pattern (e.g., a sequence of all zeros)

and using a known signal processing scheme (e.g., channelized with a particular channelization code and spread with a known spreading sequence).

[0005] On the reverse link in a cdma2000 system, the spreading sequence for each terminal is generated based on (1) a complex pseudo-random noise (PN) sequence common to all terminals and (2) a scrambling sequence specific to the terminal. In this way, the pilots from different terminals may be identified by their different spreading sequences. On the forward link in cdma2000 and IS-95 systems, each base station is assigned a specific offset of the PN sequence. In this way, the pilots from different base stations may be identified by their different assigned PN offsets.

[0006] At the receiver unit, a rake receiver is often used to recover the transmitted pilot, signaling, and traffic data from all transmitter units that have established communication with the receiver unit. A signal transmitted from a particular transmitter unit may be received at the receiver unit via multiple signal paths, and each received signal instance (or multipath) of sufficient strength may be individually demodulated by the rake receiver. Each such multipath is processed in a manner complementary to that performed at the transmitter unit to recover the data and pilot received via this multipath. The recovered pilot has an amplitude and phase determined by, and indicative of, the channel response for the multipath. The pilot is typically used for coherent demodulation of various types of data transmitted along with the pilot, which are similarly distorted by the channel response. For each transmitter unit, the pilots for a number of multipaths for the transmitter unit are also used to combine demodulated symbols derived from these multipaths to obtain combined symbols having improved quality.

[0007] On the reverse link, the pilot from each transmitting terminal acts as interference to the signals from all other terminals. For each terminal, the aggregate interference due to the pilots transmitted by all other terminals may be a large percentage of the total interference experienced by this terminal. This pilot interference can degrade performance (e.g., a higher packet error rate) and further reduce the reverse link capacity.

[0008] There is therefore a need for techniques to cancel interference due to pilots in a wireless (e.g., CDMA) communication system.

SUMMARY

[0009] Aspects of the present invention provide techniques for estimating and canceling pilot interference in a wireless (e.g., CDMA) communication system. A received signal typically includes a number of signal instances (i.e., multipaths). For each multipath to be demodulated (i.e., each desired multipath), the pilots in all multipaths are interference to the data in the desired multipath. If the pilot is generated based on a known data pattern (e.g., a sequence of all zeros) and channelized with a known channelization code (e.g., a Walsh code of zero), then the pilot in an interfering multipath may be estimated as simply a spreading sequence with a phase corresponding to the arrival time of that multipath at the receiver unit. The pilot interference from each interfering multipath may be estimated based on the spreading sequence and an estimate of the channel response of that multipath (which may be estimated based on the pilot). The total pilot interference due to a number of interfering multipaths may be derived and subtracted from the received signal to provide a pilot-canceled signal having the pilot interference removed.

[0010] In one specific embodiment, a method for canceling pilot interference at a receiver unit (e.g., a base station) in a wireless (e.g., cdma2000) communication system is provided. In accordance with the method, a received signal comprised of a number of signal instances, each of which includes a pilot, is initially processed to provide data samples. The data samples are then processed to derive an estimate of the pilot interference due to each of one or more (interfering) signal instances, and the pilot interference estimates are further combined to derive the total pilot interference. The total pilot interference is then subtracted from the data samples to provide pilot-canceled data samples, which are further processed to derive demodulated data for each of at least one (desired) signal instance in the received signal.

[0011] The pilot interference due to each interfering signal instance may be estimated by (1) despread the data samples with a spreading sequence for the signal instance, (2) channelizing the despread samples with a pilot channelization code to provide pilot symbols, (3) filtering the pilot symbols to provide an estimated channel response of the signal instance, and (4) multiplying the spreading sequence for the signal instance with the estimated channel response to provide the estimated pilot interference. The data demodulation for each desired multipath may be performed by (1) despread the pilot-canceled data samples with the spreading sequence for the signal instance, (2)

channelizing the despread samples with a data channelization code to provide data symbols, and (3) demodulating the data symbols to provide the demodulated data for the signal instance. For improved performance, the pilot estimation and cancellation may be performed at a sample rate that is higher than the PN chip rate.

[0012] Another system and method for pilot interference cancellation may comprise determining a channel estimate and noise estimate of a multipath, selecting a cancellation factor based on the multipath's channel estimate and noise estimate, multiplying the channel estimate by the selected cancellation factor, multiplying the product of the channel estimate and cancellation factor by a pre-computed convolution of a transmit pulse and a receive filter, performing a convolution of a spread pilot signal (e.g., a PN sequence) and a weighted filter (i.e., the product of the channel estimate, cancellation factor and the pre-computed convolution) to reconstruct pilot samples, accumulating reconstructed pilot samples from multiple finger processors and subtracting the accumulated reconstructed pilot samples from data samples to perform data demodulation. The order of these processes may vary.

[0013] Various aspects, embodiments, and features of the invention are described in further detail below.

BRIEF DESCRIPTION OF THE DRAWINGS

[0014] The features, nature, and advantages of the present invention will become more apparent from the detailed description set forth below when taken in conjunction with the drawings in which like reference characters identify correspondingly throughout and wherein:

[0015] FIG. 1 is a diagram of a wireless communication system;

[0016] FIG. 2 is a simplified block diagram of an embodiment of a base station and a terminal;

[0017] FIG. 3 is a block diagram of an embodiment of a modulator for the reverse link in cdma2000;

[0018] FIG. 4 is a block diagram of an embodiment of a rake receiver;

[0019] FIG. 5 is a block diagram of a specific embodiment of a finger processor within the rake receiver, which is capable of estimating and canceling pilot interference in addition to performing data demodulation;

- [0020] FIGs. 6A and 6B are diagrams that graphically illustrate the processing of the data samples to derive estimates of pilot interference, in accordance with one embodiment;
- [0021] FIG. 7 is a flow diagram of an embodiment of a process to derive the total pilot interference for a number of multipaths;
- [0022] FIG. 8 is a flow diagram of an embodiment of a process to data demodulate a number of multipaths with pilot interference cancellation;
- [0023] FIG. 9 is a block diagram of a sample buffer and another embodiment of a finger processor within a rake receiver, such as the rake receiver in FIG. 4;
- [0024] FIG. 10 is an example of a lookup table which may be used by the finger processor of FIG. 9;
- [0025] FIG. 11 shows an example of a time snapshot for two finger processors like the finger processor of FIG. 9;
- [0026] FIG. 12A is a flow diagram of another embodiment of a process to derive accumulated pilot interference for a number of multipaths;
- [0027] FIG. 12B is a flow diagram of yet another embodiment of a process to derive accumulated pilot interference for a number of multipaths;
- [0028] FIG. 13A is a block diagram of a receiver with a plurality of antennas and a demodulator with a plurality of interference accumulation buffers;
- [0029] FIG. 13B is a block diagram of a receiver with a plurality of antennas and a demodulator with a single interference accumulation buffer; and
- [0030] FIG. 14 illustrates an example of a convolution of a transmit pulse provided by the transmit filter of FIG. 3 and a receive filter in the receiver of FIG. 2.

DETAILED DESCRIPTION

- [0031] A signal transmitted from a terminal may reach a base station via one or multiple signal paths. These signal paths may include a straight path (e.g., signal path 110a) and reflected paths (e.g., signal path 110b). A reflected path is created when the transmitted signal is reflected off a reflection source and arrives at the base station via a different path than the line-of-sight path. The reflection sources are typically artifacts in the environment in which the terminal is operating (e.g., buildings, trees, or some other structures). The signal received by each antenna at the base station may thus comprise a number of signal instances (or multipaths) from one or more terminals.

[0032] In system 100, a system controller 102 (which is also often referred to as a base station controller (BSC)) couples to base stations 104, provides coordination and control for the base stations coupled to it, and further controls the routing of calls to terminals 106 via the coupled base stations. System controller 102 may further couple to a public switched telephone network (PSTN) via a mobile switching center (MSC), and to a packet data network via a packet data serving node (PDSN), which are not shown in FIG. 1. System 100 may be designed to support one or more CDMA standards, such as IS-95, CDMA2000, CDMA 2000 1xEV-DV, CDMA 2000 1xEV-DO (IS-856), WCDMA, TD-SCDMA, TS-CDMA, or some other CDMA standards, or a combination thereof.

[0033] Various aspects and embodiments of the present disclosure may be applied for the forward and reverse links in various wireless communication systems. For clarity, the pilot interference cancellation techniques are specifically described for the reverse link in a cdma2000 system.

[0034] FIG. 2 is a simplified block diagram of an embodiment of base station 104 and terminal 106. On the reverse link, at terminal 106, a transmit (TX) data processor 214 receives various types of "traffic" such as user-specific data from a data source 212, messages, and so on. TX data processor 214 then formats and codes the different types of traffic based on one or more coding schemes to provide coded data. Each coding scheme may include any combination of cyclic redundancy check (CRC), convolutional, Turbo, block, and other coding, or no coding at all. Interleaving is commonly applied when error correcting codes are used to combat fading. Other coding schemes may include automatic repeat request (ARQ), hybrid ARQ, and incremental redundancy repeat techniques. Typically, different types of traffic are coded using different coding schemes. A modulator (MOD) 216 then receives pilot data and the coded data from TX data processor 214, and further processes the received data to generate modulated data.

[0035] FIG. 3 is a block diagram of an embodiment of a modulator 216a, which may be used for modulator 216 in FIG. 2. For the reverse link in cdma2000, the processing by modulator 216a includes covering the data for each of a number of code channels (e.g., traffic, sync, paging, and pilot channels) with a respective Walsh code, C_{ch} , by a multiplier 312 to channelize the user-specific data (packet data), messages (control data), and pilot data onto their respective code channels. The channelized data for each

code channel may be scaled with a respective gain, G_i , by a unit 314 to control the relative transmit power of the code channels. The scaled data for all code channels for the in-phase (I) path is then summed by a summer 316a to provide I-channel data, and the scaled data for all code channels for the quadrature (Q) path is summed by a summer 316b to provide Q-channel data.

[0036] FIG. 3 also shows an embodiment of a spreading sequence generator 320 for the reverse link in cdma2000. Within generator 320, a long code generator 322 receives a long code mask assigned to the terminal and generates a long pseudo-random noise (PN) sequence with a phase determined by the long code mask. The long PN sequence is then multiplied with an I-channel PN sequence by a multiplier 326a to generate an I spreading sequence. The long PN sequence is also delayed by a delay element 324, multiplied with a Q-channel PN sequence by a multiplier 326b, decimated by a factor of two by element 328, and covered with a Walsh code ($C_i = \pm 1$) and further spread with the I spreading sequence by a multiplier 330 to generate a Q spreading sequence. The I-channel and Q-channel PN sequences form the complex short PN sequence used by all terminals. The I and Q spreading sequences form the complex spreading sequence, S_k , that is specific to the terminal.

[0037] Within modulator 216a, the I-channel data and the Q-channel data ($D_{chI} + jD_{chQ}$) are spread with the I and Q spreading sequences ($S_{kI} + jS_{kQ}$), via a complex multiply operation performed by a multiplier 340, to generate I spread data and Q spread data ($D_{spI} + jD_{spQ}$). The complex despreading operation may be expressed as:

$$\begin{aligned} D_{spI} + jD_{spQ} &= (D_{chI} + jD_{chQ}) \cdot (S_{kI} + jS_{kQ}) , \\ &= (D_{chI}S_{kI} - D_{chQ}S_{kQ}) + j(D_{chI}S_{kQ} + D_{chQ}S_{kI}) . \end{aligned} \quad \text{Eq (1)}$$

[0038] The I and Q spread data comprises the modulated data provided by modulator 216a.

[0039] The modulated data is then provided to a transmitter (TMTR) 218a and conditioned. Transmitter 218a is an embodiment of transmitter 218 in FIG. 2. The signal conditioning includes filtering the I and Q spread data with filters 352a and 352b, respectively, and upconverting the filtered I and Q data with $\cos(\omega_c t)$ and $\sin(\omega_c t)$, respectively, by multipliers 354a and 354b. The I and Q components from multipliers 354a and 354b are then summed by a summer 356 and further amplified with a gain, G_o , by a multiplier 358 to generate a reverse link modulated signal.

- [0040] Referring back to FIG. 2, the reverse link modulated signal is then transmitted via an antenna 220 over a wireless communication link to one or more base stations.
- [0041] At base station 104, the reverse link modulated signals from a number of terminals are received by each of one or more antennas 250. Multiple antennas 250 may be used to provide spatial diversity against deleterious path effects such as fading. As an example, for a base station that supports three sectors, two antennas may be used for each sector and the base station may then include six antennas. Any number of antennas may thus be employed at the base station.
- [0042] Each received signal is provided to a respective receiver (RCVR) 252, which conditions (e.g., filters, amplifies, downconverts) and digitizes the received signal to provide data samples for that received signal. Each receive signal may include one or more signal instances (i.e., multipaths) for each of a number of terminals.
- [0043] A demodulator (DEMOD) 254 then receives and processes the data samples for all received signals to provide recovered symbols. For cdma2000, the processing by demodulator 254 to recover a data transmission from a particular terminal includes (1) despreading the data samples with the same spreading sequence used to spread the data at the terminal, (2) channelizing the despread samples to isolate or channelize the received data and pilot onto their respective code channels, and (3) coherently demodulating the channelized data with a recovered pilot to provide demodulated data. Demodulator 254 may implement a rake receiver that can process multiple signal instances for each of a number of terminals, as described below.
- [0044] A receive (RX) data processor 256 then receives and decodes the demodulated data for each terminal to recover the user-specific data and messages transmitted by the terminal on the reverse link. The processing by demodulator 254 and RX data processor 256 is complementary to that performed by modulator 216 and TX data processor 214, respectively, at the terminal.
- [0045] FIG. 4 is a block diagram of an embodiment of a rake receiver 254a, which is capable of receiving and demodulating the reverse link modulated signals from a number of terminals 106. Rake receiver 254a includes one or more (L) sample buffers 408, one or more (M) finger processors 410, a searcher 412, and a symbol combiner 420. The embodiment in FIG. 4 shows all finger processors 410 coupled to the same symbol combiner 420. In some configurations, there may be a large number of finger processors 410, such as 256 finger processors.

[0046] Due to the multipath environment, the reverse link modulated signal transmitted from each terminal 106 may arrive at base station 104 via a number of signal paths (as shown in FIG. 1), and the received signal for each base station antenna typically comprises a combination of different instances of the reverse link modulated signal from each of a number of terminals. Each signal instance (or multipath) in a received signal is typically associated with a particular magnitude, phase, and arrival time (i.e., a time delay or time offset relative to CDMA system time). If the difference between the arrival times of the multipaths is more than one PN chip at the base station, then each received signal, $y_l(t)$, at the input to a respective receiver 252 may be expressed as:

$$y_l(t) = \sum_j \sum_i p_{i,j,l}(t) x_j(t - \hat{\tau}_{i,j,l}) + n(t) \quad \text{Eq (2)}$$

where

$x_j(t)$ is the j -th reverse link modulated signal transmitted by the j -th terminal;

$\hat{\tau}_{i,j,l}$ is the arrival time, at the l -th antenna, of the i -th multipath relative to the time the j -th reverse link modulated signal, $x_j(t)$, is transmitted;

$p_{i,j,l}(t)$ represents the channel gain and phase for the i -th multipath for the j -th terminal at the l -th antenna, and is a function of the fading process;

$\sum_j$ is the summation for all reverse link modulated signals in the l -th received signal;

$\sum_i$ is the summation for all multipaths of each reverse link modulated signal in the l -th received signal; and

$n(t)$ represents the real-valued channel noise at RF plus internal receiver noise.

[0047] Each receiver 252 amplifies and frequency downconverts a respective received signal, $y_l(t)$, and further filters the signal with a receive filter that is typically matched to the transmit filter (e.g., filter 352) used at the terminal to provide a conditioned signal. Each receiver unit 252 then digitizes the conditioned signal to provide a respective stream of data samples, which is then provided to a respective sample buffer 408.

[0048] Each sample buffer 408 stores the received data samples and further provides the proper data samples to the appropriate processing units (e.g., finger processors 410 and/or searcher 412) at the appropriate time. In one design, each buffer 408 provides

the data samples to a respective set of finger processors assigned to process the multipaths in the received signal associated with the buffer. In another design, a number of buffers 408 provide data samples (e.g., in a time division multiplexed manner) to a particular finger processor that has the capability to process a number of multipaths in a time division multiplexed manner. Sample buffers 408a through 408i may also be implemented as a single buffer of the appropriate size and speed.

[0049] Searcher 412 is used to search for strong multipaths in the received signals and to provide an indication of the strength and timing of each found multipath that meets a set of criteria. The search for multipaths of a particular terminal is typically performed by correlating the data samples for each received signal with the terminal's spreading sequence, locally generated at various chip or sub-chip offsets (or phases). Due to the pseudo-random nature of the spreading sequence, the correlation of the data samples with the spreading sequence should be low, except when the phase of the locally-generated spreading sequence is time-aligned with that of a multipath, in which case the correlation results in a high value.

[0050] For each reverse link modulated signal, $x_j(t)$, searcher 412 may provide a set of one or more time offsets, $t_{i,j}$, for a set of one or more multipaths found for that reverse link modulated signal (possibly along with the signal strength of each found multipath). The time offsets, $t_{i,j}$, provided by searcher 412 are relative to the base station timing or CDMA system time, and are related to the time offsets, $\hat{t}_{i,j}$, shown in equation (2) which are relative to the time of signal transmission.

[0051] Searcher 412 may be designed with one or multiple searcher units, each of which may be designed to search for multipaths over a respective search window. Each search window includes a range of spreading sequence phases to be searched. The searcher units may be operated in parallel to speed up the search operation. Additionally or alternatively, searcher 412 may be operated at a high clock rate to speed up the search operation. Searcher and searching are described in further detail in U.S. Patent Nos. 5,805,648, 5,781,543, 5,764,687, and 5,644,591.

[0052] Each finger processor 410 may then be assigned to process a respective set of one or more multipaths of interest (e.g., multipaths of sufficient strength, as determined by controller 260 based on the signal strength information provided by searcher 412). Each finger processor 410 then receives, for each assigned multipath, the following: (1)

the data samples for the received signal that includes the assigned multipath, (2) either the time offset, $t_{i,j}$, of the assigned multipath or a spreading sequence, $S_{i,j}$, with a phase corresponding to the time offset, $t_{i,j}$ (which may be generated by a spreading sequence generator 414), and (3) the channelization code (e.g., the Walsh code) for the code channel to be recovered. Each finger processor 410 then processes the received data samples and provides demodulated data for each assigned multipath. The processing by finger processor 410 is described in further detail below.

[0053] Symbol combiner 420 receives and combines the demodulated data (i.e., the demodulated symbols) for each terminal. In particular, symbol combiner 420 receives the demodulated symbols for all assigned multipaths for each terminal and, depending on the design of the finger processors, may time-align (or deskew) the symbols to account for differences in the time offsets for the assigned multipaths. Symbol combiner 420 then combines the time-aligned demodulated symbols for each terminal to provide recovered symbols for the terminal. Multiple symbol combiners may be provided to concurrently combine symbols for multiple terminals. The recovered symbols for each terminal are then provided to RX data processor 256 and decoded.

[0054] The processing of the multipaths may be performed based on various demodulator designs. In a first demodulator design, one finger processor is assigned to process a number of multipaths in a received signal. For this design, the data samples from the sample buffer may be processed in "segments" covering a particular time duration (i.e., a particular number of PN chips) and starting at some defined time boundaries. In a second demodulator design, multiple finger processors are assigned to process multiple multipaths in the received signal. Various aspects and embodiments are described for the first demodulator design.

[0055] The pilot interference cancellation may also be performed based on various schemes. In a first pilot interference cancellation scheme that is based on the first demodulator design, the channel response of a particular multipath is estimated based on a segment of data samples, and the estimated channel response is then used to derive an estimate of the pilot interference due to this multipath for the same segment. This scheme may provide improved pilot interference cancellation. However, this scheme also introduces additional processing delays in the data demodulation for the multipath since the segment of data samples is first processed to estimate and cancel the pilot interference before the data demodulation can proceed on the same segment.

[0056] In a second pilot interference cancellation scheme that is also based on the first demodulator design, the channel response of a particular multipath is estimated based on a segment of data samples, and the estimated channel response is then used to derive an estimate of the pilot interference due to this multipath for the next segment. This scheme may be used to reduce (or possibly eliminate) the additional processing delays in the data demodulation resulting from the pilot interference estimation and cancellation. However, since the link conditions may continually change over time, the time delay between the current and next segments should be kept sufficiently short such that the channel response estimate for the current segment is still accurate in the next segment. For clarity, the pilot interference estimation and cancellation are described below for the second scheme.

[0057] FIG. 5 is a block diagram of a specific embodiment of a finger processor 410x, which is capable of estimating and canceling pilot interference in addition to performing the data demodulation. Finger processor 410x may be used for each finger processor 410 in rake receiver 254a shown in FIG. 4. In the following description, FIG. 5 shows the processing elements and FIGs. 6A and 6B graphically show the timing for the pilot interference estimation and cancellation.

[0058] Finger processor 410x is assigned to demodulate one or more "desired" multipaths in a particular received signal. Sample buffer 408x stores data samples for the received signal that includes the multipaths assigned to finger processor 410x. Buffer 408x then provides the appropriate data samples (in segments) to the finger processor when and as they are needed. In the embodiment shown in FIG. 5, finger processor 410x includes a resampler 522, a pilot estimator 520 (or channel estimator), a summer 542, a data demodulation unit 550, and a pilot interference estimator 530.

[0059] For each desired multipath to be demodulated by finger processor 410x, the data in all other multipaths and the pilots in all multipaths in the same received signal act as interference to this multipath. Since the pilot is generated based on a known data pattern (e.g., typically a sequence of all zeros) and processed in a known manner, the pilots in the "interfering" multipaths may be estimated and removed from the desired multipath to improve the signal quality of the data component in the desired multipath. Finger processor 410x is capable of estimating and canceling the pilot interference due to a number of multipaths found in the received signal, including the pilot of the desired multipath, as described below.

[0060] In an embodiment, the pilot interference estimation and cancellation and the data demodulation are performed in "bursts." For each burst (i.e., each processing cycle), a segment of data samples for a particular number of PN chips are processed to estimate the pilot interference due to a particular multipath. In a specific embodiment, each segment comprises data samples for one symbol period, which may be 64 PN chips for cdma2000. However, other segment sizes may also be used (e.g., for data symbols of other durations), and this is within the scope of the disclosure. As described below, the data demodulation may be performed in parallel and in a pipelined manner with the pilot interference estimation to increase processing throughput and possibly reduce the overall processing time.

[0061] To derive an estimate of the pilot interference due to the m -th multipath (where $m = (i, j, l)$ and is the notation for the i -th multipath for the j -th reverse link modulated signal found in the l -th received signal), a segment of data samples is initially provided from buffer 408x to a resampler 522 within finger processor 410x. Resampler 522 may then perform decimation, interpolation, or a combination thereof, to provide decimated data samples at the chip rate and with the proper "fine-grain" timing phase.

[0062] FIG. 6A graphically illustrates an embodiment of the resampling performed by resampler 522. The received signal is typically oversampled at a sample rate that is a multiple (e.g., 2, 4, or 8) times the chip rate to provide higher time resolution. The data samples are stored to sample buffer 408x, which thereafter provides a segment of (e.g., 512) data samples for each processing cycle. Resampler 522 then "resamples" the data samples received from buffer 408x to provide samples at the chip rate and with the proper timing phase.

[0063] As shown in FIG. 6A, if the received signal is sufficiently oversampled (e.g., at 8 times the chip rate), then the resampling for the m -multipath may be performed by providing every, e.g., 8-th data sample received from the buffer, with the selected data samples being the ones most closely aligned to the timing of the peak of the m -th multipath. The m -th multipath is typically a multipath assigned for data demodulation, and the multipath's time offset, t_m , may be determined and provided by searcher 412. However, pilot interference due to multipaths that are not assigned for data demodulation may also be estimated and canceled, so long as the time offset of each such multipath is known. Each multipath's time offset, t_m , may be viewed as comprising an integer number of symbol periods and a fractional portion of a symbol

period (i.e., $t_m = t_{\text{full},m} + t_{\text{frac},m}$) relative to the base station timing or CDMA system time, where a symbol period is determined by the length of the channelization code (e.g., 64 PN chips for cdma2000). The fractional part of the time offset, $t_{\text{frac},m}$, may be used to select the particular segment of data samples to provide to resampler 522 and for decimation. In the example shown in FIG. 6A, the fractional part of the time offset for the m -th multipath is $t_{\text{frac},m} = 5$, data sample segment 622 is provided by buffer 408x, and the decimated data samples provided by resampler 522 are represented by the shaded boxes.

[0064] For some other receiver design in which the received signal is not sufficiently oversampled, then interpolation may alternatively or additionally be performed along with decimation to derive new samples at the proper timing phase, as is known in the art.

[0065] Within pilot estimator 520, a despreader 524 receives the decimated data samples and a (complex-conjugate) spreading sequence, $S_m^*(k)$, having a phase corresponding to the time offset, t_m , of the m -th multipath whose pilot interference is to be estimated. The spreading sequence, $S_m^*(k)$, may be provided by spreading sequence generator 414. For the reverse link in cdma2000, the spreading sequence, $S_m^*(k)$, may be generated as shown for spreading sequence generator 320 in FIG. 3. And as shown in FIG. 6A, a segment of the spreading sequence, $S_m^*(k)$, of the same length and with the same timing phase as the data sample segment is used for the despreading (i.e., the spreading sequence, $S_m^*(k)$ is time-aligned with the decimated data samples).

[0066] Despreader 524 (which may be implemented as a complex multiplier such as multiplier 340 shown in FIG. 3) despreads the decimated data samples with the spreading sequence, $S_m^*(k)$, and provides despread samples. A pilot channelizer 526 then multiplies the despread samples with the channelization code, $C_{\text{pilot},m}$, used for the pilot at the terminal (e.g., a Walsh code of zero for cdma2000). The discovered pilot samples are then accumulated over a particular accumulation time interval to provide pilot symbols. The accumulation time interval is typically an integer multiple of the pilot channelization code length. If the pilot data is covered with a channelization code of zero (as in cdma2000), then the multiplication with the channelization code, $C_{\text{pilot},m}$,

may be omitted and pilot channelizer 526 simply performs the accumulation of the despread samples from desreader 524. In a specific embodiment, one pilot symbol is provided for each segment, which has a size of one symbol period.

[0067] The pilot symbols from pilot channelizer 526 are then provided to a pilot filter 528 and filtered based on a particular lowpass filter response to remove noise. Pilot filter 528 may be implemented as a finite impulse response filter (FIR), an infinite impulse response (IIR) filter, or some other filter structure. Pilot filter 528 provides pilot estimates, $P_m(k)$, which are indicative of the channel response (i.e., the gain and phase, $a_m \cdot e^{j\theta_m}$) of the m -th multipath. Each pilot estimate, $P_m(k)$, is thus a complex value. The pilot estimates are provided at sufficient rate such that non-insignificant changes in the channel response of the multipath are captured and reported. In a specific embodiment, one pilot estimate is provided for each segment, which has a size of one symbol.

[0068] Pilot interference estimator 530 then estimates the pilot interference due to the m -th multipath for the next segment. To estimate the pilot interference, the pilot data and the pilot channelization code, $C_{pilot,m}$, for the m -th multipath are provided to a pilot channelizer 532, which channelizes the pilot data with the pilot channelization code to provide channelized pilot data. A spreader 534 then receives and spreads the channelized pilot data with a spreading sequence, $S_m(k+N)$, to generate spread pilot data (i.e., processed pilot data). The spreading sequence, $S_m(k+N)$, has a phase corresponding to the time offset, t_m , of the m -th interfering multipath and is further advanced by N PN chips for the next segment, as shown in FIG. 6A. If the pilot data is a sequence of all zeros and the pilot channelization code is also a sequence of all zeros (as in cdma2000), then pilot channelizer 532 and spreader 534 may be omitted and the spread pilot data is simply the spreading sequence, $S_m(k+N)$.

[0069] A multiplier 536 then receives and multiplies the spread pilot data with the pilot estimates, $P_m(k)$, from pilot filter 528 to provide an estimate of the pilot interference, $I_{pilot,m}(k+N)$, due to the m -th multipath for the next segment. Since the pilot estimates, $P_m(k)$, are derived from the current segment and used to derive the estimated pilot interference for the next segment, prediction techniques may be used to derive pilot

predictions for the next segment based on the pilot estimates. These pilot predictions may then be used to derive the estimated pilot interference for the next segment.

[0070] In an embodiment, multiplier 536 provides the estimated pilot interference due to the m -th multipath at the sample rate (e.g., 8x the chip rate) and with the timing phase of the m -th multipath. This allows the estimated pilot interferences for all multipaths (which have different time offsets that are typically not all aligned to the PN chip timing boundaries) to be accumulated at a higher time resolution. The estimated pilot interference, $I_{pilot,m}(k+N)$, for the m -th multipath, which includes the same number of interference samples as for the data sample segment, is then provided to an interference accumulator 538. As shown in FIG. 6A, the interference samples for the m -th multipath are stored (or accumulated with the interference samples already stored) at locations in the accumulator determined by the fractional part of the multipath's time offset.

[0071] To derive the total pilot interference for all multipaths in a given received signal, the processing described above may be iterated a number of times, one iteration or processing cycle for each interfering multipath for which the pilot interference is to be estimated and canceled from a desired multipath. The pilot interference cancellation is typically performed for the multipaths received via the same antenna, not cross antennas, because the channel estimate from one antenna is typically not good for another antenna. If the same finger processor hardware is used for multiple iterations, then the processing may be performed in bursts, with each burst being performed on a respective segment of data samples determined by the multipath's fractional time offset.

[0072] Prior to the first iteration, accumulator 538 is cleared or reset. For each iteration, the estimated pilot interference, $I_{pilot,m}$, due to the current multipath is accumulated with the accumulated pilot interference for all prior-processed multipaths. However, as shown in FIG. 6A, the estimated pilot interference, $I_{pilot,m}$, is accumulated with samples in a specific section of accumulator 538, which is determined by the current multipath's time offset. After all interfering multipaths have been processed, the accumulated pilot interference in accumulator 538 comprises the total pilot interference, I_{pilot} , due to all processed multipaths.

[0073] FIG. 6A also shows an embodiment of accumulator 538. While finger processor 410x performs data demodulation for the m -th multipath for the current segment (using the total pilot interference, $I_{pilot}(k)$, derived earlier and stored in one section of

accumulator 538), the pilot interference due to the m -th multipath, $I_{\text{pilot},m}(k+N)$, for the next segment may be estimated and accumulated in another section of the accumulator.

[0074] The pilot for the m -th multipath is interference to all multipaths in the received signal, including the m -th multipath itself. For a demodulator design in which the multiple finger processors are assigned to process a number of multipaths in a received signal for a given terminal, the estimated pilot interference, $I_{\text{pilot},m}$, due to the m -th multipath may be provided by one finger processor to other finger processors assigned to process other multipaths in the same received signal.

[0075] For the demodulation to recover the data on the m -th multipath, the data samples for a segment are provided from buffer 408x to resampler 522. Resampler 522 then resamples the received data samples to provide decimated data samples at the chip rate and with the proper timing phase for this multipath. The decimated data samples are processed as described above to provide the pilot estimates, $P_m(k)$.

[0076] Correspondingly, interference samples for the total pilot interference, $I_{\text{pilot}}(k)$, for the same segment are provided from accumulator 538 to a resampler 540. Resampler 540 similarly resamples the received interference samples to provide decimated interference samples at the chip rate and with the proper timing phase for the m -th multipath. Summer 542 then receives and subtracts the decimated interference samples from the decimated data samples to provide pilot-canceled data samples.

[0077] Within data demodulation unit 550, a despreader 544 receives and despreads the pilot-canceled data samples with a (complex-conjugate) spreading sequence, $S_m^*(k)$, to provide despread samples. The spreading sequence, $S_m^*(k)$, has a phase corresponding to the time offset, t_m , of the m -th multipath. A data channelizer 546 then multiplies the despread samples with the channelization code, $C_{\text{ch},m}$, used for the code channel being recovered by the finger processor. The channelized data samples are then accumulated over the length of the channelization code, $C_{\text{ch},m}$, to provide data symbols.

[0078] A data demodulator 548 then receives and demodulates the data symbols with the pilot estimates, $P_m(k)$, to provide demodulated symbols (i.e., demodulated data) for the m -th multipath, which are then provided to symbol combiner 420. The data demodulation and symbol combining may be achieved as described in the

aforementioned U.S Patent No. 5,764,687 patent. The '687 patent describes BPSK data demodulation for IS-95 by performing dot product between the despread data and the filtered pilot. The demodulation of QPSK modulation, which is used in cdma2000 and W-CDMA, is an extension of the techniques described in the '687 patent. That is, instead of dot product, both dot product and cross-product are used to recover the in-phase and quadrature streams.

[0079] As noted above, the data demodulation for the m -th multipath may be performed in parallel and in a pipelined manner with the pilot interference estimation. While despreader 544 and data channelizer 546 are processing the pilot-canceled data samples for the current segment (with the spreading sequence, $S_m^*(k)$, and the channelization code, $C_{ch,m}$) to provide the data symbols for the m -th multipath, despreader 524 and pilot channelizer 526 may process the same data samples for the current segment (with the spreading sequence, $S_m^*(k)$, and the pilot channelization code, $C_{pil,m}$) to provide the pilot symbols for this multipath. The pilot symbols are filtered by pilot filter 528 to provide pilot estimates, $P_m(k)$, for the multipath. Pilot interference estimator 530 then derives the estimated pilot interference, $I_{pil,m}(k+N)$, due to this multipath for the following segment, as described above. In this manner, while data demodulation is performed on the current segment using the total pilot interference, $\hat{I}_{pil}(k)$, derived from a prior segment, pilot interference for the next segment is estimated and stored to another section of the accumulator, to be used for the next segment.

[0080] In an embodiment, the pilot for a particular multipath being demodulated is estimated based on the "raw" received data samples (from sample buffer 408x) as described above, and not based on the pilot-canceled data samples (from accumulator 538). In another embodiment, the pilot may be estimated based on the pilot-canceled data samples if the total pilot interference includes some or all of the interfering pilots except for the pilot of the multipath being demodulated (i.e., the pilot of the multipath being demodulated is included in the other-pilots-canceled data samples). This alternative embodiment may provide an improved estimate of the channel response of the multipath being demodulated, and is especially advantageous for the reverse link where the pilot estimation is typically the limiting factor in dealing with a weak multipath. The same "other pilots canceled" data samples that is used for pilot estimation may also be processed to recover the data for the multipath, which is

advantageous for a finger processor architecture that performs both pilot estimation and data demodulation in parallel on the same data sample stream. The same concept may be used to estimate the channel response of a particular interfering multipath (i.e., the estimated channel response may be based on either the raw data samples or the "other pilots canceled" data samples having interfering pilots except for the pilot of that particular multipath removed).

[0081] FIGs. 6A and 6B are diagrams that illustrate the processing of the data samples to derive estimates of pilot interference, in accordance with one embodiment. In the example shown in FIGs. 6A and 6B, the received signal includes three multipaths that are associated with time offsets of t_1 , t_2 , and t_3 . The received signal is digitized at a sample rate that is 8 times the chip rate to provide data samples, which are stored to the sample buffer. These multipaths may or may not be sampled at their peaks.

[0082] In the example shown in FIGs. 6A and 6B, each segment included 512 data samples for a symbol period of 64 PN chips. The pilot interference is estimated for each of the three multipaths and for each symbol period. The symbol timing for each multipath is determined by the multipath's fractional time offset. If the fractional time offsets of the multipaths are not the same, which is generally true, then the symbol timing for these multipaths will be different and will be associated with different data sample segments. In an embodiment, the multipaths are processed in an order based on their fractional time offsets, with the multipath having the smallest fractional time offset being processed first and the multipath having the largest fractional time offset being processed last. This processing order ensures that the total pilot interference is derived and available for each multipath when it is processed.

[0083] In FIG. 6A, for the n -th symbol period for the m -th multipath with a fractional time offset of $t_{fmc,m} = 5$, resampler 522 receives data samples 5 through 516 from the sample buffer 408 and provides to despreader 524 data samples 5, 13, 21, and so on, and 509, which are represented by the shaded boxes. Correspondingly, despreader 524 receives the spreading sequence, $S_m^*(k)$, with a phase corresponding to the same time offset of t_m , and despreads the decimated data samples with the spreading sequence. A pilot estimate, $P_m(k)$, is then derived based on the despread samples for this segment, as described above.

[0084] To derive the estimated pilot interference due to the m -th multipath, spreader 534 receives the spreading sequence, $S_m(k+N)$, corresponding to the next segment and spreads channelized pilot data. Multiplier 536 then multiplies spread pilot data (spread by the spreading sequence, $S_m(k+N)$), with the pilot estimate, $P_m(k)$, derived from the current segment to provide the estimated pilot interference, $I_{pilot,m}(k+N)$, for the next segment. The estimated pilot interference, $I_{pilot,m}(k+N)$, comprises interference samples 517 through 1028, which are accumulated with the samples at the same indices 517 through 1028 in the interference accumulator 538, as shown in FIG. 6A. In this way, the fractional time offset of the m -th multipath is accounted for in the derivation of the total pilot interference.

[0085] For the data demodulation of the m -th multipath for the n -th symbol period, the same segment of interference samples 5 through 516 are provided from accumulator 538 to resampler 540. Resampler 540 then provides to summer 542 interference samples 5, 13, 20, and so on, and 509 (which are also shown by the shaded boxes), corresponding to the same-indexed data samples provided by resampler 522. The data demodulation of the pilot-canceled data samples is then performed as described above. Each multipath may be processed in similar manner. However, since each multipath may be associated with a different time offset, different decimated data and interference samples may be operated on.

[0086] FIG. 6B shows the three data sample segments, the decimated data samples, and the three spreading sequences used to derive the estimated pilot interferences due to the three multipaths.

[0087] In another demodulator design, the pilot interference estimation/cancellation and the data demodulation may be performed in real-time (e.g., as data samples are received), if sufficient processing capabilities are provided. For example, M finger processors may be assigned to concurrently process M multipaths in a received signal. For each symbol period, each finger processor can derive a pilot estimate for that symbol period, which is then used to derive the estimated pilot interference due to that finger processor's assigned multipath for the next symbol period. A summer then sums the estimated pilot interferences from all M finger processors (taken into account their respective time offsets), and the total pilot interference for the next symbol period is stored in the interference accumulator.

26

[0088] The total pilot interference may then be subtracted from the data samples as they are received for the next symbol period, and the same pilot-canceled data samples may be provided to all M finger processors for data demodulation. (These finger processors are also provided with the received data samples, without the pilot cancellation, which are used to derive the pilot estimates.) In this way, the data demodulation may be performed on pilot-canceled data samples in real time, and the sample buffer may possibly be eliminated. For the scheme in which the pilot estimate is used to derive the estimated pilot interference for the same segment (and not the next segment), the data samples may be temporarily stored (e.g., for one symbol period) while the total pilot interference is derived.

[0089] For the demodulator design in which the same data samples are processed multiple times (e.g., if one finger processor is assigned to process a number of multipaths), the sample buffer may be designed and operated in a manner to ensure that the data samples are not inadvertently dropped. In an embodiment, the sample buffer is designed to receive incoming data samples while providing stored data samples to the finger processor(s). This may be achieved by implementing the sample buffer in a manner such that stored data samples may be read from one part of the buffer while new data samples are written into another part of the buffer. The sample buffer may be implemented as a double buffer or multiple buffers, a multi-port buffer, a circular buffer, or some other buffer design. The interference accumulator may be implemented in similar manner as the sample buffer (e.g., as a circular buffer).

[0090] For the above demodulator design, to avoid overwriting samples that are still being processed, the capacity of the sample buffer may be selected to be at least twice the time required to derive the total pilot interference for all M multipaths (with the relationship between time and buffer capacity being defined by the sample rate). If a different data sample segment may be used for each of the M multipaths, then the capacity of the sample buffer may be selected to be at least $(2 \cdot N \cdot N_m)$ for each received signal assigned to the sample buffer, where N is the duration of data samples used to derive the estimated pilot interference for one multipath and N_m is the oversampling factor for the data samples (which is defined as the ratio of the sample rate over the chip rate). For the above example in which a segment of one symbol period (e.g., $N = 64$ PN chips) is processed for each multipath, a buffer of two symbol periods would be able to provide a segment of one symbol period of data samples for

each multipath regardless of its fractional time offset. And if the oversample rate is $N_{os} = 8$, then the minimum size of the buffer is $(2 \cdot N \cdot N_{os} = 2 \cdot 64 \cdot 8 = 1024)$ data samples.

[0091] Similarly, the capacity of the interference accumulator may be selected to be at least $(3 \cdot N \cdot N_{os})$. The extra symbol period for the interference accumulator (i.e., $3 \cdot N$ instead of $2 \cdot N$) is to account for the fact that the estimated pilot interference is derived for the next segment.

[0092] As noted above, the estimated pilot interference derived from one data sample segment may be cancelled from a later data sample segment. For a mobile terminal, the communication link and, consequently, the channel response of the various multipaths are constantly changing. Therefore, it is desirable to reduce the delay between the data samples from which the pilot interference is estimated and the data samples from which that estimated pilot interference is canceled. This delay may be as great as $2 \cdot N$ chips.

[0093] By selecting a sufficiently small value for N , the channel response of each multipath may be expected to remain relatively constant over the period of $2 \cdot N$ chips. However, the value of N should be selected to be large enough to allow for an accurate estimate of the channel response of each multipath to be processed.

[0094] FIG. 7 is a flow diagram of a process 700 to derive the total pilot interference for a number of multipaths, in accordance with one embodiment. Process 700 may be implemented by the finger processor shown in FIG. 5.

[0095] Initially, the accumulator used to accumulate the estimated pilot interferences is cleared, at step 712. An interfering multipath that has not been processed is then selected, at step 714. Typically, the pilot interference is estimated for each multipath assigned for data demodulation. However, pilot interference due to unassigned multipaths may also be estimated. In general, any number of interfering multipaths may be processed, and these multipaths are those for which the pilot interference is to be estimated and accumulated to derive the total pilot interference.

[0096] The data samples for the received signal with the selected multipath are then processed to derive an estimate of the channel response of the selected multipath, at step 716. The channel response may be estimated based on the pilot in the selected multipath, as described above. For cdma2000, this processing entails (1) despread the data samples with a spreading sequence for the multipath (i.e., with the proper phase corresponding to the time offset of the multipath), (2) channelizing the despread data

27

samples to provide pilot symbols (e.g., multiplying the despread samples with the pilot channelization code and accumulating the channelized data samples over the pilot channelization code length), and (3) filtering the pilot symbols to derive pilot estimates that are indicative of the channel response of the selected multipath. Estimation of the channel response using other techniques may also be implemented, and this is within the scope of the disclosure.

[0097] The pilot interference due to the selected multipath is then estimated, at step 718. The pilot interference may be estimated by generating processed pilot data and multiplying this data with the estimated channel response derived in step 716. The processed pilot data is simply the spreading sequence for the selected multipath if the pilot data is a sequence of all zeros and the pilot channelization code is also all zeros. In general, the processed pilot data is the pilot data after all signal processing at the transmitter unit but prior to the filtering and frequency upconversion (e.g., the data at the output of modulator 216a in FIG. 3 for the reverse link in cdma2000).

[0098] The estimated pilot interference for the selected multipath is then accumulated in the interference accumulator with the estimated pilot interferences for prior-processed multipaths, at step 720. As noted above, the timing phase of the multipath is observed in performing steps 716, 718, and 720.

[0099] A determination is then made whether or not all interfering multipaths have been processed, at step 722. If the answer is no, then the process returns to step 714 and another interfering multipath is selected for processing. Otherwise, the content of the accumulator represents the total pilot interference due to all processed multipath, which may be provided in step 724. The process then terminates.

[00100] The pilot interference estimation in FIG. 7 may be performed for all multipaths in a time-division multiplexed manner using one or more finger processors. Alternatively, the pilot interference estimation for multiple multipaths may be performed in parallel using a number of finger processors. In this case, if the hardware has sufficient capabilities, then the pilot interference estimation and cancellation may be performed in real-time along with the data demodulation (e.g., as the data samples are received, with minimal or no buffering, as described above).

[00101] FIG. 8 is a flow diagram of a process 800 to data demodulate a number of multipaths with pilot interference cancellation, in accordance with one embodiment. Process 800 may also be implemented by the finger processor shown in FIG. 5.

[00102] Initially, the total pilot interference due to all multipaths of interest is derived, at step 812. Step 812 may be implemented using process 700 shown in FIG. 7. A particular multipath is then selected for data demodulation, at step 814. In an embodiment and as described above, the total pilot interference is initially canceled from the selected multipath, at step 816. This may be achieved by subtracting the interference samples for the total pilot interference (which are stored in the accumulator) from the data samples for the received signal that includes the selected multipath.

[00103] Data demodulation is then performed on the pilot-canceled signal in the normal manner. For cdma2000, this entails (1) despreading the pilot-canceled data samples, (2) channelizing the despread data to provide data symbols, and (3) demodulating the data symbols with the pilot estimates. The demodulated symbols (i.e., the demodulated data) for the selected multipath are then combined with the demodulated symbols for other multipaths for the same transmitter unit (e.g., terminal). The demodulated symbols for multipaths in multiple received signals (e.g., if receive diversity is employed) may also be combined. The symbol combining may be achieved by the symbol combiner shown in FIG. 4.

[00104] A determination is then made whether or not all assigned multipaths have been demodulated, at step 822. If the answer is no, then the process returns to step 814 and another multipath is selected for data demodulation. Otherwise, the process terminates.

[00105] As noted above, the data demodulation for all assigned multipaths of a given transmitter unit may be performed in a time-division multiplexed manner using one or more finger processors. Alternatively, the data demodulation for all assigned multipaths may be performed in parallel using a number of finger processors.

[00106] Referring back to FIGs. 4 and 5, searcher 412 may be designed and operated to search for new multipaths based on the pilot-canceled data samples (instead of the raw received data samples from buffers 408). This may provide improved search performance since the pilot interference from some or all known multipaths may have been removed as described above.

Another Rake Receiver and Finger Processor Embodiment

[00107] FIG. 9 is a block diagram of a sample buffer 908 and another embodiment of a finger processor 900 within a rake receiver, which may be similar in some aspects to the rake receiver 254a of FIG. 4 described above. A rake receiver may include a large

number of individual finger processors 900, such as 256 or 512 finger processors 900 to process several multipaths. Alternatively, a rake receiver may include a single high-speed processor to process several multipaths in a time division manner, which simulates functions of several finger processors 900. One embodiment of the sample buffer 908 may be a circular random access memory (RAM) storing segments of data samples at a sample rate of chip rate $\times 2$ ("chip $\times 2$ "). The chip rate is equal to $1/T_C$, where T_C is the chip duration. For example, the chip rate may be 1.2 MHz. Other chip rates may be used.

[00108] The finger processor 900 may be used for a CDMA2000 1xEV-DO system or other systems. The finger processor 900 includes a channel estimator 902, a data demodulation unit 904, and a pilot interference estimator 906. The channel estimator 902 includes a despreaders 910, a pilot de-channelizer 912 and a pilot filter 914. The data demodulation unit 904 includes a despreaders 918, a data de-channelizer 920 and a data demodulator 922. The pilot interference estimator 906 includes a cancellation factor computation unit 924, multipliers 926 and 932, a reconstruction filter table 938, a pilot reconstruction filtering block 930, a pilot interference accumulation block 928, a pilot channelizer 934 and a spreader 936.

[00109] The channel estimator 902 in FIG. 9 may operate in a similar manner as the pilot estimator 520 described above with reference to FIG. 5 with some exceptions described below. Similarly, the data demodulation unit 904 in FIG. 9 may operate in a similar manner as the data demodulation unit 550 described above with reference to FIG. 5 with some exceptions described below.

[00110] The despreaders 910, 918 receive complex conjugate spreading sequences, p_m^* , e.g., PN sequences described above as $S_m^*(k)$ with FIG. 5, from the spreading sequence generator 414 (FIG. 4). In one embodiment, the despreaders 910, 918 first multiply (despread) the data samples of a segment from the sample buffer 908 starting at a time offset t_m of the multipath with the spreading sequence, p_m^* , and then resample the despread data samples. In another embodiment, the despreaders 910, 918 first resample the data samples of a segment from the sample buffer 908 starting at a time offset t_m of the multipath, and then multiply the resampled data samples with the spreading sequence, p_m^* .

[00111] The despreaders 910, 918 in FIG. 9 may include resamplers or interpolators, which resample, upsample, sum, decimate or interpolate data samples from the sample

buffer 908 to achieve a desired rate. The type of resampling depends on the rate of received signal samples stored in the sample buffer 908. For example, the despreader 910 may upsample samples from the sample buffer 908 at a rate of chipx2 to a maximum resolution of finger time offsets, e.g., chipx8. The despreader 910 may decimate chipx8 samples to chipx1 for an output to the pilot de-channelizer 912.

[00112] In general, different rates, such as chipx1, chipx2, chipx4, and chipx8, may be used by different components of the finger processor 900. Higher rates like chipx8 may improve performance and accuracy of samples. Lower rates like chipx2 may be less accurate but improve efficiency by reducing the complexity of calculations and the processing time.

[00113] The pilot de-channelizer 912 (a) receives despread data samples from the despreader 910 and a pilot channelization code $C_{\text{pilot}, m}$ and (b) outputs de-channelized pilot symbols. Similarly, the data de-channelizer 920 (a) receives despread data samples from the adder 916 and a data channelization code $C_{\text{data}, m}$ and (b) outputs de-channelized data symbols.

Pilot Filter

[00114] The pilot filter 914 derives at least two values, h_m and N_i , which may be output from the pilot filter 914 in various forms such as h_m/N_i and $|h_m|^2/N_i$. h_m is the channel estimate of the specific multipath assigned to the finger processor 900. The channel estimate h_m may correspond to a channel coefficient (amplitude, phase, and delay or time offset). The pilot filter 914 may use one or more segments, e.g., a current segment "n" and/or past or future segments, to provide a channel estimate h_m . In one example, the pilot filter 914 uses four to six segments to derive a channel estimate. Alternatively, the pilot filter 914 may use one or more segments to provide a future channel estimate, i.e., a prediction of a channel estimate. The channel estimate h_m will be used by the pilot interference estimator 906 for pilot reconstruction, as described below. The channel estimate h_m output by the pilot filter 914 to the multiplier 926 may be a complex value with I and Q components.

[00115] N_i is the variance of noise plus an interference term seen by this finger processor 900. If the variance of the channel estimate h_m is high, then the channel is noisy. h_m/N_i is used by the data demodulator 922 to demodulate data. $|h_m|^2/N_i$ is used by the cancellation factor computation unit 924. The pilot filter 914 may include a phase rotator or phase corrector.

Computing a Cancellation Factor

[00116] Interference cancellation by a plurality of finger processors 900 may improve capacity of multiple access channels if the receiver has perfect channel state information. In reality, each user's channel is time-varying, and it may be a challenge to estimate reliable channel state information. Each user's pilot should be canceled from the received signal by using realistic or reliable pilot-based channel estimates. Using unreliable channel estimates may lead to over-cancellation of data samples. The cancellation factor computation unit 924 reduces or prevents cancellation if the channel estimator 902 detects an unreliable noisy pilot-based channel estimate. Thus, the cancellation factor computation unit 924 minimizes residual energy (noise) after pilot interference cancellation.

[00117] For example, three finger processors 900 may process the same received signal at different offsets and detect different SNRs or channel estimates. If one finger processor detects a particularly noisy channel, it may be desirable to reduce (scale down) the contribution of that finger processor's reconstructed pilot for pilot interference cancellation.

[00118] If N_i (variance of noise plus an interference term seen by this finger processor 900) is high, and pilot signal strength $|h_m|^2$ is low, then the channel estimate h_m may be unreliable. The cancellation factor computation unit 924 may select a low cancellation factor α_m , such as 0, .1, .2, .5, etc. This reduces the amplitude of a noisy channel estimate used by a finger processor 900 to reconstruct pilot samples.

[00119] If N_i is low, and pilot signal strength $|h_m|^2$ is high, then the channel estimate h_m is probably reliable, and the cancellation factor computation unit 924 may select a high cancellation factor α_m , such as .8, .9, 1.0, etc. If N_i is high, and signal strength $|h_m|^2$ is also high, then the channel estimate h_m may be somewhat reliable, and the cancellation factor computation unit 924 may select a moderate cancellation factor α_m , such as .5, .6, .7, .8, etc. Values for the cancellation factor α_m may depend on how pilot demodulation is implemented and how a channel estimate is derived. In some cases, the cancellation factor α_m may be selected to be greater than one. For example, a channel's phase may be improperly aligned during pilot demodulation, which causes energy to be cancelled. This channel has an under-estimated signal amplitude or biased channel estimate. Thus, selecting and using a cancellation factor α_m greater than one will add some correction

back to the channel estimate. The equation below may be optimal for a channel that is constant over one segment with Gaussian noise.

[00120] In one embodiment, the cancellation factor computation unit 924 uses $|h_m|^2/N_i$ from the pilot filter 914 to compute a cancellation factor α_m from an equation:

$$\alpha_m = [(|h_m|^2/N_i)N] / [1 + (|h_m|^2/N_i)N]$$

where $|h_m|^2/N_i$ may be proportional to E_{cp}/N_i , E_{cp} is the energy per chip estimated by the channel estimator 902, N_i is noise (E_{cp}/N_i represents the signal-to-noise ratio), and N is the averaging length of the channel estimate. N represents a number of samples used to estimate h_m and N_i . N may be the segment length, such as 512, 1024 or 2048 chips.

[00121] In another embodiment, the cancellation factor computation unit 924 uses $|h_m|^2/N_i$ from the pilot filter 914 to select an optimal cancellation factor α_m from a look-up table (LUT). The look-up table includes pre-determined values or ranges of $|h_m|^2/N_i$ and corresponding pre-determined cancellation factors α_m .

[00122] FIG. 10 is an example of a lookup table for $|h_m|^2/N_i$ and pre-determined cancellation factors α_m . The table uses $X = (2048)(|h_m|^2/N_i)$, where X is saturated and rounded to 4 bits to provide a number between 0 and 15 in the left column. The right column contains pre-determined cancellation factors α_m derived from an equation:

$$\alpha_m = N[|h_m|^2/N_i] / [1 + (N)|h_m|^2/N_i].$$

[00123] The size of the table may vary if other equations are used or more information than $|h_m|^2/N_i$ is used to compute the cancellation factor.

[00124] The first multiplier 926 multiplies, i.e., scales, the channel estimate h_m by the computed or selected cancellation factor α_m from the cancellation factor computation unit 924 to provide per-segment weighted channel coefficients.

Pilot Reconstruction Filtering

[00125] If the time delay or offset t_m of a multipath received signal is an integer multiple of the chip duration T_C plus a fraction of chip duration T_C , i.e., less than one chip duration T_C , inter-chip interference (ICI) may occur. The finger processor 900 performs reconstruction filtering to account for pulse-shaping by the transmitter 218 (FIG. 3). FIG. 14 illustrates an example of $\phi(t)$ 1400, which is a convolution of an estimated (pre-computed) transmit pulse $\phi_{TX}(t)$ in the time domain from the transmit filters 352a, 352b of FIG. 3 and the receive filter function $\phi_{RX}(t)$ of the receiver 252 (described above). Specifically, the reconstruction filter table 938, second multiplier 932 and pilot reconstruction filtering block 930 in FIG. 9 account for multiple lobes, e.g., 1402,

1404A, 1404B, 1406A, 1406B (i.e., multiple taps), of an estimated transmit pulse, and not just the center lobe, e.g., 1402 (i.e., center tap or peak value), of the estimated transmit pulse. The filtering performed by the finger processor 900 provides more reliable reconstructed pilot samples. Without considering the shape of the transmit pulse and the receive filter and reconstruction filtering, the reconstructed pilot signal may not accurately reflect the pilot's contribution to the received samples.

[00126] In one embodiment, the pilot reconstruction filtering block 930 includes a polyphase finite impulse response filter (FIR), which combines decimating, e.g., from chipx8 to chipx2, and filtering in a single process. A polyphase filter may be given a phase, decimate a filter function according to the given phase, and then perform filtering. For example, a polyphase filter may use the convolution described above decimated by 8 with 8 different possible phases. A time offset t_m input into the filter table 938 selects filter coefficients corresponding to one of 8 different possible phases. The multiplier 932 multiplies the filter coefficients (according to the selected phase) by the channel estimate and cancellation factor. The reconstruction filtering block 930 filters (performs a convolution of) a spread pilot signal from spreader 936 at chipx8 with the filter coefficients, channel estimate and cancellation factor. If the convolution has 64 samples (8 groups of 8 samples), after decimation of 8, the reconstruction filtering block 930 is an 8-tap filter and only filters 8 samples. This embodiment may reduce complexity of the pilot interference estimator 906.

[00127] The reconstruction filter table 938 stores a set of pre-computed filter coefficients that represent a convolution $\phi(t)$ of an estimated transmit pulse $\phi_{TX}(t)$ (from transmit filters 352a, 352b of FIG. 3) and the receive filter $\phi_{RX}(t)$ (e.g., a low pass filter) in the receiver 252 of FIG. 2. The transmit pulse $\phi_{TX}(t)$ used by the transmit filters 352a, 352b of the terminal 106 may be known or estimated by the finger processor 900 at the base station 104. The transmit pulse $\phi_{TX}(t)$ may be defined by a mobile phone manufacturer or by a standard, such as IS-95, CDMA2000, etc. The receive filter function $\phi_{RX}(t)$ may ideally be a matched filter (MF) with the transmit filters 352 in FIG. 3, but a real receive filter may not be matched exactly with the transmit filters 352. The receive filter function $\phi_{RX}(t)$ may be set when a base station receiver is made.

[00128] In one configuration, the convolution is sampled at the highest sample rate in the finger processor 900 (maximum resolution of finger time offsets), e.g., chipx8, such that the filter table 938 includes a plurality of filter tables, e.g., 8 filter tables, where the i^{th}

filter table corresponds to chip-level samples of an original chipx8 autocorrelation function ϕ at a time offset i , where $i = 0, 1, 2, \dots, 7$. Each filter table may have $2M+1$ tap entries, and each entry may have 16 bits. In one embodiment, M is selected to be greater than or equal to two to reduce performance loss (if $M=2$, then $2M+1=5$). The filter table may account for 5-13 chip time spans at chipx1 (where $M=2$ to 6, and $2M+1=5$ to 13), or 33-97 chipx8 time spans (where $M=2$ to 6, and $2M(8)+1=33$ to 97). In one embodiment, the same filter table 938 may be used by a plurality of finger processors 900.

[00129] In one embodiment, the second multiplier 932 of each finger processor 900 may access two such filter tables at a proper time offset for t_m (assigned to the finger processor 900) for reconstruction of chipx2 pilot samples, one table for even samples and one table for odd samples. The second multiplier 932 multiplies the scaled per-segment channel estimate h_m coefficients from the first multiplier 926 with each filter tap (pre-computed filter coefficients) of the two selected filter tables. The second multiplier 932 outputs per-segment filter tap coefficients (e.g., at chipx2) to the pilot reconstruction filtering block 930.

[00130] In one embodiment, a separate resampler may not be needed in the pilot interference estimator 906 if the output of the pilot reconstruction filtering block 930 provides samples at chipx2. The reconstruction filtering block 930 may change a chip rate to a sample rate.

[00131] The pilot channelizer 934 and spreader 936 in FIG. 9 may operate in a similar manner as the pilot channelizer 532 and spreader 534 in FIG. 5, except the spreader 936 in FIG. 9 receives the spreading sequence p_m of the current segment "n." In contrast, the spreader 534 in FIG. 5 receives the spreading sequence $S_m(k+N)$ for the next segment, as described above with FIGs. 5 and 6A. The spreader 936 in FIG. 9 receives the spreading sequence p_m of the current segment "n" and provides a spread pilot signal (e.g., complex PN sequence chips) for the current segment "n," not the next segment "n+1." Thus, the finger processing 900 of FIG. 9 reconstructs pilot interference of the current segment "n." There may be a short delay between reconstructing and accumulating pilot interference from multiple finger processors for the current segment "n," and then subtracting the accumulated reconstructed pilot interference of the current segment "n" from the data samples of the current segment "n." But this approach (canceling the accumulated reconstructed pilot interference of the current segment "n")

from the data samples of the current segment "n") may provide more reliable/accurate pilot interference cancellation, especially for highly time-variant channels.

[00132] The pilot channelizer 934 may receive complex channelization codes with I and Q components. The spreader 936 may receive complex PN sequences with four possible values of ± 1 or $\pm i$. The pilot channelizer 934 and spreader 936 may generate extra chips on each side of a current segment "n" to assist filtering by the pilot reconstruction filtering block 930.

[00133] The pilot reconstruction filtering block 930 performs the actual filtering, i.e., performs a convolution of a spread pilot signal (e.g., a PN sequence) from the spreader 936 and the product of the filter table coefficients $\phi(t)$, cancellation factor and channel estimate. For example, the pilot reconstruction filtering block 930 may include two 5-tap filters, 9-tap filters or 13-tap filters at chipx1. There may be $2M + 1$ taps for each filter. The filtering provided by the pilot reconstruction filtering block 930 may reduce the effect of ICI² (inter-chip interference).

[00134] The pilot reconstruction filtering block 930 may reconstruct one segment of user-time aligned pilot signals at chipx2 resolution and provide chipx2 pilot samples. In another embodiment, the pilot reconstruction filtering block 930 filters a PN sequence oversampled at chipx8, and a resampler (between the pilot reconstruction filtering block 930 and buffer 928) decimates the chipx8 samples from the pilot reconstruction filtering block 930 to chipx2 with a given phase, i.e., starting sample, from 0 to 7 (depending on time offset t_m). The samples are then stored in the buffer 928.

[00135] The pilot reconstruction filtering block 930 outputs a reconstructed pilot interference signal $\hat{p}(n)$ comprising estimated pilot samples of the multipath assigned to the finger processor 900. The pilot reconstruction filtering block 930 may include a phase de-rotator or phase corrector, particularly if the despreader 910 includes a phase rotator that compensates for frequency offsets.

Pilot Interference Accumulation Buffer

[00136] The pilot interference accumulation buffer 928 stores and accumulates reconstructed pilots from the pilot reconstruction filtering block 930 at proper time offsets. As an example, the pilot interference accumulation buffer 928 may be a circular random access memory (RAM). In one configuration, there may be a single pilot interference accumulation buffer 928 to store and accumulate reconstructed pilot samples with different time offsets from a plurality of pilot reconstruction filtering

blocks 930 of a plurality of finger processors 900. A single interference accumulation buffer may use less memory space and other resources compared to an embodiment with multiple interference accumulation buffers in multiple finger processors.

[00137] The pilot interference accumulation buffer 928 may have the same resolution as the sample buffer 908. For example, the pilot interference accumulation buffer 928 may be at chipx2 resolution, i.e., operating at a speed of 2 x chip rate. If each segment has a length of 512 chips, then the pilot interference accumulation buffer 928 may store at least 2 segments, i.e., $512 \text{ chips/segment} \times 2 \text{ samples/chip} = 1024 \text{ pilot samples}$, which are generated from the pilot reconstruction filtering block 930. With a length of at least 2 segments, the pilot interference accumulation buffer 928 may store overlap of previous pilot samples. The pilot interference accumulation buffer 928 may be implemented with other sizes. The pilot interference accumulation buffer 928 may use other sample rates, such as $3/2$ or $4/3$ x the chip rate.

[00138] After the finger processors 900 finish reconstructing pilots, the interference accumulation buffer 928 contains an overall pilot interference estimate. The adder 916 in each finger processor 900 then subtracts the interference accumulation buffer content sample-wise (from the interference accumulation buffer 928) from the received signal (from the sample buffer 908) to provide pilot-free data samples to the data demodulation unit 904.

[00139] The complexity reduction of using a single interference accumulation buffer may be achieved by making the reconstructed pilot independent from the multipath (user) arrival time. For example, the reconstructed pilot may be generated at a chipx2 rate and system-time-aligned. Thus, the reconstructed pilot may be independent from the multipath (user) arrival time. The reconstructed pilot provided by the interference accumulation buffer 928 may be subtracted directly, e.g., via burst subtraction, from the received signal provided by the sample buffer 908 according to system time without considering finger or user time, i.e., without resampling. This eliminates the need for a resampler, such as the resampler 540 in the finger processor 410 of FIG. 5.

Time Snapshot

[00140] FIG. 11 shows an example of a time snapshot for two finger processors 900 (FIG. 9), which have different multipath time offsets t_1 and t_2 . The second finger processor has a shorter time offset than the first finger processor. As shown by lines 1112 and 1114, the two finger processors perform pilot demodulation, pilot

reconstruction and data demodulation for a sequence of segments, "n-1," "n-2," and "n-3," while the receiver 252 (FIG. 4) writes a next segment "n+1" in the sample buffer 908 (FIG. 9) with a receiver (Rx) write pointer. The bottom line 1116 in FIG. 11 represents a timeline in real time of segments "n-5," "n-4," "n-3," "n-2," "n-1," "n," "n+1," etc. Segment "n" represents a current segment. Segment "n-1" represents a previous segment. Segment "n+1" represents a next segment. Each "segment" may have a time span of 512 chips, for example. Each "chip" may correspond to 100 processor clock cycles, for example.

[00141] When the receiver 252 (FIG. 4) begins to write a next segment "n+1" into the sample buffer 908, one or more previous segments, e.g., "n-1" and "n," are stored in the sample buffer 908 (by a previous write operation) and available for processing by the two finger processors. Each finger processor's time delay offset t shifts the starting data sample and ending data sample to the right for pilot demodulation of segment "n-1," as shown in FIG. 11. Thus, as segment "n+1" is written into the sample buffer 908, both first and second finger processors demodulate pilots for segment "n-1" with some data samples from segment "n-1" and some data samples from segment "n." In this embodiment, the first and second finger processors may not be able to demodulate pilots for segment "n" while segment "n+1" is written to the sample buffer 908 because both finger processors would need data samples from segment "n" and segment "n+1" (due to the finger processors' time offsets t_1 and t_2), and segment "n+1" has not been written yet in the sample buffer 908.

[00142] FIG. 11 shows a small delay for data demodulation because a pilot is reconstructed and cancelled for the current segment "n," in contrast to an estimated pilot interference for a next segment "n+1" as described above with FIG. 5. But a finger processor that uses the timeline of FIG. 11 may achieve a more accurate channel estimate and better pilot interference cancellation (PIC) gain.

[00143] FIG. 12A is a flow diagram that summarizes the process described above with FIGs. 9-11 for deriving and accumulating pilot interference for a plurality of multipaths. In block 1200, multiple finger processors 900 derive channel signal strength estimates and noise estimates. In block 1202, the finger processors 900 (a) select cancellation factors based on the channel signal strength estimates and noise estimates and (b) multiply the channel estimates by the selected cancellation factors. In block 1204, the finger processors 900 multiply the products of the channel estimates and selected

cancellation factors by ϕ from the reconstruction filter table 930. In block 1206, the finger processors 900 perform reconstruction filtering to generate pilot samples. In block 1208, a single accumulation buffer 928 stores reconstructed pilot samples from multiple finger processors 900, e.g., at chipx8 or chipx2. In block 1210, the accumulated reconstructed pilot samples are subtracted from data samples for multiple finger processors to perform data demodulation.

[00144] FIG. 12B is a flow diagram of another embodiment of a process to derive accumulated pilot interference for a number of multipaths, in which filtering and pilot interference accumulation are switched in order compared to FIG. 12A. In block 1250, multiple finger processors 900 derive channel signal strength estimates and noise estimates. In block 1252, the finger processors 900 (a) select cancellation factors based on the channel signal strength estimates and noise estimates and (b) multiply the channel estimates by the selected cancellation factors. In block 1254, the finger processors 900 use products of channel estimates and selected cancellation factors to reconstruct pilot samples. In block 1256, a single accumulation buffer 928 stores reconstructed pilot samples from multiple finger processors 900, e.g., at chipx8 or chipx2. In block 1258, a single reconstruction filtering block filters the pilot samples from the accumulation buffer 928 by ϕ . In block 1260, the accumulated reconstructed pilot samples are subtracted from data samples for multiple finger processors to perform data demodulation.

[00145] In FIG. 12B, filtering is performed after accumulating reconstructed pilot interference samples from multiple finger processors 900 and before subtracting pilot interference from the data samples. Each finger processor 900 would not have to perform filtering. This may reduce the complexity of each finger processor 900.

Equations

[00146] An actual total pilot interference signal $\tilde{p}(n)$ (complex value) of a received reverse link (RL) signal may be expressed as:

$$\tilde{p}(n) = \sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^L \sum_i \tilde{h}_i^k(i) \tilde{c}^k(i) \phi[nT, -iNT, -\tau_i^k]$$

where n represents a segment of the received signal (for example, n may have a sample rate equal to chip rate $\times 2$);

K is a total number of users or terminals contributing to segment n of the received signal;

L is a total number of multipaths contributing to segment n of the received signal;

i refers to a time index;

$\tilde{h}_i^k(i)$ is an estimated complex channel coefficient of the k^{th} user's i^{th} path;

$\tilde{c}^k(i)$ is equal to the product of the k^{th} user's complex PN-sequence p and the pilot channelization code C_{pilot} ; since the pilot channelization code C_{pilot} is a series of ones in some CDMA systems, such as CDMA 2000, $\tilde{c}^k(i)$ is equal to the k^{th} user's complex PN-sequence p ;

ϕ is a convolution (FIG. 14) of the transmit pulse ϕ_{TX} (from filters 352a, 352b in FIG. 3) and the receiver filter ϕ_{RX} (in receiver 252 in FIG. 2), e.g., a low pass filter; as stated above, the convolution may be at chipx8 resolution in one embodiment;

T_s is a sampling period;

N is a number of samples per chip; and

τ_i^k is a path delay of the k^{th} user's i^{th} path.

[00147] A rake receiver with a plurality of M finger processors 900 (FIG. 9) may derive a total reconstructed pilot interference signal (also called a pilot interference "replica" or "estimate") expressed as:

$$\hat{\tilde{p}}(n) = \sum_{m=1}^M \sum_i \hat{h}^m(i) \tilde{c}^m(i) \phi[nT_s - iNT_s - \hat{\tau}^m]$$

where M is a total number of finger processors to process multipaths;

$\hat{h}^m(i)$ is an estimated complex channel coefficient of the m^{th} finger processor;

$\tilde{c}^m(i)$ is a complex PN-sequence used by the m^{th} finger processor; and

$\hat{\tau}^m$ is an estimated path delay of the m^{th} finger.

[00148] The total reconstructed pilot interference signal $\hat{\tilde{p}}(n)$ may be expressed as a sum of individual reconstructed pilot interference signals $\hat{\tilde{p}}^m(n)$ derived by each finger processor 900:

$$\hat{\tilde{p}}(n) = \sum_{m=1}^M \hat{\tilde{p}}^m(n)$$

[00149] Each reconstructed pilot interference signal derived by a finger processor 900 may be expressed as:

$$\hat{p}^m(n) = \sum_i \hat{h}^m(i) \tilde{c}^m(i) \hat{\phi}(nT_s - iT_s - \tilde{\tau}^m).$$

[00150] If the estimated complex channel coefficient $\hat{h}^m$ is presumed constant over one segment, then the equation above may be rewritten as:

$$\begin{aligned} \hat{p}^m(n) &= \hat{h}^m \sum_i \tilde{c}^m(i) \hat{\phi}(nT_s - iT_s - \tilde{\tau}^m) \\ &= \hat{h}^m \tilde{\Phi}^m(n) \end{aligned}$$

where $\tilde{\Phi}^m(n)$ is the complex reconstructed MF (matched filter) sample of the m^{th} finger. The estimated complex channel coefficient $\hat{h}^m$ may be provided by the multiplier 926 in FIG. 9, and $\tilde{\Phi}^m(n)$ may be provided by the filter table 938, multiplier 932, pilot channelizer 934, spreader 936 and pilot reconstruction filtering block 930 of FIG. 9.

[00151] The order of processes shown in FIG. 9 may vary in other embodiments. One variation of the process shown in FIG. 9 may process a pulse shape of $\phi(t)$ and I and Q PN sequence p to generate I and Q reconstructed samples $\tilde{\Phi}^m(n)$. The I reconstructed samples $\tilde{\Phi}^m(n)$ are then multiplied by I and Q components of the complex channel estimate $\hat{h}^m$. Similarly, the Q reconstructed samples $\tilde{\Phi}^m(n)$ are multiplied by the I and Q components of the complex channel estimate $\hat{h}^m$. Then an optional phase rotation may be performed on the I and Q $\hat{h}^m \tilde{\Phi}^m(n)$ samples. Then the I and Q $\hat{h}^m \tilde{\Phi}^m(n)$ samples may be multiplied by a selected cancellation factor α_m and accumulated in the accumulation buffer 928. Thus, the cancellation factor α_m may be implemented after filtering (on the output of filtering block 930) instead of before filtering (FIG. 9).

Multiple Antennas

[00152] FIG. 13A is a block diagram of a receiver 252 (FIG. 2) with a plurality of antennas 250A-250L, e.g., 12 antennas, and a demodulator 254 with a plurality of interference accumulation buffers 928A-928L (FIG. 9), e.g., 12 interference accumulation buffers. Each interference accumulation buffer 928 stores reconstructed pilots for a different antenna 250.

[00153] FIG. 13B is a block diagram of a receiver 252 (FIG. 2) with a plurality of antennas 250A-250L, e.g., 12 antennas, and a demodulator 254 with a single

interference accumulation buffer 928, which stores reconstructed pilots for some or all of the antennas 250A-250L. In this embodiment, the finger processors 900 reconstruct all pilot interference for one antenna 250 and store the pilot interference in the interference accumulation buffer 928. Then the finger processors 900 reconstruct all pilots for another antenna by shifting PN sequences (and maybe some additional processing) and store the pilot interference in the interference accumulation buffer 928. The finger processors 900 continue until all pilots from some or all of the antennas 250 are reconstructed and stored in the interference accumulation buffer 928. The reconstructed pilots are aligned at system time and stored in the single interference accumulation buffer 928. By using a single interference accumulation buffer 928, this embodiment may reduce memory requirements by 6-12 times.

[00154] The pilot interference cancellation techniques described herein may provide a noticeable improvement in performance. As stated above, a pilot transmitted by each terminal on the reverse link contributes to total channel interference, I_0 , in a similar manner as background noise, N_0 . Pilots transmitted from all terminals may represent a substantial part of the total interference level seen by all terminals and base stations. This would then result in a lower signal-to-total-noise-plus-interference ratio (SNR) for each individual terminal. In fact, it is estimated that in a cdma2000 system (which supports pilots on the reverse link) operating near capacity, approximately half of the interference seen at a base station may be due to pilots from transmitting terminals. Cancellation or reduction of multi-terminal and multi-path pilot interference may improve the SNR of each individual terminal, which allows each terminal to transmit at a lower power level and still achieve a desirable decoding performance. Thus, pilot interference cancellation (PIC) increases the reverse link capacity, which allows higher data rates from existing terminals, e.g., a 30-35% data rate increase, or allows more terminals or users, e.g., 10-15% more users, to be added to a wireless communication system, e.g., a base station service area.

[00155] The techniques described herein for estimating and canceling pilot interference may be used in various wireless communication systems that transmit a pilot along with data. For example, these techniques may be used for various CDMA systems (e.g., IS-95, CDMA2000, CDMA 2000 1xEV-DV, CDMA 2000 1xEV-DO, WCDMA, TD-SCDMA, TS-CDMA, etc.), Personal Communication Services (PCS) systems (e.g., ANSI J-STD-008), and other wireless communication systems. The techniques

described herein may be used to estimate and cancel pilot interference in cases where multiple instances (multipaths) of each of one or more transmitted signals are received and processed (e.g., by a rake receiver or some other demodulator) and also in cases where multiple transmitted signals are received and processed.

[00156] For clarity, various aspects and embodiments have been described for the reverse link in cdma2000. The pilot interference cancellation techniques described herein may also be used for the forward link from the base station to the terminal. The processing by the demodulator is determined by the particular CDMA standard being supported and whether the inventive techniques are used for the forward or reverse link. For example, the "despreading" with a spreading sequence in IS-95 and cdma2000 is equivalent to the "descrambling" with a scrambling sequence in W-CDMA, and the channelization with a Walsh code or a quasi-orthogonal function (QOF) in IS-95 and cdma2000 is equivalent to the "despreading" with an OVSP code in W-CDMA. In general, the processing performed by the demodulator at the receiver is complementary to that performed by the modulator at the transmitter unit.

[00157] For the forward link, the techniques described herein may also be used to approximately cancel other pilots that may be transmitted in addition to, or possibly in place of, a "common" pilot transmitted to all terminals in a cell. For example, cdma2000 supports a "transmit diversity" pilot and an "auxiliary" pilot. These other pilots may utilize different Walsh codes (i.e., different channelization codes, which may be quasi-orthogonal functions). A different data pattern may also be used for the pilot. To process any of these pilots, the despread samples are deconvolved with the same Walsh code used to channelize the pilot at the base station, and further correlated (i.e., multiplied and accumulated) with the same pilot data pattern used at the base station for the pilot. The transmit diversity pilot and/or auxiliary pilot may be estimated and canceled in addition to the common pilot.

[00158] Similarly, W-CDMA supports a number of different pilot channels. First, a common pilot channel (CPICH) may be transmitted on a primary base station antenna. Second, a diversity CPICH may be generated based on non-zero pilot data and transmitted on a diversity antenna of the base station. Third, one or more secondary CPICHs may be transmitted in a restricted part of the cell, and each secondary CPICH is generated using a non-zero channelization code. Fourth, the base station may further transmit a dedicated pilot to a specific user using the same channelization code as the

user's data channel. In this case, the pilot symbols are time-multiplexed with the data symbols to that user. Accordingly, it will be understood by those skilled in the art that the techniques described herein are applicable for processing all of the above different types of pilot channels, and other pilot channels that may also be transmitted in a wireless communication system.

[00159] The demodulator 254 (FIG. 2) and other processing units that may be used to implement various aspects and embodiments may be implemented in hardware, software, firmware, or a combination thereof. For a hardware design, the demodulator (including the data demodulation unit and the elements used for pilot interference estimation and cancellation such as the pilot estimator and the pilot interference estimator), and other processing units may be implemented within one or more application specific integrated circuits (ASIC), digital signal processors (DSPs), digital signal processing devices (DSPDs), field programmable gate arrays (FPGAs), processors, microprocessors, controllers, microcontrollers, programmable logic devices (PLD), other electronic units, or any combination thereof.

[00160] For a software implementation, the elements used for pilot interference estimation and cancellation and data demodulation may be implemented with modules (e.g., procedures, functions, and so on) that perform the functions described herein. The software codes may be stored in a memory unit (e.g., memory 262 in FIG. 2) and executed by a processor (e.g., controller 260). The memory unit may be implemented within the processor or external to the processor, in which case it can be communicatively coupled to the processor via various means as it known in the art.

[00161] The elements used to implement the pilot interference estimation and cancellation described herein may be incorporated in a receiver unit or a demodulator that may further be incorporated in a terminal (e.g., a handset, a handheld unit, a stand-alone unit, and so on), a base station, or some other communication devices or units. The receiver unit or demodulator may be implemented with one or more integrated circuits.

[00162] 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.

[00163] WHAT IS CLAIMED IS:

CLAIMS

1. A receiver unit configured to receive a wireless signal comprising at least first and second signal instances, each signal instance comprising data and a pilot signal, the receiver unit comprising:

a processor configured to:

determine a first channel estimate for the first signal instance;

use the first channel estimate and a spread pilot signal associated with the first signal instance to estimate a first pilot of the first signal instance;

determine a second channel estimate for the second signal instance; and

use the second channel estimate and a spread pilot signal associated with the second signal instance to estimate a second pilot of the second signal instance; and

a buffer configured to accumulate the estimated first and second pilots, the processor being configured to subtract the accumulated, estimated first and second pilots from the received signal to estimate a pilot-canceled received signal, the processor being configured to use the estimated pilot-canceled received signal to demodulate data of the first signal instance.

2. The receiver unit of claim 1, wherein the wireless signal comprises a Code Division Multiple Access (CDMA) signal.

3. The receiver unit of claim 1, being configured to receive the first and second signal instances from first and second remote terminals, respectively.

4. The receiver unit of claim 1, wherein the first and second signal instances are multipath components of a signal from one remote terminal.

5. The receiver unit of claim 1, wherein the buffer is further configured to accumulate (a) the estimated first pilot according to a first estimated time offset of the first signal instance and (b) the estimated second pilot according to a second estimated time offset of the second signal instance.

6. The receiver unit of claim 1, further comprising a sample buffer configured to store the wireless signal at a sample rate equal to a multiple of a chip rate of the wireless signal.

7. The receiver unit of claim 6, wherein the sample rate of the sample buffer is equal to a sample rate of the buffer accumulating the estimated pilots.

8. The receiver unit of claim 1, wherein each spread pilot signal comprises a pilot signal spread by a pseudo-random noise (PN) sequence.

9. The receiver unit of claim 1, wherein the first channel estimate, the spread pilot signal associated with the first signal instance, and the first estimated pilot correspond to a segment of the received signal, the segment comprising data samples for a time period of the received signal.

10. The receiver unit of claim 1, wherein the processor is further configured to:

determine a first noise estimate of the first signal instance;

derive a cancellation factor α based on the first channel estimate and the first noise estimate;

multiply the first channel estimate by the cancellation factor to produce a weighted channel estimate; and

use the weighted channel estimate and the spread pilot signal associated with the first signal instance to estimate the first pilot of the first signal instance.

11. The receiver unit of claim 10, wherein the cancellation factor α is derived from:

$$\alpha = \frac{[(|h|^2 / N_i) \times N]}{[1 + (|h|^2 / N_i) \times N]}$$

where h is the first channel estimate, N_i is the first noise estimate, and N is a number of samples used to estimate h and N_i of the first signal instance.

37

12. The receiver unit of claim 10, wherein the cancellation factor ranges from 0 to 1.0.

13. The receiver unit of claim 10, wherein the cancellation factor ranges from 0 to a value greater than 1.0.

14. The receiver unit of claim 10, further comprising a look-up table with sets of channel estimates and noise estimates corresponding to cancellation factors.

15. The receiver unit of claim 1, wherein the processor is further configured to:

multiply the first channel estimate by a convolution of a transmit pulse and a receive filter function; and

perform a convolution of (a) the spread pilot signal associated with the first signal instance and (b) a product of the first channel estimate and the convolution of the transmit pulse and the receive filter function to estimate the first pilot of the first signal instance.

16. The receiver unit of claim 15, wherein the transmit pulse is defined by a Code Division Multiple Access (CDMA) standard.

17. The receiver unit of claim 15, wherein the processor is configured to downsample a rate of at least one of (a) the convolution of the transmit pulse and the receive filter function, and (b) the convolution of (i) the spread pilot signal associated with the first signal instance and (ii) the product of the first channel estimate and the convolution of the transmit pulse and the receive filter function to match a rate of the buffer.

18. The receiver unit of claim 15, wherein the processor is configured to upsample a rate of at least one of (a) the convolution of the pre-determined transmit pulse and the receive filter function, and (b) the convolution of (i) the spread pilot signal associated with the first signal instance and (ii) the product of the first channel estimate

and the convolution of the pre-determined transmit pulse and the receive filter function to match a rate of the buffer.

19. The receiver unit of claim 15, wherein the processor is configured to:
decimate samples of the convolution of the pre-determined transmit pulse and the receive filter function according to a phase associated with an estimated time offset of the first signal instance;

multiply the first channel estimate by decimated samples of the convolution of the pre-determined transmit pulse and the receive filter function; and

perform a convolution of the spread pilot signal associated with the first signal instance and the product of the first channel estimate and the decimated samples to estimate the first pilot of the first signal instance.

20. The receiver unit of claim 15, further comprising a polyphase finite impulse response filter (FIR) configured to:

decimate samples of the convolution of the pre-determined transmit pulse and the receive filter function according to a phase associated with an estimated time offset of the first signal instance;

multiply the first channel estimate by decimated samples of the convolution of the pre-determined transmit pulse and the receive filter function; and

perform a convolution of the spread pilot signal associated with the first signal instance and the product of the first channel estimate and the decimated samples to estimate the first pilot of the first signal instance.

21. The receiver unit of claim 15, further comprising a filter table of pre-determined filter coefficients that correspond to a plurality of different phases, the processor being configured to select a phase and corresponding filter coefficients based on an estimated time offset of the first signal instance.

22. The receiver unit of claim 1, wherein the processor is further configured to filter the estimated pilot-canceled received signal by a convolution of a pre-determined transmit pulse and a receive filter function.

23. The receiver unit of claim 1, wherein the processor is configured to determine the first channel estimate and use the first channel estimate and spread pilot signal associated with the first signal instance to estimate the first pilot of the first signal instance substantially in parallel with determining the second channel estimate and using the second channel estimate and spread pilot signal associated with the second signal instance to estimate the second pilot of the second signal instance.

24. The receiver unit of claim 1, wherein the processor is configured to estimate pilots for a plurality of signal instances in a time division multiplexed manner.

25. A communication system comprising:

a base station configured to receive a wireless signal comprising at least first and second signal instances, each signal instance comprising data and a pilot signal, the base station comprising:

a processor configured to:

determine a first channel estimate for the first signal instance;

use the first channel estimate and a spread pilot signal associated with the first signal instance to estimate a first pilot of the first signal instance;

determine a second channel estimate for the second signal instance; and

use the second channel estimate and a spread pilot signal associated with the second signal instance to estimate a second pilot of the second signal instance; and

a memory configured to accumulate the estimated first and second pilots, the processor being configured to subtract the accumulated, estimated first and second pilots from the received signal to estimate a pilot-canceled received signal, the processor being configured to use the estimated pilot-canceled received signal to demodulate data of the first signal instance.

26. The communication system of claim 25, wherein the processor is further configured to:

multiply the first channel estimate by a convolution of a pre-determined transmit pulse and a receive filter function; and

perform a convolution of (a) a spread pilot signal associated with the first signal instance and (b) a product of the first channel estimate and the convolution of the pre-

determined transmit pulse and the receive filter function to estimate the first pilot of the first signal instance.

27. The communication system of claim 25, wherein the base station comprises a plurality of antennas and a plurality of buffers in the memory, each buffer being configured to accumulate the estimated pilots of signal instances received by one of the antennas.

28. The communication system of claim 25, wherein the base station comprises a plurality of antennas, the memory having a single buffer configured to accumulate the estimated pilots of signal instances received by the plurality of the antennas.

29. The communication system of claim 25, wherein the base station comprises X number of antennas and Y number of buffers in the memory, X being greater than Y, wherein at least one buffer is configured to accumulate estimated pilots of signal instances received by two or more antennas.

30. A receiver unit comprising:

- a means for receiving a wireless signal comprising at least first and second signal instances, each signal instance comprising data and a pilot signal;

- a means for determining a first channel estimate for the first signal instance;

- a means for deriving a product of the first channel estimate and a convolution of a pre-determined transmit pulse and a receive filter function;

- a means for using the product of the first channel estimate and the convolution to estimate a first pilot of the first signal instance;

- a means for determining a second channel estimate for the second signal instance;

- a means for deriving a product of the second channel estimate and the convolution of the pre-determined transmit pulse and the receive filter function;

- a means for using the product of the second channel estimate and the convolution to estimate a second pilot of the second signal instance;

- a means for accumulating the estimated first and second pilots; and

a means for subtracting the accumulated, estimated first and second pilots from the received signal to derive an estimated pilot-canceled received signal.

31. A method comprising:

receiving a wireless signal comprising at least first and second signal instances, each signal instance comprising data and a pilot signal;

determining a first channel estimate for the first signal instance;

deriving a product of the first channel estimate and a convolution of a pre-determined transmit pulse and a receive filter function;

using the product of the first channel estimate and the convolution to estimate a first pilot of the first signal instance;

determining a second channel estimate for the second signal instance;

deriving a product of the second channel estimate and the convolution of the pre-determined transmit pulse and the receive filter function;

using the product of the second channel estimate and the convolution to estimate a second pilot of the second signal instance;

accumulating the estimated first and second pilots; and

subtracting the accumulated, estimated first and second pilots from the received signal to derive an estimated pilot-canceled received signal.

32. The method of claim 31, wherein receiving the wireless signal comprises receiving the first and second signal instances from first and second terminals.

33. The method of claim 31, wherein each signal instance has an estimated time offset due to a transmission path of the signal instance.

34. The method of claim 31, wherein the wireless signal comprises a Code Division Multiple Access (CDMA) signal.

35. The method of claim 31, wherein the wireless signal is transmitted from a terminal to a base station.

36. The method of claim 31, wherein the wireless signal is transmitted from a base station to a terminal.

37. The method of claim 31, further comprising buffering the received wireless signal at a sample rate equal to a multiple of a chip rate.

38. The method of claim 31, wherein determining the first channel estimate for the first signal instance comprises:

despreading samples of the received signal with a spreading sequence associated with the first signal instance to provide despread samples;

de-channelizing the despread samples with a pilot channelization code to provide pilot symbols; and

filtering the pilot symbols to provide the first channel estimate.

39. The method of claim 31, wherein determining the first channel estimate for the first signal instance uses a first segment of data samples from the received signal, the first estimated pilot corresponding to the first segment of data samples.

40. The method of claim 39, wherein the first segment comprises data samples for a time period of the received signal.

41. The method of claim 31, further comprising:

determining a noise estimate of the first signal instance;

deriving a cancellation factor based on the first channel estimate and the noise estimate of the first signal instance; and

multiplying the first channel estimate by the cancellation factor to produce a weighted channel estimate;

using the weighted channel estimate and a spread pilot signal associated with the first signal instance to estimate the first pilot of the first signal instance.

42. The method of claim 41, wherein deriving the cancellation factor α uses:

$$\alpha = \frac{[(|h|^2 / N_t) \times N]}{[1 + (|h|^2 / N_t) \times N]}$$

where h is the first channel estimate, N_t is the noise estimate, and N is a number of samples used to estimate h and N_t for the first signal instance.

43. The method of claim 31, further comprising:

decimating samples of the convolution of the pre-determined transmit pulse and the receive filter function according to a phase associated with an estimated time offset of the first signal instance;

multiplying the first channel estimate by decimated samples of the convolution of the pre-determined transmit pulse and the receive filter function; and

performing a convolution of a spread pilot signal and the product of the first channel estimate and the decimated samples to estimate the first pilot of the first signal instance.

44. The method of claim 31, further comprising:

selecting a phase based on an estimated time offset of the first signal instance;

using the selected phase to retrieve pre-determined filter coefficients, the pre-determined filter coefficients corresponding to the convolution of the pre-determined transmit pulse and the receive filter function; and

multiplying the first channel estimate by the retrieved filter coefficients.

45. The method of claim 31, wherein using the product of the first channel estimate and the convolution to estimate the first pilot of the first signal instance comprises performing a convolution of (a) the product of the channel estimate and the convolution and (b) a spread pilot signal associated with the first signal instance.

46. The method of claim 45, wherein the first channel estimate, the spread pilot signal associated with the first signal instance, and the first estimated pilot correspond to a first segment of the received signal, the first segment comprising data samples for a time period of the received signal.

47. The method of claim 45, wherein the spread pilot signal associated with the first signal instance has a phase corresponding to an arrival time of the first signal instance.

48. The method of claim 31, further comprising using the estimated pilot-canceled received signal to demodulate data of the first signal instance.

49. The method of claim 48, wherein using the estimated pilot-canceled received signal to demodulate data of the first signal instance comprises: -

despreading samples of the estimated pilot-canceled received signal with a spreading sequence for the first signal instance to provide despread samples;

de-channelizing the despread samples with a data channelization code to provide data symbols; and

demodulating the data symbols with the first channel estimate for the first signal instance to provide demodulated data for the first signal instance.

50. The method of claim 31, wherein determining the first channel estimate, deriving the product of the first channel estimate and the convolution, and using the product to estimate the first pilot of the first signal instance occurs substantially in parallel with determining the second channel estimate, deriving the product of the second channel estimate and the convolution, and using the product to estimate the second pilot of the second signal instance.

51. The method of claim 31, wherein said determining the first channel estimate, deriving the product of the first channel estimate and the convolution, and using the product to estimate the first pilot of the first signal instance occurs in a time division multiplexed manner with determining the second channel estimate, deriving the product of the second channel estimate and the convolution, and using the product to estimate the second pilot of the second signal instance.

52. The method of claim 31, wherein accumulating the estimated first and second pilots comprises accumulating (a) the estimated first pilot according to a first estimated time offset of the first signal instance and (b) and the estimated second pilot according to a second estimated time offset of the second signal instance.

53. The method of claim 31, wherein accumulating the estimated first and second pilots occurs at a pre-determined sample rate, which is equal to a sample rate of the received signal.

54. The method of claim 53, wherein the sample rate is a multiple of a chip rate.

55. A method comprising:

receiving a wireless signal comprising at least first and second signal instances, each signal instance comprising data and a pilot signal;

determining a first channel estimate for the first signal instance;

using the first channel estimate to estimate a first pilot of the first signal instance;

determining a second channel estimate for the second signal instance;

using the second channel estimate to estimate a second pilot of the second signal instance;

accumulating the estimated first and second pilots;

filtering the accumulated estimated, first and second pilots with a convolution of a pre-determined transmit pulse and a receive filter function; and

subtracting the filtered, accumulated, estimated first and second pilots from the received signal to derive an estimated pilot-canceled received signal.

56. A method comprising:

receiving a wireless signal comprising at least first and second signal instances, each signal instance comprising data and a pilot signal;

process (a) a convolution of a pre-determined transmit pulse and a receive filter function and (b) a spread pilot signal associated with the first signal instance to generate reconstructed pilot samples of the first signal instance;

determining a first channel estimate for the first signal instance;

multiply the reconstructed pilot samples by the first channel estimate to derive a first pilot estimate of the first signal instance;

processing (a) a convolution of the pre-determined transmit pulse and a receive filter function and (b) a spread pilot signal associated with the second signal instance to generate reconstructed pilot samples of the second signal instance;

determining a second channel estimate for the second signal instance;

multiply the reconstructed pilot samples of the second signal instance by the second channel estimate to derive a second pilot estimate of the second signal instance;

accumulating the first and second pilot estimates; and

subtracting the accumulated, first and second pilot estimates from the received signal to derive an estimated pilot-canceled received signal.

HC

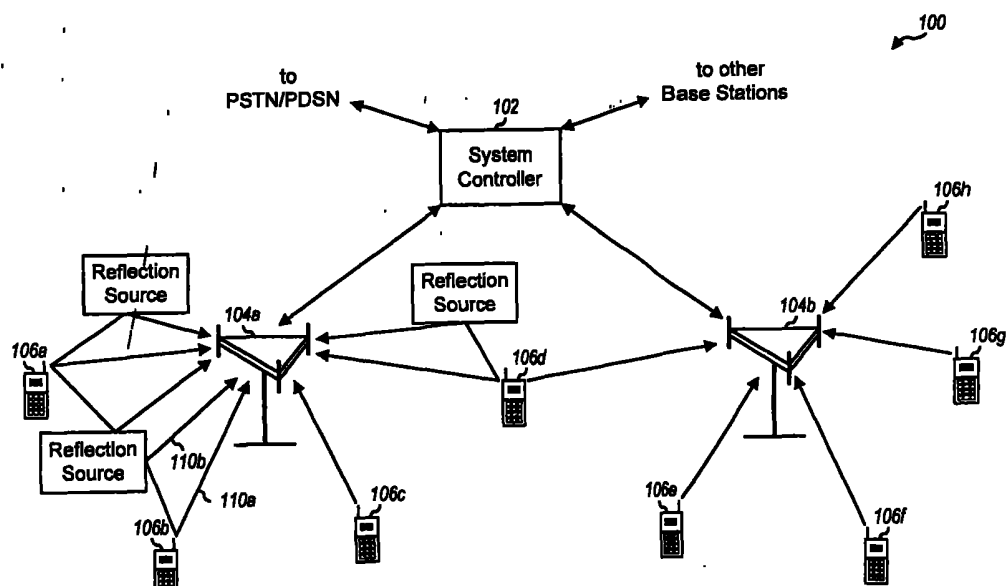


FIG. 1

13

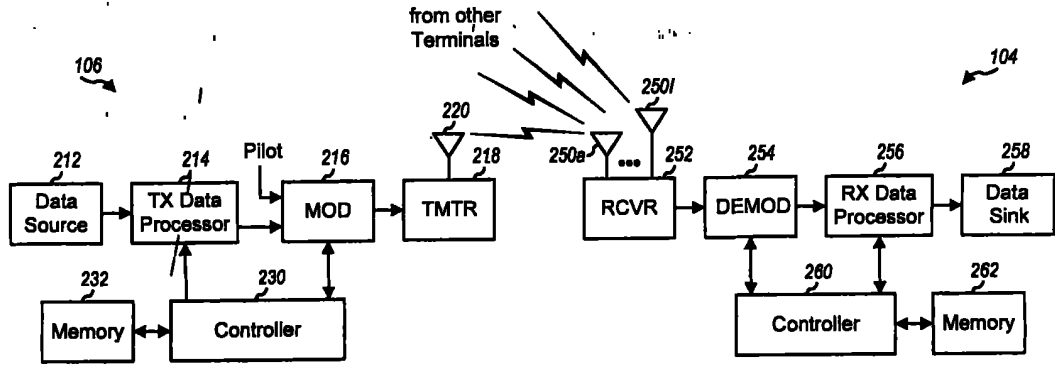


FIG. 2

2/17

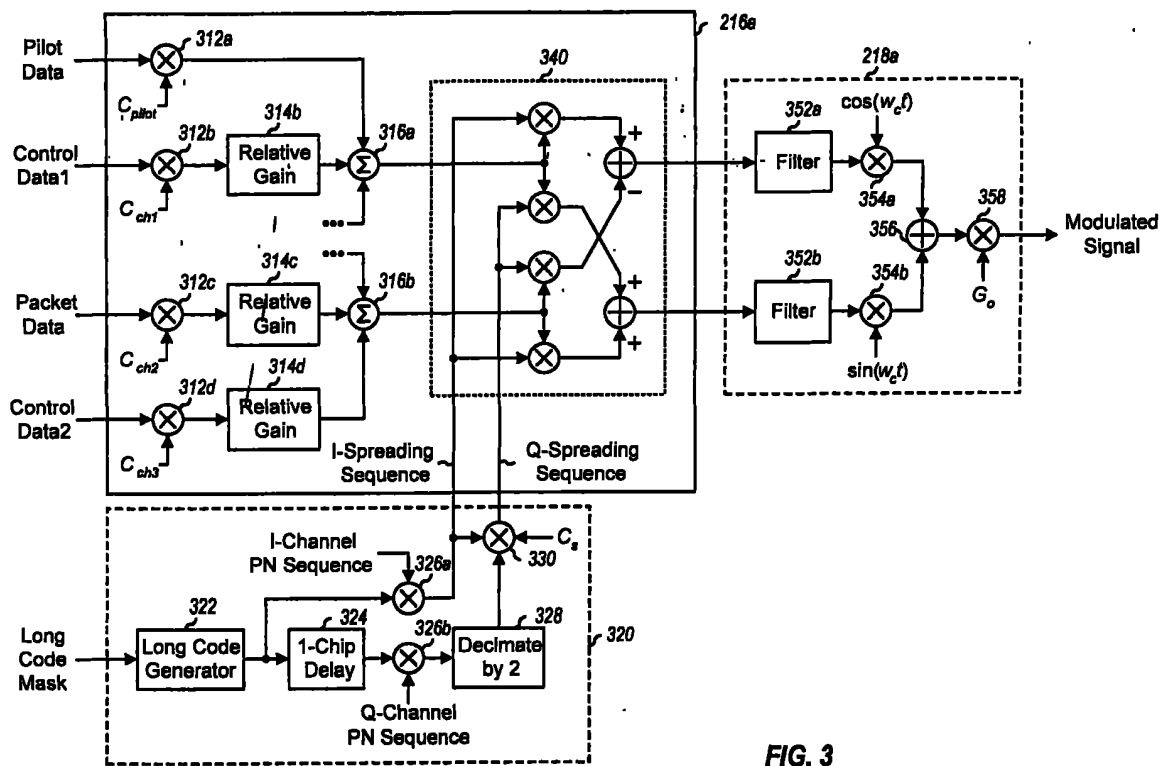


FIG. 3

44

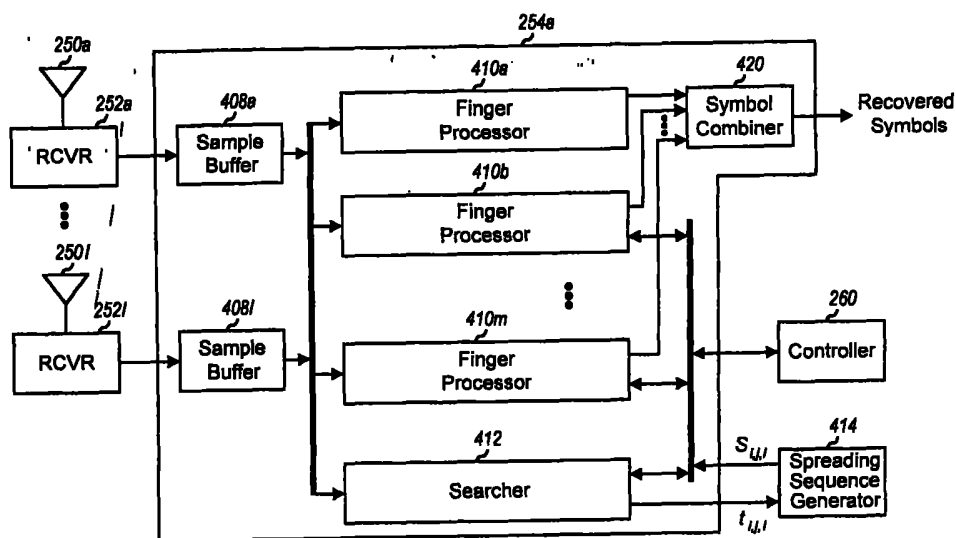


FIG. 4

15

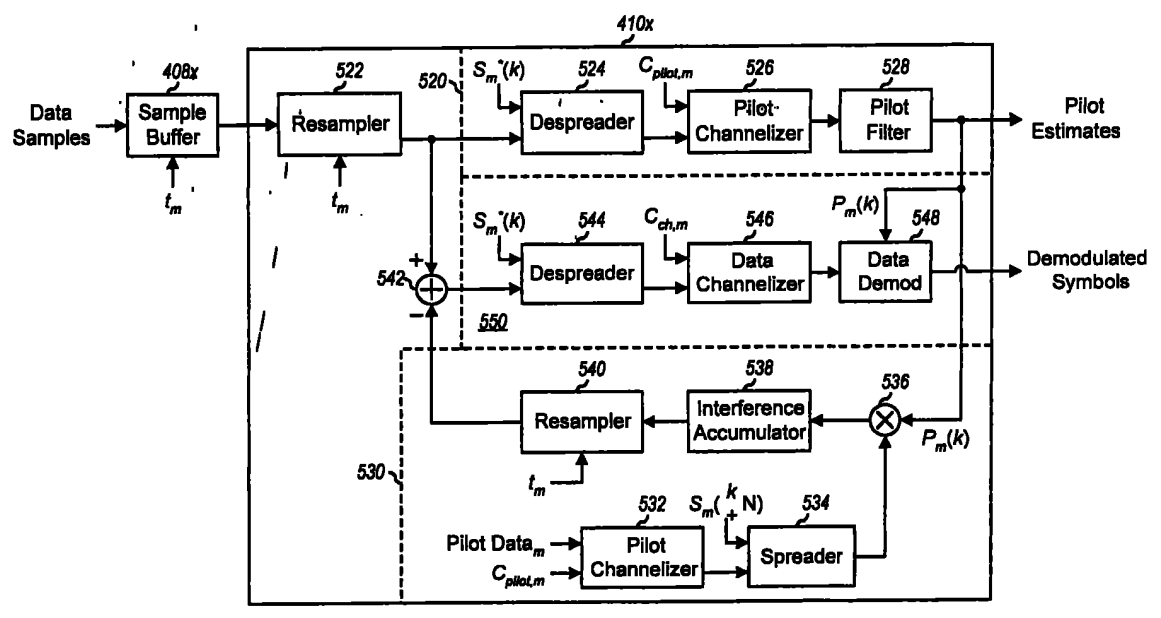


FIG. 5

77

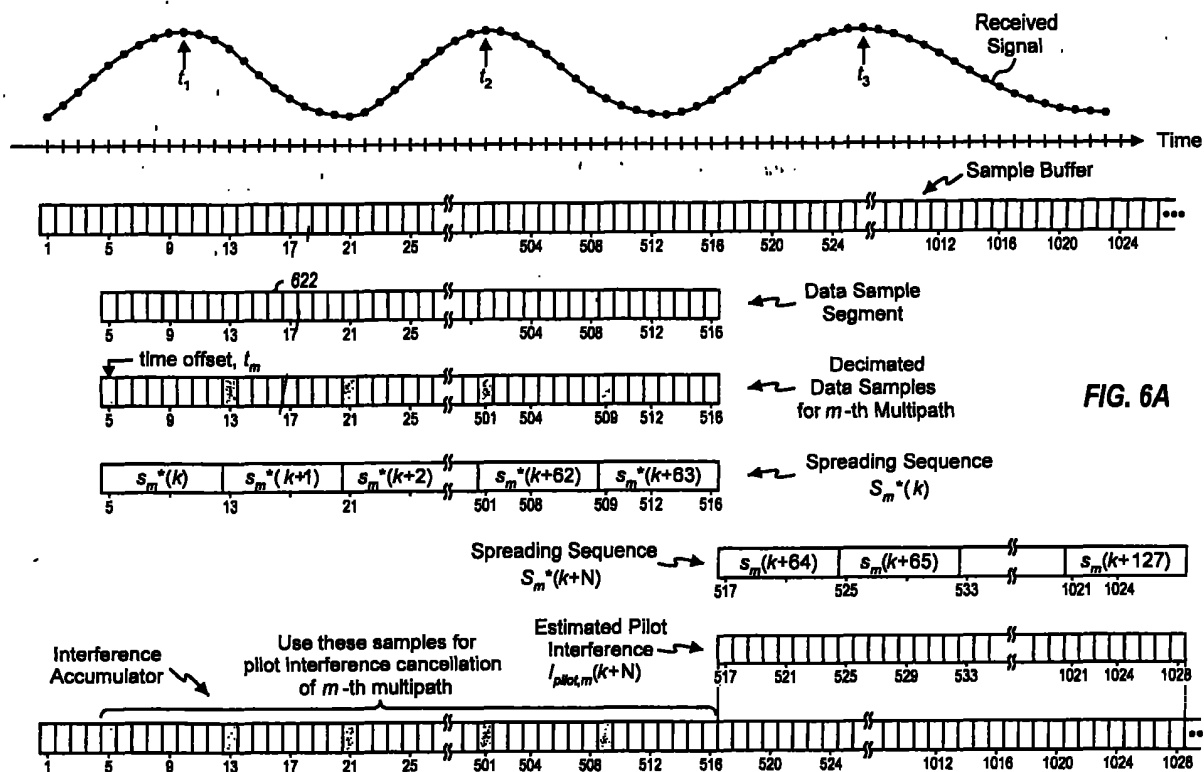


FIG. 6A

6/17

77

Handwritten signature

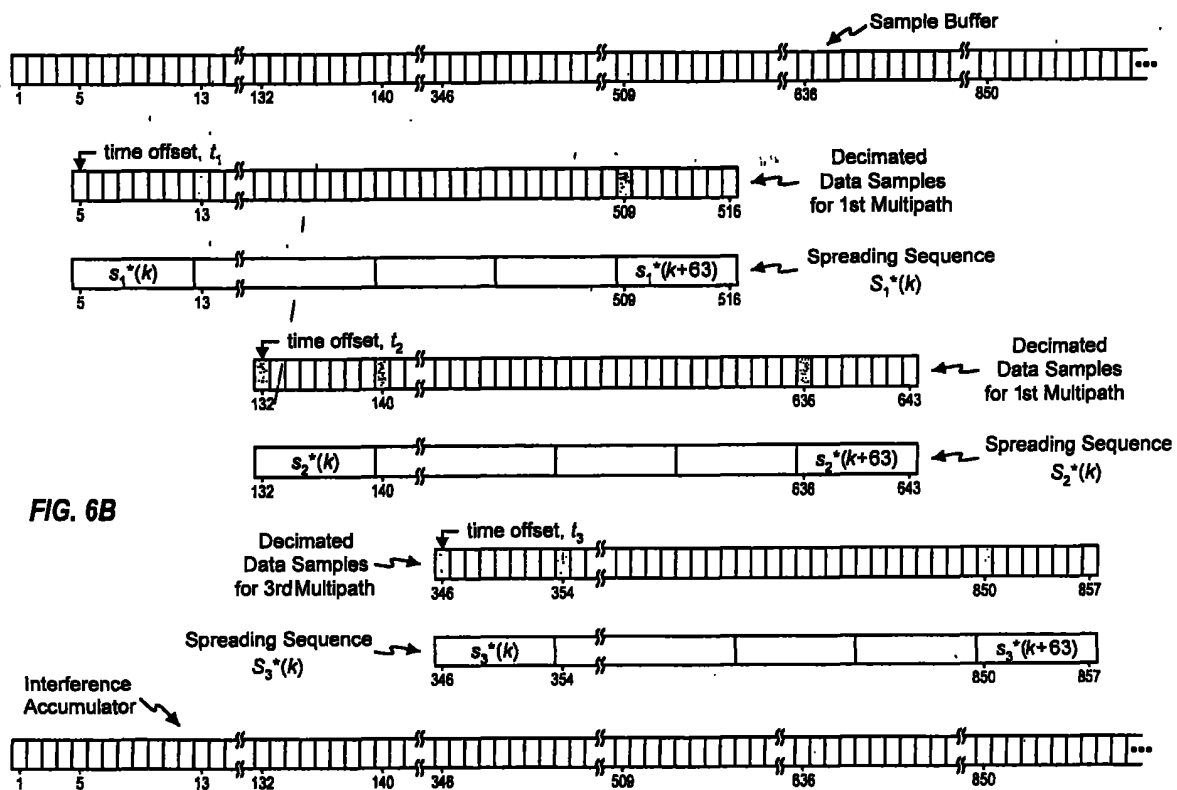


FIG. 6B

8/17

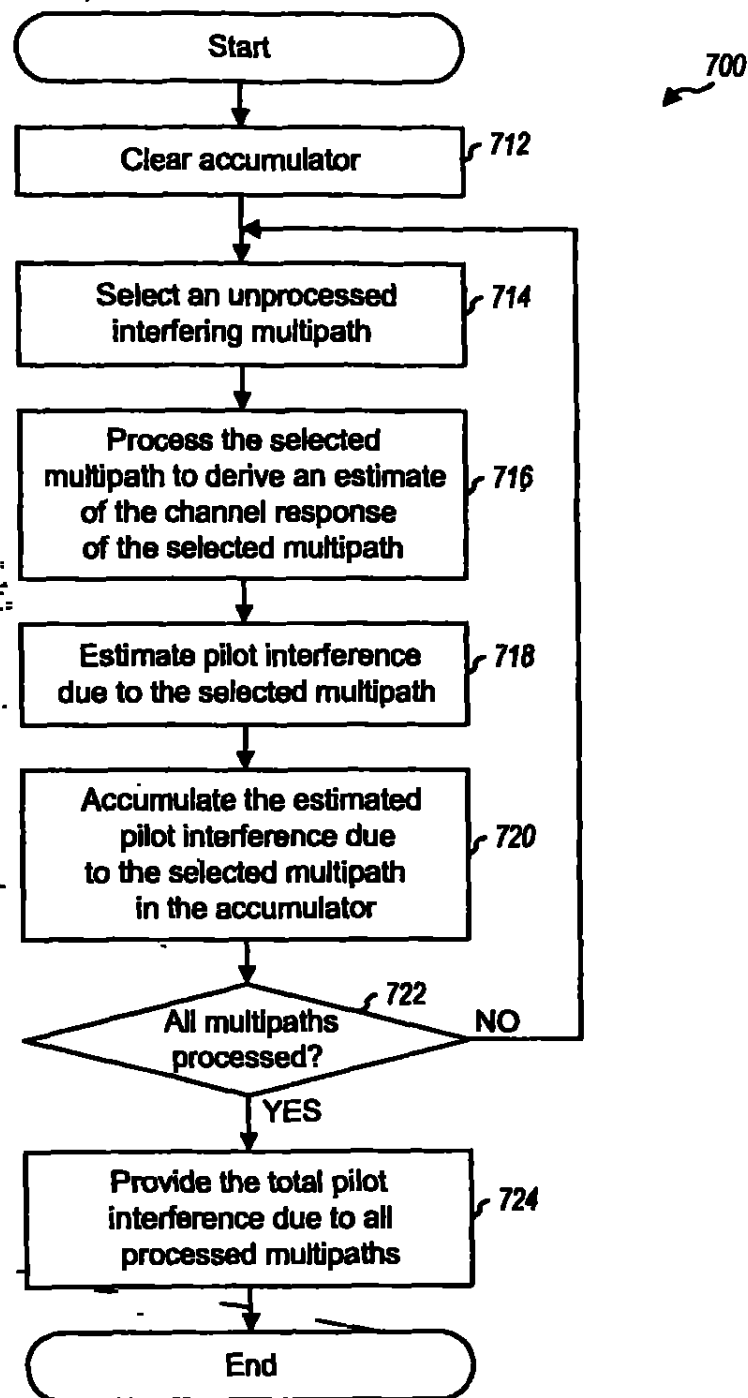


FIG. 7

9/17

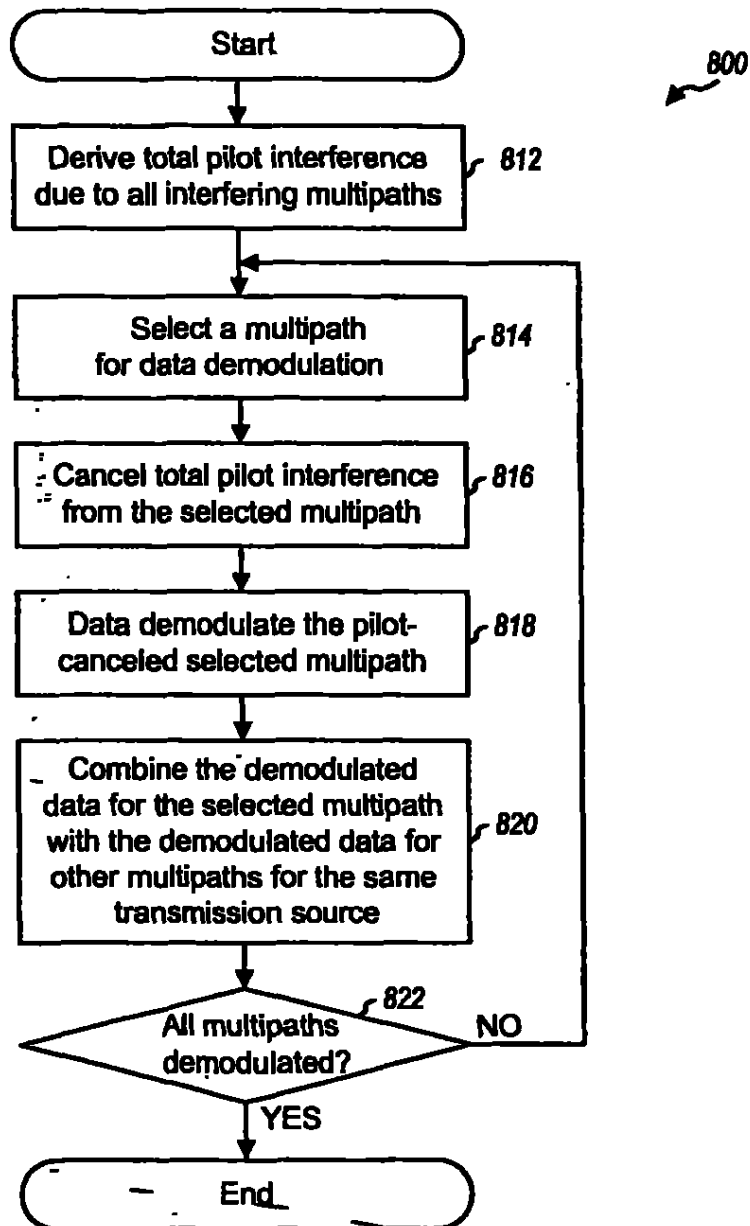


FIG. 8

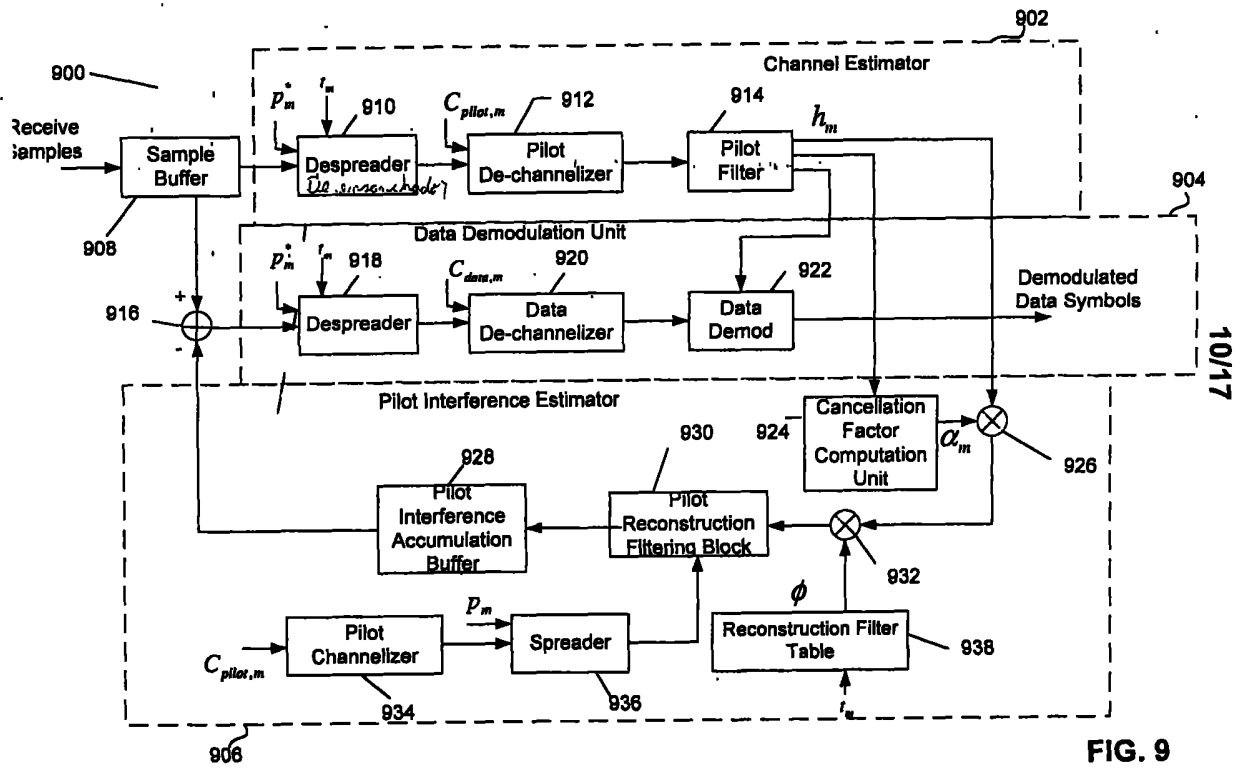


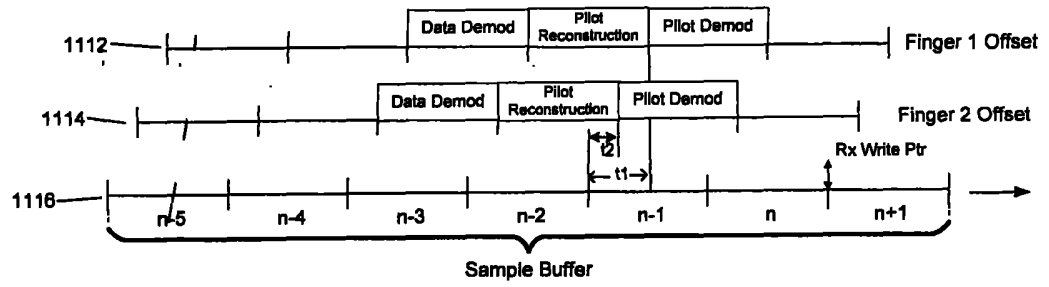
FIG. 9

27

11/17

$X=2048(h_m^2)/(Nt)$	Cancellation factor α_m
0	0
1	0.5
2	0.6667
3	.7500
4	.8000
5	.8333
6	.8571
7	.8750
8	.8889
9	.9000
10	.9091
11	.9167
12	.9231
13	.9286
14	.9333
15	.9375

FIG. 10



Time Snapshot for Segment $n+1$

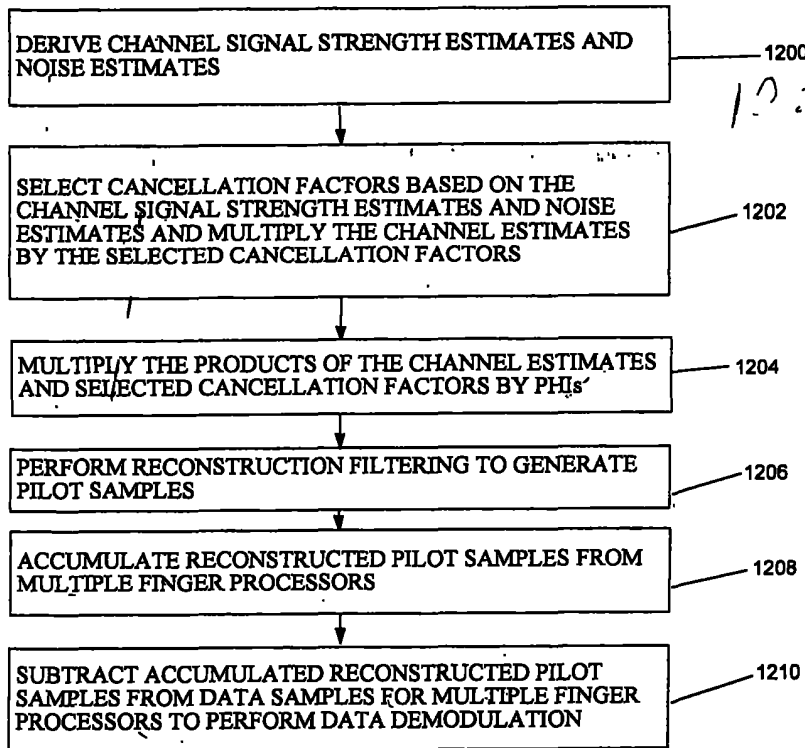
FIG. 11

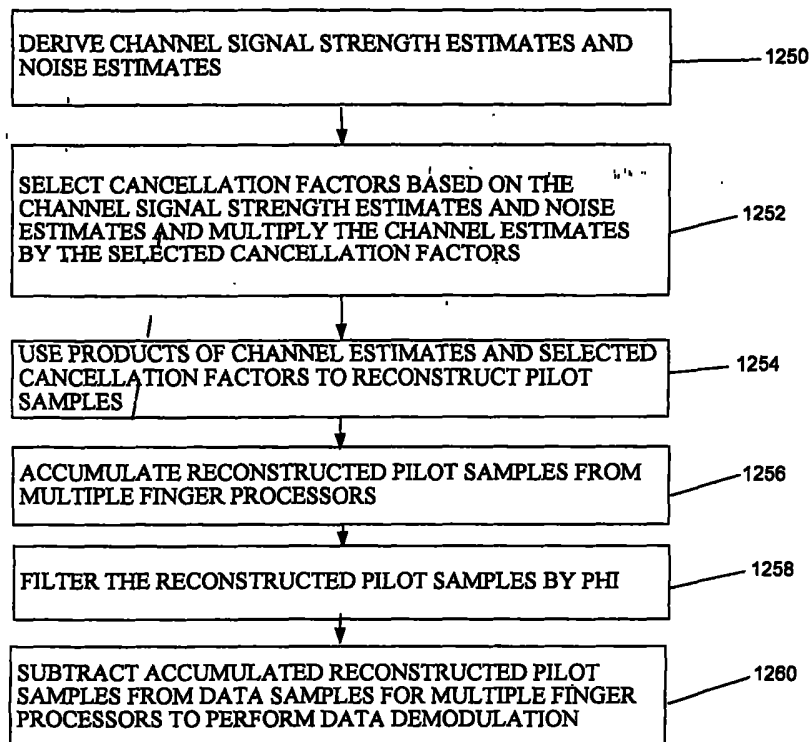
12/17

6/3

Estimados de fuerza de Señal de
canal derivado y estimado de ruidos

54





56

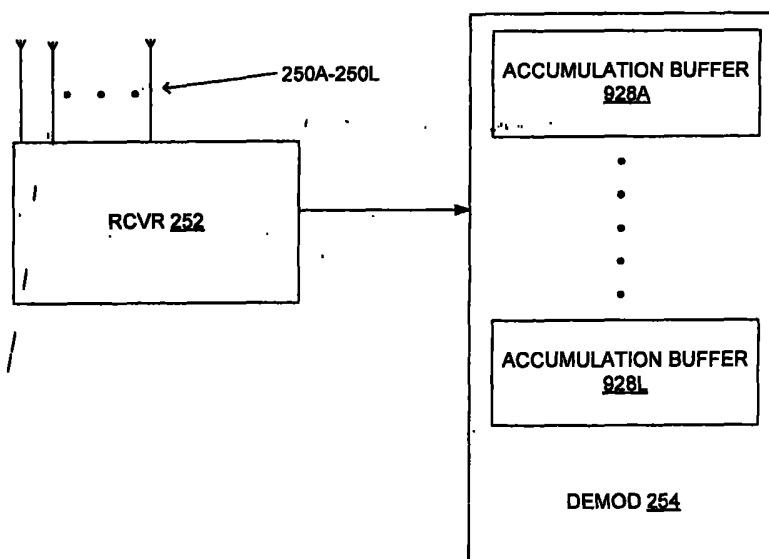


FIG. 13A

57

16/17

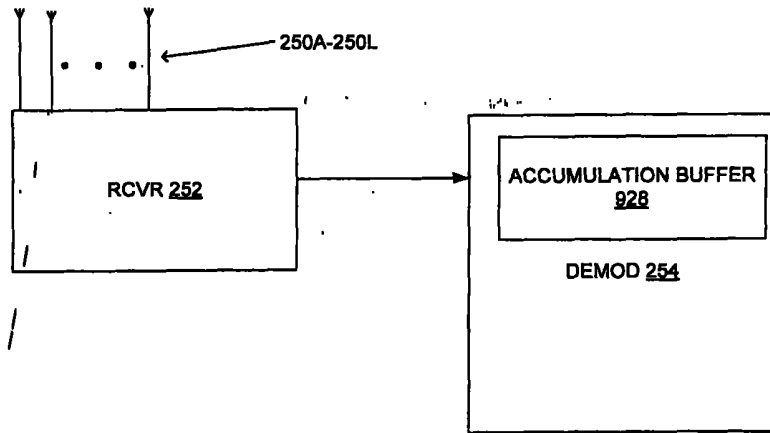


FIG. 13B

57

17/17

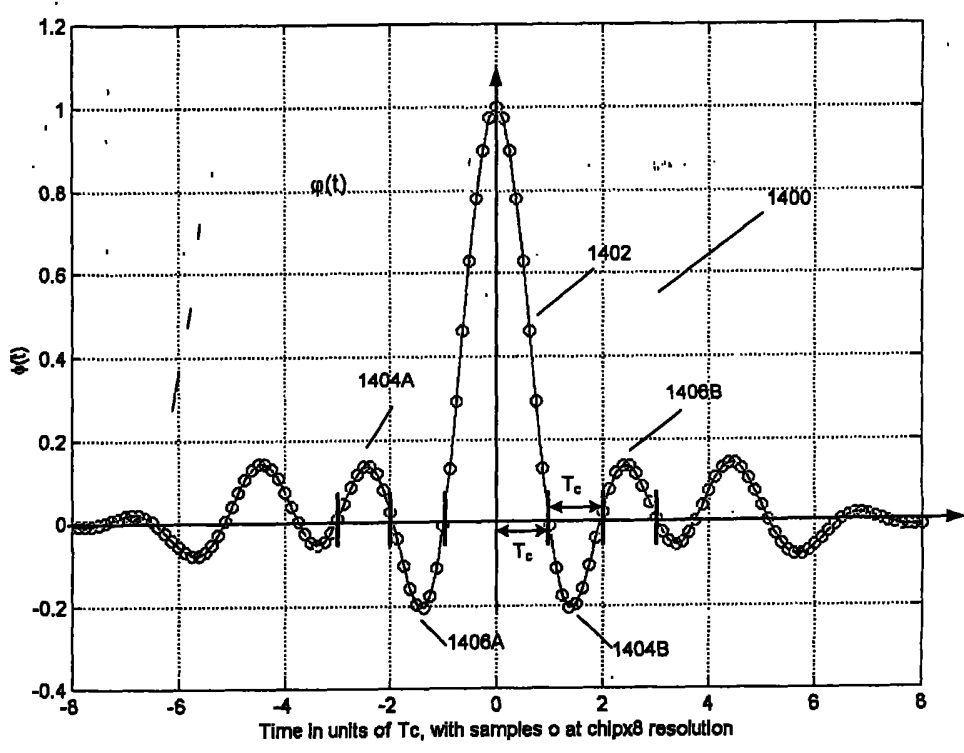


FIG. 14

SP

54
59

MÉTODO Y APARATO PARA CANCELAR LA INTERFERENCIA PILOTO EN
UN SISTEMA DE COMUNICACIÓN INALÁMBRICO

Beneficios de presentaciones anteriores bajo la norma 35 U.S.C. §119

[0001] La presente Solicitud de patente reclama el beneficio de la Solicitud Provisional Número 60/584,527, titulada "MÉTODO Y APARATO PARA CANCELAR LA INTERFERENCIA PILOTO EN UN SISTEMA DE COMUNICACIÓN INALÁMBRICO," presentada en Junio 30, 2004, la cual ha sido asignada o cedida al solicitante de la presente y se incorpora de manera expresa como referencia aquí.

ANTECEDENTES

Campo

[0002] La presente divulgación se relaciona en general con comunicaciones de datos, y más específicamente con técnicas para cancelar la interferencia debido a pilotos en un sistema de comunicación inalámbrico (por ejemplo, CDMA).

Antecedentes

[0003] Los sistemas de comunicación inalámbricos son ampliamente divulgados o desplegados para suministrar diversos tipos de comunicación tal como voz, datos de paquete etcétera. Estos sistemas pueden estar basados en acceso múltiple a división en clave (CDMA), acceso múltiple a división en tiempo

(TDMA), o alguna otra técnica de acceso múltiple. Los sistemas CDMA pueden suministrar ciertas ventajas sobre otros tipos de sistemas, incluyendo la capacidad del sistema incrementada. Un sistema CDMA está típicamente diseñado para implementar uno o más estándares, tales como IS-95, cdma2000, IS-856, W-CDMA, y TS-CDMA, todos conocidos en la técnica.

[0004] En algunos sistemas de comunicación inalámbricos (por ejemplo, CDMA), un piloto puede ser transmitido desde una unidad transmisora (por ejemplo, un terminal) hacia una unidad receptora (por ejemplo, una estación base) para ayudar a la unidad receptora a llevar a cabo un número de funciones. Por ejemplo, el piloto puede ser usado en la unidad receptora para sincronización con la temporización y la frecuencia de la unidad transmisora, la estimación de la respuesta de canal y la calidad del canal de comunicación, de modulación coherente de transmisión de datos, etcétera. El piloto es generado típicamente con base en un patrón de datos conocido (por ejemplo, una secuencia de todos ceros) y usar esquema de procesamiento de señal conocido (por ejemplo, canalizado con un código de canalización particular y distribuida con una secuencia de distribución conocida).

[0005] En enlace inverso en un sistema cdma2000, la secuencia de distribución para cada terminal es generada con base en (1) una secuencia compleja de ruido pseudo-aleatorio (PN) común a todos los terminales y (2) una secuencia de mezclado específica al terminal. De esta manera, los pilotos de terminales diferentes pueden ser identificados por sus secuencias de distribución diferentes. En el enlace directo en los sistemas cdma2000 y IS-95, cada estación base se le asigna un desplazamiento específico de la secuencia PN. De esta

61

manera, los pilotos de estaciones base diferentes pueden ser identificados por sus desplazamientos de PN asignados diferentes.

[0006] En la unidad receptora, un receptor rastrillo es usado frecuentemente para recuperar el piloto transmitido, señalizar, y los datos de tráfico de todas la unidades transmisoras que tienen la comunicación establecida con la unidad receptora. Una señal transmitida desde una unidad transmisora particular puede ser recibida en la unidad receptora mediante trayectos de señal múltiples, y cada instante de señal recibido (o multitrayecto) de fuerza suficiente puede ser demodulado individualmente mediante el receptor de rastrillo. Cada uno de tales multitrayectos es procesado de una manera complementaria a aquel llevado a cabo en la unidad transmisora para recuperar el dato y el piloto recibido mediante este multitrayecto. El piloto recuperado tiene una amplitud y fase determinadas por, e indicados de, la respuesta de canal del multitrayecto. El piloto es usado típicamente para la demodulación coherente de diversos tipos de datos transmitidos juntos con el piloto, los cuales son distorsionados similarmente por o mediante la respuesta de canal. Para cada unidad transmisora, los pilotos para un número de multitrayectos para la unidad transmisora son también usados para combinar símbolos demodulados derivados de estos multitrayectos para obtener símbolos combinados que tiene una calidad mejorada.

[0007] Por el enlace inverso, el piloto de cada terminal de transmisión actúa como interferencia a las señales de todos los otros terminales. Para cada terminal, la interferencia agregada debido a los pilotos transmitidos por todos los otros terminales puede ser un porcentaje grande del total de la interferencia experimentada por este terminal. Esta interferencia piloto puede degradar el

desempeño (por ejemplo, una tasa de error de paquete mayor), y reducir adicionalmente la capacidad de enlace inverso.

[0008] Existe por lo tanto una necesidad de técnicas para cancelar la interferencia debido a los pilotos en un sistema de comunicación inalámbrico (por ejemplo, CDMA).

RESUMEN

[0009] Aspectos de la presente invención suministran técnicas para estimar y cancelar la interferencia piloto en un sistema de comunicación inalámbrico (por ejemplo, CDMA). Una señal recibida directamente influye un número de instancias de señal (es decir, multitrayectos). Para cada multitrayecto a ser demodulado (es decir, cada multitrayecto deseado), los pilotos en todos los multitrayectos son interferencias a los datos en el multitrayecto deseado. Si el piloto es generado con base en un patrón de datos conocido (por ejemplo, una secuencia de de todos ceros) y canalizado con un código de canalización conocido (por ejemplo, un código Walsh de cero), entonces el piloto en un multitrayecto interferidor puede ser estimado como simplemente una secuencia de distribución con una fase correspondiente al tiempo de llegada de ese multitrayecto en la unidad receptora. La interferencia piloto de cada multitrayecto de interferencia puede ser estimada con base en la secuencia de distribución y en un estimado de la respuesta de canal de ese multitrayecto (que puede ser estimado con base en el piloto). La interferencia piloto total debido a un número de multitrayectos de interferencia puede ser derivada y restada de la señal recibida para suministrar una señal de piloto cancelado que tiene la interferencia piloto removida.

[0010] En una modalidad específica, se suministra un método para cancelar la interferencia piloto en una unidad receptora (por ejemplo, una estación base) en un sistema de comunicación inalámbrico (por ejemplo, cdma2000). De acuerdo con el método, una señal recibida que comprende un número de instancias de señal, cada uno de los cuales incluye un piloto, es procesada inicialmente para suministrar muestras de datos. Las muestras de datos son entonces procesadas para derivar un estimado de la interferencia piloto debido a cada uno o más de los instancias de señal (que interfieren), y los estimados de interferencia piloto son luego combinados para derivar la interferencia piloto total. La interferencia piloto total es entonces restada de las muestras de datos para suministrar muestras de datos con piloto cancelado, los cuales son procesadas adicionalmente para derivar los datos demodulados para cada uno de por lo menos un instante de señal (deseada) en la señal recibida.

[0011] La interferencia de piloto debido a cada instante de señal de interferencia puede ser estimada por (1) distribución de las muestras de datos con una secuencia de distribución para el instante de señal, (2) canalizar las muestras distribuidas con un código de canalización piloto para suministrar símbolos piloto, (3) filtrar los símbolos piloto para suministrar una respuesta de canal estimada del instante de señal, y (4) multiplicar la secuencia de distribución para el instante de señal con la respuesta de canal estimada para suministrar la interferencia piloto estimada. La demodulación de datos para cada uno de los multirayectos deseados puede llevarse a cabo mediante (1) distribuir las muestras de datos de piloto cancelado con la secuencia de distribución para el instante de señal, (2) canalizar las muestras distribuidas con un código de canalización de datos para suministrar símbolos de datos, y (3) demodular los símbolos de datos para suministrar datos demodulados para el instante de señal. Para un desempeño

mejorado, la estimación de piloto y su cancelación pueden llevarse a cabo a una tasa de muestra que es mayor que la tasa del chip PN.

[0012] Otro sistema y método para la cancelación de interferencia piloto puede comprender determinar un estimado de canal y un estimado de ruido de un multitrayecto, seleccionar un factor de cancelación con base en el estimado de canal del multitrayecto y el estimado de ruido del multitrayecto, multiplicar el estimado de canal por el factor de cancelación seleccionado, multiplicar el producto del estimado de canal y el factor de cancelación por una convolución pre-computarizada de un pulso de transmisión y un filtro de recepción, llevar a cabo una convolución de una señal piloto distribuida (por ejemplo, una secuencia PN) y un filtro pesado (es decir, el producto del estimado de canal, factor de cancelación y convolución pre-computarizada) para reconstruir las muestras piloto, acumular las muestras piloto reconstruidas de procesadores de múltiples dedos y sustraer las muestras piloto reconstruidas acumuladas de las muestras de datos para llevar a cabo la demodulación de datos. El orden de estos procesos puede variar.

[0013] Diversos aspectos, modalidades, y rasgos de la invención serán descritos en mayor detalle en seguida.

BREVE DESCRIPCIÓN DE LOS DIBUJOS

[0014] Los rasgos, naturaleza, y ventajas de la presente invención serán más evidentes a partir de la descripción detallada establecida más adelante tomada en conjunto con los dibujos en los cuales caracteres de referencia similares son identificados correspondientemente durante toda la descripción y en donde:

[0015] La Figura 1 es un diagrama de un sistema de comunicación inalámbrico;

[0016] La Figura 2 es un diagrama de bloque simplificado de una modalidad de una estación base y un terminal;

[0017] La Figura 3 es un diagrama de bloque de una modalidad de un modulador para enlace inverso en cdma2000;

[0018] La Figura 4 es un diagrama de bloque de una modalidad de de un receptor de rastrillo;

[0019] La Figura 5 es un diagrama de bloque de una modalidad específica de un procesador de dedo dentro del receptor de rastrillo, que es capaz de estimar y cancelar la interferencia piloto en adición a llevar a cabo la demodulación de datos;

[0020] Las Figuras 6A y 6B son diagramas que ilustran gráficamente el procesamiento de las muestras de datos para derivar estimados de la interferencia piloto, de acuerdo con una modalidad;

[0021] La Figura 7 es un diagrama de flujo de una modalidad de un proceso para derivar la interferencia piloto total para un número de multitrayectos;

[0022] La Figura 8 es un diagrama de flujo de una modalidad de un proceso para demodular datos de un número de multitrayectos con la cancelación de la interferencia piloto;

[0023] La Figura 9 es un diagrama de bloque de una memoria de muestras y otra modalidad de un procesador de dedo dentro de un receptor de rastrillo, tal como el receptor rastrillo en La Figura 4;

[0024] La Figura 10 es un ejemplo de una tabla de búsqueda que puede ser usada por el procesador de dedo de la Figura 9;

[0025] La Figura 11 muestra un ejemplos de un instante de tiempo para dos procesadores dedo similares al procesador dedo de la Figura 9;

[0026] La Figura 12A es un diagrama de flujo de otra modalidad de un proceso para derivar la interferencia piloto acumulada para un número de multitrayectos;

[0027] La Figura 12B es un diagrama de flujo de todavía otra modalidad de un proceso para derivar la interferencia piloto acumulada para un número de multitrayectos;

[0028] La Figura 13 A es un diagrama de bloque de un receptor con una pluralidad de antenas y un demodulador con una pluralidad de memorias de acumulación de interferencia;

[0029] La Figura 13B es un diagrama de bloque de un receptor con una pluralidad de antenas y un demodulador con una memoria de acumulación de interferencia única; y

[0030] La Figura 14 ilustra un ejemplo de una convolución de un pulso transmitido suministrado por el filtro de transmisión de la Figura 3 y un filtro de recepción en el receptor de la Figura 2.

DESCRIPCIÓN DETALLADA

[0031] Una señal transmitida desde un terminal puede alcanzar una estación base por vía de uno o múltiples trayectos de señal. Estos trayectos de señal pueden incluir un trayecto recto (por ejemplo, trayecto de señal 110a) y trayectos reflejados (por ejemplo, trayecto de señal 110b). Un trayecto reflejado es creado cuando la señal transmitida es reflejada por una fuente de reflexión y llega a la estación base por vía de un trayecto diferente al de un trayecto recto. Las fuentes de reflexión son típicamente artefactos en el ambiente en el cual el terminal esta operando (por ejemplo, edificios, árboles, o algunas otras estructuras). La señal recibida por cada antena en la estación base puede por lo tanto comprender un número de instancias de señal (o multitrayectos) desde uno o más terminales.

[0032] En el sistema 100, un controlador de sistema 102 (que también se llama frecuentemente como un controlador de estación base (BSC)) acopla a las estaciones base 104, suministra la coordinación y el control para las estaciones base acopladas a este, y controla adicionalmente el enrutamiento de las llamadas a los terminales 106 por vía de las estaciones base acopladas. El controlador de sistema 102 puede acoplarse adicionalmente a una red telefónica conmutada pública (PSTN) vía un centro de conmutación móvil (MSC), y a una red de datos de paquete por vía de un nodo servidor de datos de paquete (PDSN), que no son mostrados en la Figura 1. El sistema 100 puede ser designado para soportar uno o

más estándares CDMA, tales como IS-95, CDMA2000, CDMA 2000, 1xEV-DV, CDMA 2000 1xEV-DO (IS-856,), WCDMA, TD-SCDMA, TS-CDMA, o algunos otros estándares CDMA, o una combinación de ellos.

[0033] Diversos aspectos y modalidades de la presente descripción pueden ser aplicados para enlaces directos en inversos en varios sistemas de comunicación inalámbricos. Para la claridad, las técnicas de cancelación de interferencia piloto son descritas específicamente para el enlace inverso en un sistema cdma2000.

[0034] La Figura 2 es un diagrama de bloque simplificado de una modalidad de estación base 104 y terminal 106. Por en enlace inverso, en el terminal 106, un procesador de datos de transmisión (TX) 214 recibe diversos tipos de "tráfico" tal como datos específicos de usuario desde una fuente de datos 212, mensajes, etcétera. El procesador de datos TX 214 formatea y codifica los diferentes tipos de tráfico con base en uno o más esquemas de codificación para suministrar datos codificados. Cada esquema de codificación puede incluir cualquier combinación de verificación de redundancia cíclica (CRC), convolucional, Turbo, bloque, u otras codificaciones, o no codificarla. La intercalación es aplicada comúnmente cuando los códigos de corrección de error son usados para combatir el desvanecimiento. Otros esquemas de codificación pueden incluir solicitud de repetición automática (ARQ), ARQ híbrida, y técnica de repetición redundantes incrementales. Típicamente, los tipos diferentes de tráfico son codificados usando esquemas de codificación diferentes. Un modulador (MOD) 216 recibe entonces los datos piloto y los datos codificados del procesados de datos TX 214, y procesa adicionalmente los datos recibidos para generar datos modulados.

[0035] La Figura 3 es un diagrama de bloque de una modalidad de un modulador 216a, que puede ser usado para el modulador 216 en la Figura 2. Para el enlace inverso en el cdma2000, el procesamiento mediante el modulador 216a incluye cubrir el dato para cada uno de un número de canales de código (por ejemplo, tráfico, sincronización, radio-búsqueda, y canales piloto) con un código Walsh respectivo, C_{chx} , mediante un multiplicador 312 para canalizar los datos específicos a usuario (datos de paquete), mensajes (datos de control), y datos de piloto sobre sus canales de código respectivos. El dato canalizado para cada canal de código puede ser amplificado con una ganancia respectiva, G_i , mediante una unidad 314 para controlar la potencia de transmisión relativa de los canales de código. El dato amplificado para todos los canales de código para el trayecto en fase (I) es entonces sumado mediante un sumador 316a para suministrar el dato de canal I, y el dato amplificado para todos los canales de código para el trayecto de cuadratura (Q) es sumado por un sumador 316b para suministrar el dato de canal Q.

[0036] La Figura 3 muestra también una modalidad de un generador de secuencia de distribución 320 para el enlace inverso en cdma2000. Dentro del generador 320, un generador de código largo 322 recibe una máscara de código largo asignada al terminal y genera una secuencia de ruido pseudo-aleatoria larga (PN) con una fase determinada para una fase de código largo. La secuencia PN larga es entonces multiplicada con una secuencia PN de canal I por un multiplicador 326a para generar una secuencia de distribución I. La secuencia PN larga es también retardada mediante un elemento retardador 324, multiplicada con una secuencia PN de canal Q por un multiplicador 326b, decimaza por un factor de dos por el elemento 328, y cubierta por un código Walsh ($C_s = \pm 1$) y distribuida adicionalmente con la secuencia de distribución I por un multiplicador 330 para

30

generar una secuencia de distribución Q. Las secuencias PN de canal I de canal Q forman una secuencia compleja PN corta usada por todos los terminales. Las secuencias de distribución I y Q forman la secuencia compleja de distribución, S_k , que es específica al terminal.

[0037] Dentro del modulador 216a, el dato de canal I y el dato de canal Q ($D_{chl} + jD_{chQ}$) son distribuidos con la secuencias de distribución I y Q ($S_{kI} + jS_{kQ}$), mediante una operación de multiplicación compleja llevada a cabo por un multiplicador 340, para generar el dato de distribuido I y el dato distribuido Q ($D_{spi} + jD_{spQ}$). La operación de distribución compleja puede ser expresada como sigue:

$$\begin{aligned} D_{spi} + jD_{spQ} &= (D_{chl} + jD_{chQ}) \cdot (S_{kI} + jS_{kQ}) , \\ &= (D_{chl}S_{kI} - D_{chQ}S_{kQ}) + j(D_{chl}S_{kQ} + D_{chQ}S_{kI}) . \end{aligned} \quad \text{Eq (1)}$$

[0038] El dato distribuido I y Q comprende el dato modulado suministrado por el modulador 216a.

[0039] El dato modulado es entonces suministrado a un transmisor (TMTR) 218a y acondicionado. El transmisor 218a es una modalidad de transmisor 218 de la Figura 2. El acondicionamiento de la señal incluye filtrar el dato distribuido I y Q con los filtros 352a y 352b, respectivamente, y reconvertir el dato filtrado I y Q con $\cos(w_c t)$ y $\sin(w_c t)$, respectivamente, mediante los multiplicadores 354a y 354b. Los componentes de I y Q de los multiplicadores 354a y 354b son entonces sumados mediante un sumador 356 y amplificados adicionalmente con una ganancia, G_o , mediante un multiplicador 358 para generar una señal modulada de enlace inverso.

[0040] Refiriéndonos de nuevo a la Figura 2, la señal modulada de enlace inverso es entonces transmitida mediante una antena 220 por un enlace de comunicación inalámbrico a una o más estaciones base.

[0041] En la estación base 104, las señales moduladas de enlace inverso de un número de terminales son recibidas por cada una o más de las antenas 250. Las antenas múltiples 250 pueden ser usadas para suministrar diversidad espacial contra efectos de trayectos dañinos tales como el desvanecimiento. Como un ejemplo, para una estación base que soporta tres sectores, se pueden usar dos antenas para cada sector y la estación base puede entonces incluir seis antenas. Cualquier número de antenas puede por lo tanto ser empleada en la estación base.

[0042] Cada señal recibida es suministrada a un receptor respectivo (RCVR) 252, en cual condiciona (por ejemplo, filtra, amplifica, y convierte) y digitaliza la señal recibida para suministrar muestras de datos para esa señal recibida. Cada señal recibida puede incluir uno o más instancias de señal (es decir, multitrayectos) para cada uno de un número de terminales.

[0043] Un demodulador (DEMOD) 254 entonces recibe y procesa las muestras de datos para todas las señales recibidas para suministrar símbolos recuperados. Para el cdma2000, el procesamiento por el demodulador 254 para recuperar una transmisión de datos de un terminal particular incluyen (1) distribuir las muestras de datos con la misma secuencia de distribución usada para distribuir el dato en el terminal, (2) canalizar las muestras distribuidas para aislar o canalizar el dato recibido y el piloto sobre sus canales de código respectivos, y (3) demodular coherentemente el dato canalizado con un piloto recuperado para suministrar un

dato demodulado. El demodulador 254 puede implementar un receptor de rastrillo que puede procesar instancias de señal múltiples para cada uno de un número de terminales, como se describe más adelante.

[0044] Un procesador de datos recibidos (RX) 256 recibe entonces y decodifica el dato demodulado para cada terminal para recuperar el dato específico usuario y los mensajes transmitidos por el terminal por el enlace inverso. El procesamiento para el demodulador 254 y el procesador de datos RX 256 es complementario a aquel llevado a cabo por el modulador 216 y el procesador de datos TX 214, respectivamente, en el terminal.

[0045] La Figura 4 es un diagrama de bloque de una modalidad de un receptor de rastrillo 254a, que es capaz de recibir y demodular las señales moduladas por canal inverso de un número de terminal 106. El receptor de rastrillo 254a incluye una o más memorias de muestra (L) 408, uno o más procesadores de dedo (M) 410, un buscador 412, y un combinador de símbolo 420. La modalidad en la Figura 4 muestra todos los procesadores de dedo 410 acoplados al mismo combinador de símbolo 420. En algunas configuraciones, puede haber un número grande de procesadores de dedo 410, tal como los procesadores de dedo 256.

[0046] Debido al ambiente multitrayecto, la señal modulada por enlace inverso transmitida desde cada terminal 106 puede llegar a la estación base 104 por vía un número de trayecto de señal (como se muestra en la Figura 1), y la señal recibida para cada antena de la estación base típicamente comprende una combinación de instancias diferentes de la señal modulada de enlace inverso de cada uno de un número de los terminales. Cada instante de señal (o multitrayecto)

en una señal recibida esta asociado típicamente con una magnitud, fase, y tiempo de llegada particular (es decir, un retardo de tiempo o desplazamiento de tiempo relativo al tiempo del sistema CDMA). Si la diferencia entre los tiempos de llegada de los multitrayectos es más que una chip PN en la estación base, entonces cada señal recibida, $y_l(t)$, es la entrada a un receptor respectivo 252 puede ser expresada como:

$$y_l(t) = \sum_j \sum_i p_{i,j,l}(t) x_j(t - \hat{t}_{i,j,l}) + n(t) , \quad \text{Eq (2)}$$

en donde

$x_j(t)$ es la señal modulada por enlace inverso j -ésima transmitida por el terminal j -ésima;

$\hat{t}_{i,j,l}$ es el tiempo de llegada, en la l -ésima antena del i -ésimo multitrayecto con relación al tiempo de la j -ésimo señal modulada de enlace inverso, $x_j(t)$, transmitida;

$p_{i,j,l}(t)$ representa la ganancia y fase del canal para el i -ésimo multitrayecto para el j -ésimo terminal en la l -ésima antena, y es una función del proceso de desvanecimiento;

$\sum_j$ es la sumatoria para todas las señales moduladas de enlace inverso en la l -ésima señal recibida;

$\sum_i$ es la sumatoria para todos los multitrayectos de cada señal modulada de enlace inverso en la i -ésima señal recibida; y

$n(t)$ representa el ruido de canal evaluado real en la RF más el ruido de receptor interno.

[0047] Cada receptor 252 amplifica y convierte la frecuencia de una señal recibida respectiva, $y_i(t)$, y filtra adicionalmente la señal con un filtro de recepción que es típicamente emparejado al filtro de transmisión (por ejemplo, el filtro 352) usado en el terminal para suministrar una señal condicionada. Cada unidad receptora 252 digitaliza entonces la señal condicionada para suministrar un flujo o una corriente respectiva de muestras de datos, que es entonces suministrada a una memoria de muestra respectiva 408.

[0048] Cada memoria de muestra 408 almacena las muestras de datos recibidas y suministra adicionalmente las muestras de datos apropiadas a las unidades de procesamiento apropiadas (por ejemplo, procesadores de dedo 410 y/o buscador 412) en el tiempo apropiado. En un diseño, cada memoria 408 suministra las muestras de datos al conjunto respectivo de procesadores de dedo asignados para procesar los multitrayectos en la señal recibida asociada con la memoria. En otro diseño, un número de memorias 408 suministra muestras de datos (por ejemplo, de una manera multiplexada por división de tiempo) a un procesador de dedo particular que tiene la capacidad para procesar un número de multitrayectos de una manera multiplexada por división de tiempo. Las memorias de muestra 408a a 408f pueden también ser implementados como una memoria única de tamaño y velocidad apropiadas.

[0049] El buscador 412 es usado para buscar multitrayectos fuertes en la señales recibidas y para suministrar una indicación de la fuerza y temporización de cada multitrayecto encontrado que cumpla con un conjunto de criterios. El buscador de multitrayectos de un terminal particular se lleva a cabo típicamente mediante correlacionar las muestras de datos para cada señal recibida con la secuencia de distribución del terminal, generada localmente en diversos circuitos integrados o desplazamientos de sub-circuitos (o fases). Debido a la naturaleza pseudo-aleatoria de la secuencia de distribución, la correlación de las muestras de datos con la secuencia de distribución debería ser baja, excepto cuando la fase de la secuencia de distribución generada localmente esta alineada en tiempo con aquella de un multitrayecto, en cuyo caso la correlación resulta en un valor alto.

[0050] Para cada señal modulada por enlace inverso, $x_f(t)$, el buscador 412 puede suministrar un conjunto de uno o más de desplazamientos de tiempo, $t_{i,j,k}$, para un conjunto de uno o más multitrayectos encontrado para aquella señal modulada de enlace inverso (posiblemente junto con la fuerza de la señal de cada multitrayecto encontrado). Los desplazamientos de tiempo, $t_{i,j,k}$, suministrados por el buscador 412 son relativos a la temporización de la estación base o el tiempo del sistema CDMA, y son relacionados con los desplazamientos de tiempo, $\hat{t}_{i,j,k}$, mostrado en la ecuación (2) que son relativos al tiempo de la transmisión de la señal.

[0051] El buscador 412 puede estar diseñado con una o múltiples unidades buscadoras, cada una de las cuales puede estar diseñada para buscar multitrayectos sobre una ventana de búsqueda respectiva. Cada ventana de búsqueda incluye unos rasgos de fases de secuencia de distribución que deben ser buscadas. Las unidades buscadoras pueden ser ubicadas en paralelo para

acelerar la operación de búsqueda. Adicional o alternativamente, el buscador 412 puede ser operado a una tasa de reloj alta para acelerar la operación de búsqueda. El buscador y la búsqueda se describen en mayor detalle en las Patentes Estadounidenses números 5,805,648, 5,781,543, 5,764,687, y 5,644,591.

[0052] Cada procesador de dedo 410 puede entonces ser asignado para procesar un conjunto respectivo de uno o más multitrayectos de interés (por ejemplo, multitrayectos de suficiente fuerza, según se determinó por el controlador 260 con base en la información de la fuerza de señal suministrada por el buscador 412). Cada procesador de dedo 410 recibe entonces, para cada multitrayecto asignado, lo siguiente: (1) muestras de datos para la señal recibida que incluye el multitrayecto asignado, (2) cada uno de los desplazamientos de tiempo, $t_{i,j,l}$, del multitrayecto asignado o una secuencia de distribución, $S_{i,j,l}$, con una fase correspondiente al desplazamiento de tiempo, $t_{i,j,l}$ (que puede ser generada por un generador de secuencia de distribución 414), y (3) el código de canalización (por ejemplo, el código Walsh) para que el canal de código sea recuperado. Cada procesador de dedo 410 entonces procesa las muestras de datos recibidos y suministra datos demodulados para cada multitrayecto asignado. Al procesamiento mediante el procesador de dedo 410 se describe en mayor detalle más adelante.

[0053] El combinador de símbolo 420 recibe y combina el dato demodulado (es decir, los símbolos demodulados) para cada terminal. En particular, el combinador de símbolo 420 recibe los símbolos demodulados para todos los multitrayectos asignados para cada terminal y, dependiendo del diseño de los procesadores de dedo, puede alinear en tiempo (o poner en fase) los símbolos

para tener en cuenta las diferencias en los desplazamientos de tiempo de los multitrayectos asignados. El combinador de símbolo 420 combina entonces los símbolos demodulados alineados en tiempo para cada terminal para suministrar símbolos recuperados del terminal. Los combinadores de símbolos múltiples pueden ser suministrados para combinar de manera concurrente símbolos de terminales múltiples. Los símbolos recuperados para cada terminal son entonces suministrados al procesador RX 256 y decodificados.

[0054] El procesamiento de los multitrayectos pueden llevarse a cabo con base en diversos diseños demoduladores. En un primer diseño demodulador, un procesador de dedo es asignado para procesar un número de multitrayectos en una señal recibida. En este diseño, las muestras de datos de las memorias de muestra pueden ser procesadas en "segmentos" que cubren una duración de tiempo particular (es decir, un número particular de circuitos PN) e iniciar en algunos límites de tiempo definidos. En un segundo diseño demodulador, para procesares múltiples de dedo son asignados para procesar multitrayectos múltiples en la señal recibida. Diversos aspectos y modalidades son descritos para el primer diseño de demodulador.

[0055] La cancelación de la interferencia piloto puede también llevarse a cabo con base en diversos esquemas. En un primer esquema de cancelación de interferencia piloto que es basada en un primer diseño demodulador, la respuesta de canal de un multitrayecto particular es estimada con base en un segmento de muestras de datos, y en la respuesta de canal estimada es entonces usada para derivar un estimado de la interferencia piloto debida a este multitrayecto para el mismo segmento. Este esquema puede suministrar una cancelación de interferencia piloto mejorada. Sin embargo, este esquema también introduce

retardos de procesamiento adicionales en la demodulación de datos para el multitrayecto ya que el segmento de las muestras de datos es procesado primeramente para estimar y cancelar la interferencia piloto antes que se pueda proceder con la demodulación del dato en el mismo segmento.

[0056] En un segundo esquema de cancelación de interferencia piloto que esta también basado en el primer diseño de demodulador, la respuesta de canal de un multitrayecto particular es estimada con base en un segmento de muestras de datos, y la respuesta de canal estimada es entonces usada para derivar un derivado de la interferencia piloto debida a este multitrayecto para el siguiente segmento. Este esquema puede ser usado para reducir (o posiblemente para eliminar) los retardos de procesamiento adicionales en la demodulación de datos resultante de la estimación de la interferencia piloto y la cancelación esta. Sin embargo, ya que las condiciones del enlace se pueden cambiar continuamente durante el tiempo, los retardos de tiempo entre los segmentos actual y siguiente deberían mantenerse lo suficientemente cortos de modo que el estimado de respuesta de canal para el segmento actual todavía sea preciso en el segmento siguiente. Para claridad, la estimación y cancelación de la interferencia piloto se describen más adelante para el segundo esquema.

[0057] La Figura 5 es un diagrama de bloque de una modalidad específica de un procesador de dedo 410x, que es capaz de estimar y cancelar la interferencia piloto en adición a llevar a cabo la demodulación de datos. El procesador de dedo 410x puede ser usado cada procesador de dedo 410 en el receptor de rastrillo 254a mostrado en la Figura 4. En la siguiente descripción, la Figura 5 muestra los elementos de procesamiento y las Figuras 6A y 6B

gráficamente muestran la temporización para la estimación y cancelación de la interferencia piloto.

[0058] El procesador de dedo 410x es asignado para demodular uno o más multitrayectos "deseados" en una señal recibida particular. La memoria de muestra 408x almacena las muestras de datos para la señal recibida que incluye los multitrayectos asignados a el procesador de dedo 410x. La memoria 408x suministra entonces las muestras de datos apropiadas (en segmentos) al procesador de dedo cuando y a medida que se requiera. En la modalidad mostrada en la Figura 5, el procesador de dedo 410x incluye un remuestreador 522, un estimador de piloto 520 (o estimador de canal), un sumador 542, una unidad de demodulación de datos 550, y un estimador de interferencia piloto 530.

[0059] Para cada multitrayecto deseado que va a ser demodulado por el procesador de dedo 410x, el dato en todos los otros multitrayectos y pilotos en todos los multitrayectos en la misma señal recibida actúan como interferencia para este multitrayecto. Ya que el piloto es generado con base en un patrón de datos conocido (por ejemplo, típicamente una secuencia de todos ceros) y procesado de una manera conocida, los pilotos en los multitrayectos "que interfieren" pueden ser estimados y removidos del multitrayecto deseado para mejorar la calidad de señal del componente de datos en el multitrayecto. El procesador de dedo 410x es capaz de estimar y cancelar al interferencia piloto debida a un número de multitrayectos encontrados en la señal recibida, incluyendo el piloto del multitrayecto deseado, como se describe más adelante.

[0060] En una modalidad, la estimación y cancelación de la interferencia piloto y la demodulación del dato se llevan a cabo en "ráfagas". Para cada ráfaga (es decir, cada ciclo de procesamiento), un segmento de muestras de datos para un número particular de chips PN son procesados para estimar la interferencia piloto debida a un multitrayecto particular. En una modalidad específica, cada segmento comprende muestras de datos para un periodo d símbolo, que pueden ser 64 chips PN para el cdma2000. Sin embargo, otros tamaños de segmento pueden también ser usados (por ejemplo, para símbolos de datos de otras duraciones), y esto esta dentro del alcance de la descripción. Como se describe más adelante, la demodulación del dato puede llevarse a cabo en paralelo y de una manera en línea o en tubería con la estimación de la interferencia piloto para incrementar la salida de procesamiento y posiblemente reducir el tiempo de procesamiento general.

[0061] Para derivar un estimado de la interferencia piloto debido al multitrayecto m -ésimo (en donde $m = (i, j, l)$ y es la notación para el i -ésimo multitrayecto de la j -ésimo señal modulada de enlace inverso encontrada en la l -ésima señal recibida) un segmento de muestras de datos es suministrado inicialmente desde la memoria 408x al remuestreador 522 dentro del procesador de dedo 410x. El remuestreador 522 puede entonces llevar a cabo la decimación, interpolación, o una combinación de ellas, para suministrar muestras de datos decimados a la tasa del circuito y con la temporización de fase adecuada de "grano fino".

[0062] La Figura 6A ilustra gráficamente una modalidad del remuestreamiento llevado a cabo por el remuestreador 522. La señal recibida es típicamente sobremuestreada a una tasa de muestra que es un múltiplo (por

81

ejemplo, 2, 4, o 8) de veces de la tasa del circuito para suministrar una resolución de tiempo mayor. Las muestras de datos son almacenadas en la memoria de muestra 408x, el cual en seguida suministra un segmento de (por ejemplo, 512) muestras de datos para cada ciclo de procesamiento. El remuestreador 522 entonces, "remuestrea" las muestras de datos recibidas de la memoria 408x para suministrar muestras a la tasa del circuito y con la fase de temporización apropiada.

[0063] Como se muestra la Figura 6A, si la señal recibida es suficientemente sobremuestreada (por ejemplo, 8 veces la tasa del circuito), entonces el remuestreador para el multitrayecto m puede llevarse a cabo mediante suministrar cada, por ejemplo, 8 muestras de datos recibidas de la memoria, con las muestras de datos seleccionadas siendo las aquellas más cercanamente alineadas a la temporización del pico del m-ésimo multitrayecto. El m-ésimo multitrayecto es típicamente un multitrayecto asignado para la demodulación del dato y el desfase de tiempo del multitrayecto, t_m , puede ser determinado y suministrado por el buscador 412. Sin embargo, la interferencia piloto debida a multitrayectos que no son asignados para la demodulación de datos pueden también ser estimada y cancelada, siempre que el desplazamiento de tiempo para cada uno de tales multitrayectos sea conocido. Cada desplazamiento de tiempo, t_m , del multitrayecto puede ser visualizado como que comprende un número entero de periodos de símbolo y una porción de periodos de símbolo y un fraccional de un periodo de símbolo (es decir, $t_m = t_{\text{completo}, m} + t_{\text{fracción}, m}$) con relación a la temporización de la estación base o al tiempo del sistema CDMA, en donde un periodo de símbolo es determinado por la longitud del código de canalización (por ejemplo, 64 chips PN para cdma2000). La parte fraccional del desplazamiento de tiempo, $t_{\text{frac } m}$, puede ser usada para seleccionar el segmento particular de las

82

muestras de datos para que se suministran al remuestreador 522 y para su decimación. En el ejemplo mostrado en la Figura 6A, la parte fraccional del desplazamiento de tiempo para el m-ésimo multitrayecto es $t_{\text{frac}, m} = 5$, el segmento de la muestra de dato 622 es suministrado por la memoria 408x, y las muestras de datos decimadas suministradas por el remuestreador 522 son representadas por las cajas sombreadas.

[0064] Para algún otro diseño de receptor en el cual la señal recibida no es suficientemente sobremuestreada, entonces la interpolación puede ser llevada a cabo de manera alternativa o adicionalmente junto con la decimación para derivar nuevas muestras en las fases de tiempo apropiadas, como es conocido en la técnica.

[0065] Dentro del estimador de piloto 520, un distribuidor 524 recibe las muestras de datos decimados y una secuencia de distribución (conjugados complejos), $S_m^*(k)$, que tiene una FESE correspondiente al desplazamiento de tiempo, t_m , del m-ésimo multitrayecto cuya interferencia piloto va ser estimada. La secuencia de distribución, $S_m^*(k)$, puede ser suministrada por el generador de secuencia de distribución 414. Para el enlace inverso en el cdma2000, la secuencia de distribución, $S_m^*(k)$, puede ser generada como se muestra para el generador de secuencia de distribución 320 en la Figura 3. Y como se muestra en la Figura 6A, un segmento de la secuencia de distribución, $S_m^*(k)$, de la misma longitud y con la misma fase de temporización que el segmento de muestra datos es usada para la desdistribución (es decir, la secuencia distribución, $S_m^*(k)$ es alineado en tiempo o puesto en fase con las muestras de datos decimadas).

[0066] El desensanchador 524 (que puede ser implementado como un multiplicador complejo tal como el multiplicador 340 mostrado en la Figura 3) desdistribuye las muestras de datos decimados con la secuencia de distribución, $S_m'(k)$, y suministra muestras redistribuidas. Un canalizador de piloto 526 entonces multiplica las muestras distribuidas con el código de canalización, $C_{\text{piloto}, m}$, usada por el piloto en el Terminal (por ejemplo, un código Walsh de cero para cdma2000). Las muestras piloto descubiertas son entonces acumuladas sobre un intervalo de tiempo de acumulación particular para suministrar símbolos piloto. El intervalo de tiempo de acumulación es típicamente un múltiplo entero de la longitud del código de canalización piloto. Si el dato piloto está cubierto con un código de canalización de cero (como en el cdma2000), entonces la multiplicación con el código de canalización, $C_{\text{piloto}, m}$, puede ser omitida y el canalizador de piloto 526 simplemente lleva a cabo la acumulación de las muestras redistribuidas del desensanchador 524. En una modalidad específica, un símbolo piloto es suministrado para cada segmento, el cual tiene un tamaño de un periodo de símbolo.

[0067] Los símbolos piloto del canalizador de piloto 526 son entonces suministrados a un filtro de piloto 528 y son filtrados con base en una respuesta de filtro de bajo paso particular para remover el ruido. El filtro de piloto 528 puede ser implementado como un filtro de respuesta de impulso finito (FIR), un filtro de respuesta de impulso infinito (IIR), o alguna otra estructura de filtro. El filtro piloto 528 suministra estimados de piloto, $P_m(k)$, que son indicativos de la respuesta de canal (es decir, la ganancia y fase, $a_m \cdot e^{j\phi_m}$) del m-ésimo multitrayecto. Cada estimado de piloto, $P_m(k)$, es por lo tanto un valor complejo. Los estimados de piloto son suministrados a tasa suficientes de modo que no haya cambios no insignificantes en la respuesta de canal del multitrayecto que sean capturados y

reportados. En una modalidad específica, un estimado de piloto es suministrado para cada segmento, que tiene un tamaño de un símbolo.

[0068] El estimador de interferencia de piloto 530 entonces estima la interferencia piloto debido al m-ésimo multitrayecto para el siguiente segmento. Para estimar la interferencia de piloto, el dato de piloto y el código de canalización de piloto, $C_{\text{piloto}, m}$, para el m-ésimo multitrayecto se suministran a un canalizador de piloto 532, el cual canaliza el dato de piloto con el código de canalización de piloto para suministrar el dato de piloto canalizado. Un distribuidor 534 entonces recibe y distribuye el dato de piloto canalizado con una secuencia de distribución, $S_m(k + N)$, para generar el dato de piloto distribuido (es decir, el dato de piloto procesado). La secuencia de distribución, $S_m(k + N)$, tiene una fase correspondiente al desplazamiento de tiempo, t_m , del m-ésimo multitrayecto de interferencia y es avanzada adicionalmente por N chips PN para el siguiente segmento, como se muestra en la Figura 6A. Si el dato de piloto es una secuencia de todos ceros y el código de canalización de piloto es también una secuencia de todos ceros (como en el cdma2000), entonces el canalizador de piloto 532 y el distribuidor 534 pueden ser omitidos y el dato de piloto distribuido es simplemente la secuencia de distribución, $S_m(k + N)$.

[0069] Un multiplicador 536 entonces recibe y multiplica el dato de piloto distribuido con los estimados de piloto, $P_m(k)$, del filtro de piloto 528 para suministrar un estimado de la interferencia piloto, $I_{\text{piloto}, m}(k + N)$, debido al m-ésimo multitrayecto para el siguiente segmento. Ya que los estimados de piloto, $P_m(k)$, son derivados del segmento actual y usados para derivar la interferencia piloto estimada para el siguiente segmento, las técnicas de predicción pueden ser usadas para derivar las predicciones de piloto para el siguiente segmento con

base en los estimados de piloto. Estas predicciones de piloto pueden ser entonces usadas para derivar la interferencia piloto estimada para el siguiente segmento.

[0070] En una modalidad, el multiplicador 536 suministra la interferencia piloto estimada debido al m -ésimo multitrayecto en el índice de muestra (por ejemplo, $8 \times$ el índice del chip) y con la fase de temporización del m -ésimo multitrayecto. Esto permite que las interferencias piloto estimadas para todos los multitrayectos que tienen desplazamientos de tiempo diferentes que típicamente no están alineadas a la temporización del chip PN) sean acumuladas a una resolución de tiempo mayor. La interferencia piloto estimada $I_{\text{pilot}, m, N(K+N)}$, para el m -ésimo multitrayecto, que incluye el mismo número de muestras de interferencia que para el segmento de muestra de datos, se suministra entonces a un acumulador de interferencia 538. Como se muestra en la Figura 6A las muestras de interferencia para el m -ésimo multitrayecto son almacenadas (o acumuladas con las muestras de interferencia ya almacenadas) en localizaciones en el acumulador determinadas por la parte fraccional del desplazamiento de tiempo del multitrayecto.

[0071] para derivar la interferencia total para todos los multitrayectos en una señal recibida dada, el procesamiento descrito anteriormente puede ser iterado un número de veces, una iteración o ciclo de procesamiento para cada multitrayecto de interferencias para el cual la interferencia piloto va a ser estimada y cancelada del multitrayecto deseado. La cancelación de la interferencia piloto es típicamente llevada a cabo para los multitrayectos recibidos vía la misma antena, sin cruzar antenas, porque el estimado de canal desde una antena no es bueno para otra antena. Si el mismo hardware de procesador de dedo es usado para iteraciones múltiples, entonces el procesamiento puede llevarse a cabo en ráfagas, con cada

ráfaga llevada a cabo sobre el segmento respectivo de muestras de datos determinados por el desplazamiento de tiempo fraccional de los multitrayectos.

[0072] Antes a la primera iteración, el acumulador 538 es limpiado o reposicionado. Para cada iteración la interferencia piloto estimada $I_{\text{pilot}, m}$, debido al multitrayecto actual es acumulada con la interferencia piloto acumulada para todos los multitrayectos procesados anteriores. Sin embargo, como muestra la Figura 6A, la interferencia piloto estimada, $I_{\text{pilot}, m}$, es acumulada con muestras en una sección específica del acumulador 538, que es determinada el desplazamiento de tiempo actual del multitrayecto. Después de que todos los multitrayectos de interferencia han sido procesados, la interferencia piloto acumulada en el acumulador 538 comprende la interferencia piloto total, I_{pilot} , debido a todos los multitrayectos procesados.

[0073] La Figura 6A también muestra una modalidad de acumulador 538. Aunque el procesador de dedo 410X lleva a cabo la demodulación de datos para el n -ésimo multitrayecto del segmento actual (usando la interferencia piloto total, $I_{\text{pilot}}(K)$ derivada anteriormente y almacenada en una sección del acumulador 538), la interferencia piloto debida al n -ésimo multitrayecto, $I_{\text{pilot}, m}(K+N)$, para el siguiente segmento puede ser estimada y acumulada en otra sección del acumulador.

[0074] El piloto para el n -ésimo multitrayecto es interferencia a todos los multitrayectos en la señal recibida, incluyendo el n -ésimo multitrayecto mismo. Para un diseño de demodulador en el cual los procesadores de dedo son asignados a procesar un número de multitrayectos en una señal recibida para un terminal dado, la interferencia piloto estimada, $I_{\text{pilot}, m}$, debido al n -ésimo

multitrayecto pueden ser suministrada por un procesador de dedo a otros procesadores de dedo asignados para procesar otros multitrayectos en la misma señal recibida.

[0075] Para que la demodulación recupere los datos en el enésimo multitrayecto, las muestras de datos para un segmento son suministradas desde la memoria 408X al remuestreador 522. El remuestreador 522 entonces remuestrea las muestras de datos recibidas para suministrar muestras de datos decimados en la índice del chip y con la fase de temporización apropiada para este multitrayecto. Las muestras de datos decimadas son procesadas como se describió anteriormente para suministrar los estimados pilotos $P_m(K)$.

[0076] De manera correspondiente, las muestras de interferencia para la interferencia piloto total $I_{\text{pilot}}(K)$, para el mismo segmento son suministradas desde el acumulador 538 hacia el remuestreador 540. El remuestreador 540 remuestrea de manera similar las muestras de interferencia recibidas para suministrar muestras de interferencia decimadas a la índice del chip y con la fase de temporización apropiada para el enésimo multitrayecto. El sumador 542 recibe entonces y resta las muestras de interferencia decimadas de las muestras de datos decimados para suministrar muestras de datos con piloto cancelada.

[0077] Dentro de la unidad de demodulación de datos 550, un desensanchador 544 recibe y desdistribuye las muestras de Datos con piloto cancelado con una secuencia de distribución (conjugado complejo, $S_m^*(K)$, para suministrar muestras desensanchadas. La secuencia de distribución, $S_m^*(K)$, tiene una fase correcta un diente al desplazamiento de tiempo T_m del enésimo multitrayecto. Un canalizador de datos 546 entonces multiplica las muestras

88

desensanchadas con el código de canalización $C_{ch,m}$ usado para que el canal de código sea recuperado por el procesador de dedo. Las muestras de datos canalizados son entonces acumuladas sobre la longitud del código de canalización, $C_{ch,m}$, para suministrar símbolos de datos.

[0078] Un demodulador de datos 548 entonces recibe y remodula los símbolos de datos con el estimado piloto, $P_m(K)$, para suministrar símbolos demodulados (es decir datos demodulados) para el n -ésimo multitrayecto que son luego suministrados al combinador de símbolos 420. La demodulación de datos y la combinación de símbolos pueden ser logradas como se describió en las mencionadas patentes estadounidenses 5,764,687. La patente "687" describe la demodulación de datos BPSK para IS-95 mediante llevar a cabo productos. Entre los datos desensanchador y el piloto filtrado. La demodulación de la modulación QPSK, que es usada en CDMA2000 y W-CDMA es una extensión de las técnicas descritas en la patente "687". Esto es, en lugar del producto. Ambos productos del producto cruz son usados para recuperar las corrientes en fase y cuadratura.

[0079] Como se anotó anteriormente, la demodulación de datos para el n -ésimo multitrayecto puede llevarse a cabo en paralelo y de una manera en línea o tubería con la estimación de interferencia piloto. Aunque el desensanchador 544 y el canalizador de datos 546 procesan las muestras de datos con piloto cancelado para el segmento actual (con la secuencia de distribución $S_m^*(K)$, y el código de canalización, $C_{ch,m}$) para suministrar los símbolos de datos para el n -ésimo multitrayecto, el desensanchador 524 y el canalizador piloto 526 pueden procesar las mismas muestras de datos para el segmento actual (con la secuencia de distribución, $S_m^*(K)$, y el código de canalización piloto $C_{pilot,m}$) para suministrar los símbolos piloto para este multitrayecto. Los símbolos piloto son filtrados por el

filtro piloto 528 para suministrar estimados de piloto, $P_m(K)$, para el multitrayecto. El estimador de interferencia piloto 530 entonces deriva la interferencia piloto estimada $I_{\text{pilot}, m}(K+N)$, debido a este, multitrayecto para el siguiente segmento, como se describió anteriormente. De esta manera aunque la demodulación de datos es llevada a cabo sobre el segmento actual usando la interferencia piloto total, y $I_{\text{pilot}}(K)$, derivada de un segmento anterior, la interferencia piloto para el siguiente segmento es estimada y almacenada en otra sección del acumulador para ser usada en el siguiente segmento.

[0080] En una modalidad, el piloto para un multitrayecto particular que está siendo demodulado es estimado con base en las muestras de datos "en bruto" recibidos (memoria de muestra 408X) como se describió anteriormente, y no con base en las muestras de datos con piloto cancelado (desde el acumulador 538). En otra modalidad, el piloto puede ser estimado con base en las muestras de datos con piloto cancelado si la interferencia piloto total incluye algunos o todos los pilotos de interferencia excepto el piloto del multitrayecto que está siendo demodulado (es decir el piloto del multitrayecto que está siendo demodulado es incluido en otras muestras de datos con pilotos cancelados). Esta modalidad alternativa puede suministrar un estimado mejorado de la respuesta de canal del multitrayecto que está siendo demodulado, y es especialmente ventajoso para el enlace inverso en donde la estimación piloto es típicamente el factor limitante para tratar con un multitrayecto débil. Las mismas muestras de datos "de otros pilotos cancelados" son usadas para la estimación piloto y pueden ser procesadas para recuperar los datos para el multitrayecto, que es ventajoso para una arquitectura de procesador de dedo que lleva acabo tanta estimación piloto y demodulación de datos en paralelo sobre la misma corriente de muestras de datos. El mismo concepto puede ser usado para estimar las respuesta de canal de un multitrayecto

interferencia particular (es decir, la respuesta de canal estimado puede estar basada sobre muestras de datos en bruto o las "otras muestras de datos de piloto cancelado" que tienen pilotos de interferencia excepto para el piloto de ese multitrayecto particular removidos).

[0081] Las Figuras 6A y 6B son diagramas que ilustran el procesamiento de las muestras de datos para derivar estimados de interferencia piloto, de acuerdo con una modalidad. En el ejemplo mostrado en las Figuras 6A y 6B, la señal recibida incluye tres multitrayectos que están asociados con los desplazamientos de tiempo de T_1 , T_2 y T_3 . La señal recibida es digitalizada a una índice de muestra que es ocho veces la índice del circuito o del chip para suministrar muestras de datos, que son almacenados en la memoria de muestra. Estos multitrayectos pueden o no ser muestreados en sus picos.

[0082] En el ejemplo mostrado en las Figuras 6A y 6B cada segmento incluan las muestras de datos 512 para un periodo de símbolo de 64 chips N . La interferencia piloto es estimada para cada uno de los tres multitrayectos y para cada periodo de símbolo. La temporización del símbolo para cada multitrayecto es determinada por el desplazamiento de tiempo fraccional del multitrayecto. Si los desplazamientos de tiempo fraccional de los multitrayectos no son los mismos, lo que en general es verdad, entonces la temporización del símbolo para este multitrayecto será diferente y estará asociada con segmentos de muestras de datos diferentes. En una modalidad, los multitrayectos son procesados en un orden con base en sus desplazamientos de tiempo fraccionales, con el multitrayecto teniendo el desplazamiento de tiempo fraccional más pequeño procesado primero y el multitrayecto que tiene el desplazamiento de tiempo fraccional más grande será procesado de último. Este orden de procesamiento

asegura que el total de la interferencia piloto sea derivada y este disponible para cada multitrayecto cuando este sea procesado,

[0083] En la Figura 6A, para el m -ésimo periodo de símbolo para el m -ésimo multitrayecto con un desplazamiento de tiempo fraccional de $T_{\text{frac}, m} = 5$, el remuestreador 522 recibe las muestras de datos 5 x5 a 516 desde las memorias de muestras 408 y suministra al desensanchador 524 muestras de datos 5, 13, 21 etc y 509 que son representadas por las cajas sombreadas. Correspondientemente, el desensanchador 524 recibe la secuencia de distribución $S_m^*(K)$, con una fase correspondiente al mismo desplazamiento de tiempo de T_m , y desdistribuye las muestras de datos decimados con una secuencia de distribución. Un estimado piloto, $T_m(K)$ es entonces derivado con base en las muestras desensanchadas para este segmento según se describió anteriormente.

[0084] Para derivar la interferencia piloto estimada debido al m -ésimo multitrayecto, el distribuidor 534 recibe la secuencia de distribución, $S_m(k+M)$, correspondiente al siguiente segmento y distribuye los datos piloto canalizado. El multiplicador 536 entonces multiplica el dato piloto distribuido (distribuido por la secuencia de distribución, $S_m(k+N)$), con el estimado piloto, $P_m(k)$, derivado del segmento actual para suministrar la interferencia piloto estimada, $I_{\text{Piloto}, m}(k+N)$, para el siguiente segmento. La interferencia piloto estimada, $P_{\text{iloto}, m}(k+N)$, comprende muestras de interferencia 517 a 1028, que son acumuladas con las muestras en los mismos tasas 517 a 1028 en el acumulador de interferencia 538, como se muestra en la Figura 6^a. De esta manera, el desplazamiento de tiempo fraccional del m -ésimo multitrayecto es contabilizado para la derivación de la interferencia piloto total.

[0085] Para la demodulación de datos del n -ésimo multitrayecto para el n -ésimo periodo de símbolo el mismo segmento de las muestras de interferencia 5 a 516 son suministradas desde el acumulador 538 al remuestrador 540. El remuestrador 540 entonces suministra al sumador 542 las muestras de interferencia 5, 13, 20 etc. y 509 (que también se muestran en las cajas sombreadas) correspondientes a las muestras de datos ingresadas iguales por el remuestrador 522. La demodulación de datos de las muestras de datos con piloto cancelado es entonces llevada a cabo como se describió anteriormente. Cada multitrayecto puede ser procesado de manera similar o de la misma manera. Sin embargo, ya que cada multitrayecto, puede estar asociado con un desplazamiento de tiempo diferente, los datos decimados diferentes y las muestras de interferencia de diferentes puede ser operada en este.

[0086] La Figura 6B muestra los tres segmentos de muestra de datos, las muestras de datos decimadas y las tres secuencias de distribución usadas para derivar las interferencias piloto estimadas debido a los tres multitrayectos.

[0087] En otro diseño demodulador, la estimación/cancelación de interferencia piloto y la demodulación de datos si puede llevar a cabo en tiempo real (por ejemplo como muestras de datos que son recibidas), si se han suministrado capacidades de procesamiento suficientes. Por ejemplo, los procesadores de M pueden ser asignados para procesar de manera concurrente M multitrayectos en una señal recibida. Para cada periodo de símbolo cada procesador M puede derivar un estimado piloto para ese periodo de símbolo, que es entonces usado para derivar la interferencia piloto estimada debido a que el multitrayecto asignado al procesador de datos para el siguiente periodo de símbolo. Un sumador entonces suma las interferencias piloto estimadas de todos

los M procesadores de dedo (tomado en cuenta sus desplazamientos de tiempo respectivos), y la interferencia piloto total para el siguiente periodo de símbolo es almacenada en el acumulador de interferencia.

[0088] La interferencia piloto total puede ser entonces sustraída de las muestras de datos a medida que ellos son recibidos para el siguiente periodo de símbolo, y las mismas muestras de datos con piloto cancelado pueden suministrada a todos lo procesadores M de dedo para la demodulación del dato. (Estos procesadores de dedo también suministrado con la muestras de datos recibidos sin la cancelación de piloto, los cuales son usados para derivar los estimados piloto) de esta manera, la demodulación del dato. (Estos procesadores de dedo también están suministrados con las muestras de datos recibidos, sin la cancelación de piloto, las cuales son usados para derivar los estimados pilotos) de esta manera, la demodulación de datos puede ser llevado a cabo sobre las muestras de datos con piloto cancelado en tiempo real, y el amortiguador de muestras puede ser posiblemente eliminado. Para el esquema en el cual el estimado piloto es usado para derivar la interferencia piloto estimada para el mismo segmento (y no para el siguiente segmento), las muestras de datos pueden ser almacenadas temporalmente (por ejemplo para un periodo de símbolos) mientras que la interferencia total es derivada.

[0089] Para el diseño del demodulador en el cual las mismas muestras de datos son procesadas múltiples veces (por ejemplo si un procesador de dedo es asignado a procesar un numero de multitrayectos), el amortiguador de muestra puede estar diseñado y operado en una manera que asegure que la muestra de datos no se pierden inadvertidamente. En una modalidad en amortiguador de muestras es diseñado para recibir las muestras de datos que entran mientras se

suministran las muestras de datos almacenados a los procesadores de dedo. Esto puede ser logrado mediante implementar las memorias de muestras de una manera tal que las muestras de datos almacenados puedan ser leídas desde una parte de la memoria mientras que nuevas muestras de datos son escritas en otra parte de la memoria. La memoria de muestras puede estar implementada como una memoria doble o memorias múltiples, una memoria multipuesto, una memoria circular o algún otro diseño de memoria. El acumulador de interferencia puede estar implementado de manera similar que la memoria de muestra (por ejemplo como una memoria circular).

[0090] Para el diseño del demodulador anterior, para evitar sobre escritura de muestras que están siendo procesadas, la capacidad de muestras puede ser seleccionada para ser por lo menos dos veces el tiempo requerido para derivar la interferencia piloto total para los todos M multitrayectos (con la relación entre tiempo y capacidad de memoria definidos por la índice de muestra). Si un segmento de muestra de datos diferente puede ser usado para cada uno de M multitrayectos, entonces la capacidad de la memoria de muestra puede ser seleccionada para que sea por lo menos $(2.N : N_{os})$ para cada señal recibida asignada a la memoria de muestras, en donde N es la duración de las muestras de datos usadas para derivar la interferencia piloto estimada para un multitrayecto y N_{os} es el factor de sobre muestreo para la muestras de datos (que es definida como la proporción de la índice de muestra contra la índice del circuito). Para el ejemplo anterior para el cual un segmento de un periodo de símbolo (por ejemplo, $N=64$ PN chips) es procesada para multitrayecto, una memoria de dos periodos de símbolo seria capaz de suministrar un segmento de un periodo de símbolo de muestras de datos para cada multitrayecto sin importar desplazamiento de tiempo

fraccional. Y si la índice de de sobre muestra es $N_{os} = 8$, entonces el tamaño mínimo de la memoria es $(2.N.N_{os}=2.64.8=1024)$ muestras de datos.

[0091] Similarmente, la capacidad de el acumulador de interferencia puede ser seleccionado para que sea por lo menos $(3.N.N_{os})$. El extra periodo de símbolo para el acumulador de interferencia (es decir $3.N$ en lugar de $2.N$) es para contar el hecho de que la interferencia piloto estimada es derivada para el siguiente segmento.

[0092] Como se anoto anteriormente, la interferencia piloto estimada derivada de un segmento de muestra de datos puede ser cancelada desde un segmento de muestras de datos posterior. Para un Terminal móvil el enlace de comunicación y, consecuentemente, la respuesta de canal de los diversos multitrayectos cambian constantemente. Por lo tanto es deseable reducir el retardo entre las muestras de datos desde las cuales la interferencia piloto es estimada y las muestras de datos desde las cuales la interferencia piloto estimada es cancelada. Este retardo puede ser tan grande como $2.N$ Chips.

[0093] Mediante seleccionar un valor suficientemente pequeño para N , la respuesta de canal de cada multitrayecto puede ser esperada que permanezca relativamente constante durante el periodo de $2.N$ Chips. Sin embargo, el valor de N debería ser seleccionado para que sea lo suficientemente grande para permitir un estimado preciso de respuesta de canal de cada multitrayecto que va a ser procesado.

[0094] La Figura 7 es un diagrama de flujo de un proceso 700 para derivar la interferencia piloto total para un número de multitrayectos, de acuerdo con una

modalidad. El proceso 700 puede ser implementado por el procesador de dedo mostrado en la Figura 5.

[0095] Inicialmente, el acumulador usado para acumular las interferencias piloto estimadas es limpiado en la etapa 712. Un multitrayecto de interferencia que no ha sido procesado es entonces seleccionado, en la etapa 714. Típicamente, la interferencia piloto es estimada para cada multitrayecto asignado para la demodulación de datos. Sin embargo, la interferencia piloto debida a multitrayectos no asignados también puede ser estimada. En general cualquier número de multitrayectos de interferencia puede ser procesado, y estos multitrayectos son aquellos para los cuales la interferencia piloto va a ser estimada y acumulada para derivar la interferencia piloto total.

[0096] Las muestras de datos para la señal recibida con el multitrayecto seleccionado son entonces procesadas para derivar un estimado de la respuesta del canal del multitrayecto seleccionado, en la etapa 716. La respuesta del canal puede ser estimada con base en el piloto en el multitrayecto seleccionado, como se describió anteriormente. Para el cdma2000 este procesamiento involucra (1) distribuir las muestras de datos con una secuencia de distribución para el multitrayecto (es decir, con la fase apropiada correspondiente al desplazamiento de tiempo del multitrayecto), (2) canalizar las muestras de datos distribuidos para suministrar símbolos pilotos (por ejemplo, multiplicar las muestras distribuidas con el código de canalización del piloto y acumular las muestras de datos canalizadas sobre la longitud del código de canalización piloto) y (3) filtrar los símbolos piloto para derivar estimados piloto que sean indicativos de la respuesta de canal del multitrayecto seleccionado. La estimación de la respuesta del canal

usando otras técnicas puede también ser implementada, y esto esta dentro del alcance de la divulgación

[0097] La interferencia piloto debía al multitrayecto seleccionado es entonces estimada, en la etapa 718. La interferencia piloto puede ser estimada mediante generar datos pilotos procesados y multiplicar estos datos con la respuestas del canal derivada en la etapa 716. El dato piloto procesado es simplemente la secuencia de distribución para el multitrayecto seleccionado si el dato piloto es una secuencia de todo ceros y el código de canalización del piloto es todos ceros. En general, los datos piloto procesados es los datos piloto después de que toda la señal que todo el procesamiento de señal en la unidad transmisora pero antes al filtrado y a la conversión de frecuencia (por ejemplo el dato en la salida demodulador 216 A en la Figura 3 para el enlace inverso en el cdma2000).

[0098] La interferencia piloto estimada para el multitrayecto seleccionado es entonces acumulada en el acumulador de interferencia con las interferencias piloto estimadas para multitrayectos procesados anteriormente, en la etapa 720. Como se anoto anteriormente, la fase de temporización del multitrayecto es observada en las etapas de desempeño 716, 718 y 720.

[0099] Una determinación se hace entonces de si o no todos los multitrayectos de interferencia han sido procesados en la etapa 722. Si la respuesta es no entonces el proceso regresa a la etapa 714 y otra multitrayecto de interferencia es seleccionada para su procesamiento. De otra forma, el contenido del acumulador representa la interferencia piloto total debido a todos los

multitrayectos procesados, que pueden ser suministrados en la etapa 724. El proceso entonces termina.

[00100] La estimación de interferencia piloto en la Figura 7 puede llevarse a cabo para todos los multitrayectos de una manera multiplexada por división de tiempo usando uno o más procesadores de dedo. Alternativamente, la estimación de la interferencia piloto para múltiples multitrayectos puede llevarse a cabo en paralelo usando un número de procesadores de dedo. En este caso, si el hardware tiene capacidades suficientes, entonces la estimación de interferencia piloto y su cancelación pueden ser llevadas a cabo en tiempo real junto con la demodulación de datos (por ejemplo, a medida que las muestras de datos son recibidas, con mínima o ninguna memorización, como se describió anteriormente).

[00101] La Figura 8 es un diagrama de flujo de un proceso de 800 para demodular datos de un número de multitrayectos con cancelación de interferencia piloto, de acuerdo con una modalidad. El proceso 800 puede también ser implementado por el procesador de dedos mostrado en la Figura 5.

[00102] Inicialmente, la interferencia piloto total debida a todos los multitrayectos de intereses derivada, en la etapa 812. La etapa 812 puede ser implementada usando el proceso 700 mostrado en la Figura 7. Un multitrayecto particular es entonces seleccionado para la demodulación de datos, en la etapa 814. En una modalidad y como se describió anteriormente, la interferencia piloto total es inicialmente cancelada del multitrayecto seleccionado, en la etapa 816. Esto puede lograrse de restar o sustraer las muestras de interferencia de la interferencia piloto total (las cuales están almacenadas en el acumulador) de las muestras de datos para la señal recibida que incluye el multitrayecto seleccionado.

[00103] La demodulación de datos es entonces llevada a cabo sobre la señal con piloto cancelado de la manera normal para el cdma2000, esto conlleva (1) de distribuir las muestras de datos con piloto cancelado (2) canalizar el dato del distribuido para suministrar símbolos de datos, y paréntesis (3) demodular los símbolos de datos con los estimados piloto. Los símbolos de modulados (es decir los datos demodulados) para el multitrayecto seleccionado son entonces combinados con los símbolos demodulados para otros multitrayectos para la misma unidad transmisora (es decir Terminal). Los símbolos de modulados para los multitrayectos en señales recibidas en múltiples señales recibidas (por ejemplo, si diversidad de recepciones empleadas) pueden también ser combinados. Combinar los símbolos puede lograrse mediante el combinado de símbolos mostrados en la Figura 4.

[00104] Una determinación se hace entonces de si o no todos los multitrayectos asignados han sido demodulados en la etapa 822. Si la respuesta es no, entonces el proceso regresa a la etapa 814 y otro multitrayecto seleccionado para la demodulación de datos. De otra manera, el proceso termina.

[00105] Como se noto anteriormente la demodulación de datos para todos los multitrayectos asignados de una unidad transmisora dada puede llevarse a cabo de una manera multiplexada por división de tiempo usando uno o más procesadores de dedo. Alternativamente, la demodulación de datos para todos los multitrayectos asignados puede llevar se a cabo en paralelo usando un numero de procesadores de dedo.

[00106] Refiriéndonos de nuevo a las Figuras 4 y 5 el buscador 412 puede ser diseñado y operado para buscar nuevos multitrayectos con base en las muestras con piloto cancelado (en lugar de las muestras de datos recibidas en bruto de las memorias 408). Esto puede suministrar un desempeño de búsqueda mejorado ya que la interferencia piloto de algunos o de todos los multitrayectos conocidos pueden haber sido removidos como se describió anteriormente.

Otro receptor de rastrillo y modalidad de procesador de dedo

[00107] La Figura 9 es un diagrama de bloques de una memoria de muestra 908 y otra modalidad de un procesador de dedo 900 con un receptor de rastrillo, el cual puede ser similar en algunos aspectos al receptor de rastrillo 254^a de la Figura 4 descrita anteriormente. Un receptor de rastrillo puede incluir un gran número de procesadores de dedo individuales 900, tal como 256 o 512 procesadores de dedo 900 para procesar diversos multitrayectos. Alternativamente, un receptor de rastrillo puede incluir un procesador único de alta velocidad para procesar varios multitrayectos de una manera por división de tiempo, lo cual simula las funciones de varios procesadores de dedo 900. Una modalidad de la memoria de muestras 908 puede ser una memoria de acceso aleatorio circular (RAM) que almacena de muestra de datos a una índice de muestra de la índice del chip por 2 ("chipx2"). La índice del chip es igual a $1/T_c$, en donde T_c es una duración de chip o de chip. Por ejemplo, la índice de chip puede ser de 1,2 MHz otra índice de chip o de circuito pueden ser usadas.

[00108] El procesador de dedo 900 puede ser usado para un CDMA2000 1xEV-DO otros sistemas. El procesador de dedo 900 incluye un estimador de canal 902, una unidad de demodulación de datos 904 y un estimador de interferencia

piloto 906. El estimador de canal 902 incluye un distribuidor 910 un descanalizador piloto 912 y un filtro piloto 914. La unidad de demodulación de datos 904 incluye desdistribuidor 918, un descanalizador de datos 920 y un demodulador 920 y demodulador de datos 922. El estimador de interferencias piloto 906 incluye una unidad de computación del factor de cancelación 924, multiplicadores 926 y 932 una tabla de reconstrucción de filtro 938, un bloque de filtro de reconstrucción piloto 930, un bloque de acumulación de interferencia al piloto 928, un catalizador piloto 934 y un distribuidor 936.

[00109] El destilador de canal 902 en la Figura 9 puede operar de una manera similar que el estimador de piloto 520 descrito anteriormente con la referencia en la Figura 5 con algunas excepciones descritas más adelante. Similarmente, la unidad de demodulación de datos 904 en la Figura 9 puede operar de una manera similar en la unidad de demodulación de datos 550 descrita anteriormente con referencia en la Figura 5 con algunas excepciones descritas más adelante.

[00110] Los desensanchadores 910, 918 reciben secuencias de distribución conjugadas complejas, P_m^* , por ejemplo secuencias PN descritas anteriormente como $S_m^*(k)$ con la Figura 5, del generador de secuencia de distribución 414 (Figura 4). En una modalidad, los desensanchadores 910, 918 multiplican primero (es decir desdistribuyen) las muestras de datos de un segmento de la memoria de muestras 908 iniciando en un desplazamiento de tiempo P_m del multitrayecto t_m del multitrayecto con la secuencia de distribución, P_m^* , y luego remuestrean las muestras de datos desensanchadas. En otra modalidad los desensanchadores 911, 918 remuestrean primero las muestras de datos de un segmento de la memoria de muestras 908 iniciando en el desplazamiento de tiempo P_m del

multitrayecto, y luego multiplican las muestras de datos remuestradas con la secuencia de distribución, P_m^* .

[00111] Los desensanchadores 910, 918 en la Figura 9 pueden incluir remuestreadores o interpoladores, los cuales remuestran o vuelven a muestrear, suman, deciman o interpolan muestras de datos de la memoria de muestras 908 para lograr una índice deseada. El tipo de remuestreo depende de la índice de las muestras de señal recibidas almacenadas en la memoria de muestras 908. Por ejemplo, el desensanchador 910 puede remuestrear muestras de la memoria de muestras 908 a una índice de chip por 2 hasta una resolución máxima de desplazamiento de tiempo de dedo, por ejemplo, chip por 8. El desensanchador 910 puede decimar muestras a Chips por a chip por 8 hasta chip por 1 para una salida del descanalizador piloto 912.

[00112] En general, las tasas diferentes, tales como chip por 1 chip por 2, chip por 4 y chip por 8 pueden ser usadas por diferentes componentes del procesador de dedo 900. tasas mayores similares a la chip por 8 pueden mejorar el desempeño y la precisión de las muestras. Tasas inferiores similares a chip por 2 pueden ser menos precisas pero mejoran la eficiencia mediante la reducción de la complejidad de los cálculos y el tiempo de procesamiento.

[00113] El descanalizador de piloto de piloto 912 (a) recibe las muestras de datos desensanchadas del desensanchador 910 y un código de canalización piloto $C_{\text{piloto}, m}$ y (b) entrega símbolos de piloto descanalizados. Similarmente el descanalizador de datos 920 (a) recibe muestras de datos desensanchador del sumador 916 y un código de canalización de datos $C_{\text{datos}, m}$ y (b) entrega símbolos de datos descanalizados.

Filtro de piloto

[00114] El filtro de piloto 914 deriva por lo menos dos valores h_m y N_t que pueden ser salidas del filtro del piloto 914 de diversas formas tales h_m / N_t y $[h_m]^2 / N_t$. h_m es el estimado de canal del multitrayecto específico asignado al procesador de dedo 900. El estimado de canal h_n puede corresponder a un coeficiente de canal (amplitud, fase, y retardo o desplazamiento de tiempo). El filtro de piloto 914 puede usar uno o más segmentos, por ejemplo un segmento actual "n" y/o segmentos pasados o futuros, para suministrar un estimado de canal h_m . En un ejemplo, el filtro del piloto 914 usa cuatro a seis segmentos para derivar un estimado de canal. Alternativamente, el filtro de piloto 914 puede usar uno o más segmentos para suministrar un estimado de canal futuro, es decir, una predicción de un estimado de canal. El estimado de canal h_m será usado por el estimador de interferencia piloto 906 para la reconstrucción del piloto como se describe más adelante el estimado de canal h_m entregado por el filtro de piloto 914 al multiplicador 926 puede ser un valor complejo con componente I y Q.

[00115] N_t es la varianza del ruido más un termino de interferencia visto por este procesador de dedo 900. Si la varianza del estimado de canal h_m es alta entonces el canal es ruidoso. h_m / N_t es usado por el demodulador de datos 922 para demodular datos. El valor absoluto $[h_m]^2 / N_t$ es usado por la unidad de computación del factor de cancelación 924. El filtro de piloto 914 puede incluir un girador de fase o corrector de fase.

Calcular un factor de cancelación

[00116] la cancelación de la interferencia por una pluralidad de procesadores de dedo 900 puede mejorar la capacidad de canales de acceso múltiple si el receptor tiene información de estado de canal perfecto. En realidad, cada canal del usuario es variable en el tiempo y puede ser un reto estimar la información del estado confiable del canal. Cada piloto del usuario debería ser cancelado desde la señal recibida mediante usar estimados de canal con base en piloto confiable o realístico. Usando estimado de canal no confiables puede llevar a la sobre cancelación de muestras de datos. La unidad de cálculo de factor de cancelación 924 reduce o impide la cancelación si el estimador de canal 902 detecta un estimado de canal con base de piloto ruido no confiable. Así, la unidad de cálculo de factor de cancelación 924 minimiza la energía residual (ruido) después de la cancelación de interferencia de piloto.

[00117] Por ejemplo, tres procesadores de dedo 900 pueden procesar la misma señal recibida en diferentes desplazamientos y detectar diferentes SNRs o estimado de canal. Si un procesador de dedo detecta un canal de ruido particularmente puede ser deseable reducir (bajar la escala) la contribución de ese piloto reconstruido del procesador de dedo para la cancelación de interferencia de piloto.

[00118] Si N_t (varianza del ruido más un termino de interferencia visto por este procesador de dedo 900) es alto, una fuerza de señal piloto $|h_m|^2$ entonces el estimado de canal h_m puede ser no confiable. La unidad de cálculo del factor de cancelación 924 puede seleccionar un factor de cancelación bajo α_m tal como 0, .1, .2, .5, etc. Esto reduce la amplitud de un estimado de canal ruidoso usado por un procesador de dedo 900 para reconstruir muestras pilotos.

[00119] Si N_t es bajo, y la fuerza de señal de piloto $|h_m|^2$ es alta, entonces el estimado de canal h_m es probablemente confiable y la unidad de calculo de factor de cancelación 924 puede seleccionar un factor de cancelación de alto h_m tal como .8, .9, .1.0 etc. Si N_t es alto y la fuerza de señal $|h_m|^2$ es también alta, entonces el estimado de canal h_m puede ser algo confiable y la unidad de calculo de factor de cancelación 924 puede seleccionar un factor de cancelación moderado α_m , tal como .5, .6, .7, .8, etc. Los valores para el factor de cancelación α_m , pueden depender de cómo la demodulacion de piloto es implementada y en como un estimado de canales derivada. En algunos casos, el factor de cancelación α_m , puede ser seleccionado para que sea mayor a uno. Por ejemplo, una fase de canal puede estar alineada de manera impropia durante la demodulacion piloto, lo que causa que se cancele energía. Este canal tiene una amplitud de señal subestimada o un estimado de canal desequilibrado. Así, seleccionar y usar un factor de cancelación α_m , a uno agregara alguna corrección de nuevo al estimado de canal. La ecuación puede ser óptima para un canal que es constante sobre un segmento con ruido Gaussian.

[00120] En una modalidad la unidad de cálculo de factor de cancelación 924 usa $|h_m|^2 / N_t$ del filtro piloto 914 para calcular un factor de cancelación α_m de una ecuación:

$$\alpha_m = [(|h_m|^2 / N_t) N] / [1 + (|h_m|^2 / N_t) N]$$

en donde $|h_m|^2 N_t$ puede ser proporcional a E_{cp} / N_t , E_{cp} es la energía por chip estimada por el estimador de canal 902, N_t es ruido (E_{cp} / N_t representa la proporción señal ruido), y N es la longitud promediada del estimado de canal, N representa un numero de muestras usado para estimar h_m y $N_t N$ puede ser la longitud del segmento tal como chips 512, 1024 o 2048.

[00121] En otra modalidad, la unidad de calculo de factor de cancelación 924 usa $|h_m|^2 / N_t$ del filtro piloto 914 para seleccionar un factor de cancelación optimo α_m de una tabla de búsqueda (LUT). La tabla de búsqueda incluye valores predeterminados o rangos de $|h_m|^2 / N_t$ y factores de cancelación predeterminados correspondientes al α_m .

[00122] La Figura 10 es un ejemplo de una tabla de búsqueda para $|h_m|^2 / N_t$ factores de cancelación predeterminados α_m , la tabla usa $X = (2048) (|h_m|^2 / N_t)$, en donde X es saturado y redondeado a 4 bits para suministrar un numero entre cero y 15 en la columna izquierda. La columna derecha contiene factores de cancelación predeterminado α_m derivados de una ecuación

$$\alpha_m = N [|h_m|^2 / N_t] / [1 + (|h_m|^2 / N_t)]$$

[00123] El tamaño de la tabla puede variar si otras ecuaciones son usadas o más información a la de $|h_m|^2 / N_t$ es usada para calcular el factor de cancelación.

[00124] El primer multiplicador 926 multiplica, es decir, escala el estimado de canal h_m por el factor de cancelación seleccionado o calculado h_m de la unidad de cálculo de factor de cancelación 924 para suministrar coeficientes de canal pesados por segmento.

Filtrado de reconstrucción piloto

[00125] Si el retardo de tiempo o desplazamiento t_m de un multitrayecto de señal recibida es un múltiple entero de la duración del chip t_c más una fracción de duración del chip t_c , es decir, menos de una duración de chip de t_c la interferencia

entre chips (ICI) puede ocurrir. El procesador de dedo 900 lleva a cabo la reconstrucción del filtrado para tener en cuenta la forma del pulso por el transmisor 218 (Figura 3). La Figura 14 ilustra un ejemplo $\varnothing(t)$ 1400, que es una convolución de un pulso de transmisión estimado (precalculado) y $\varnothing_{RX}(t)$ en el dominio del tiempo desde los filtros de transmisión 352a, 352b de la Figura 3 y la función del filtro de recepción $\varnothing_{RX}(t)$ del receptor 252 (descrito anteriormente). Específicamente, la tabla de filtro de reconstrucción 938, el segundo multiplicador y el bloque de filtro de reconstrucción piloto 930 en la Figura 9 toman en cuenta múltiples lóbulos, como por ejemplo, 1402, 1404A, 1404B, 1406 A, 1406B (es decir múltiples tapas), de un pulso de transmisión estimado y no solo del lóbulo central, por ejemplo, 1402 (es decir la tapa central o el valor pico), del pulso de transmisión estimado. El filtrado llevado a cabo por el procesador de dedo 900 suministra más muestras piloto reconstruidas confiables. Sin considerar la forma del pulso de transmisión y el filtro de recepción y el filtrado de reconstrucción, la señal piloto reconstruida puede no reflejar de manera precisa la contribución del piloto a las muestras recibidas.

[00126] En una modalidad, el bloque de filtrado de reconstrucción de piloto 930 incluye un filtro de respuesta de impulso finito poli fase (FIR) que combina la decimación, por ejemplo desde chip por 8 a chip por 2, y filtrado en un proceso único. El filtro polifase puede estar dado sólo puede dar una fase, decimar una función de filtro de acuerdo con la fase dada, y luego llevar a cabo el filtrado. Por ejemplo, un filtro polifase puede usar la convolución descrita anterior decimada por 8 con 8 diferentes fases posibles. Un desplazamiento de tiempo t_m de entrada en la tabla del filtro 938 selecciona los coeficientes de filtro correspondientes a uno de 8 posibles fases diferentes. El multiplicador 932 multiplica los coeficientes de filtro (de acuerdo con la fase seleccionada) por el estimado de canal y extractor de

cancelación. El bloque de filtración de reconstrucción 930 filtra (lleva a cabo una convolución de) una señal piloto distribuida desde el distribuidor 936 a chip por 8 con los coeficientes de filtro, estimado de canal y factor de cancelación. Si la convolución tiene 64 muestras (8 grupos de 8 muestras) después de la decimación de 8 el bloque de filtrado de reconstrucción 930 es un filtro de 8 terminales y solo filtra 8 muestras. Esta modalidad puede reducir la complejidad del estimador de interferencia piloto 906.

[00127] La tabla de filtro de reconstrucción 938 almacena un conjunto de coeficiente de filtro precalculados que representa una convolución $\varnothing(t)$ de un pulso de transmisión estimado $\varnothing_{TX}(t)$ (desde los filtros de transmisión 352 a, 352b de la Figura 3) y el filtro receptor $\varnothing_{RX}(t)$ (por ejemplo, un filtro pasa abajo) en el receptor 252 de la Figura 2. El pulso de transmisión $\varnothing_{TX}(t)$ usado para los filtros de transmisión 352 a, 352b del terminal 106 pueden ser conocidos o estimados por el procesador de dedo 900 en la estación base 104. El pulso de transmisión $\varnothing_{TX}(t)$ puede estar definido por un fabricante de teléfonos móviles o por un estándar o norma, tal como la IS-95, CDMA2000, etc. La función del filtro receptor $\varnothing_{RX}(t)$ puede idealmente ser un filtro emparejado (MF) con los filtros de transmisión 352 en la Figura 3, pero un filtro de recepción real puede que no este exactamente emparejado con los filtros de transmisión 352. La función de filtro receptor $\varnothing_{RX}(t)$ puede ser establecida cuando un receptor de estación base se hace o se fabrica.

[00128] En una configuración, la convolución es muestreada a una índice de muestreo alta en el procesador de dedo 900 (resolución máxima de desplazamiento de tiempo de dedo), por ejemplo., chip por 8, de modo que la tabla de filtro 938 incluye una pluralidad de tablas de filtro, por ejemplo 8 tablas de filtro en donde la i^{th} tabla de filtro corresponde a las muestras de nivel de chip de una

función de auto correlación Chip por ocho original $\emptyset$. A un desplazamiento de tiempo i , en donde $i = 0, 1, 2, \dots, 7$. Cada tabla de filtro puede tener $2M+1$ entrada de Terminal, y cada entrada puede tener 16 bits. En una modalidad, M es seleccionado para ser mayor que p igual a 2 para reducir de desempeño (si $M=2$, entonces $2M+1=5$). La tabla de filtro puede tomar encuesta entre 5 a 13 espacios de tiempo en la chip por uno (en donde $M=2$ a 6, y $2M+1=5$ a 13), o 33 a 97 espacios de tiempo de chip por ocho (en donde $M=2$ a 6, y $2M(8)+1=33$ a 97). En una modalidad, la misma tabla de filtro puede ser usada por una pluralidad de procesadores de dedo 900.

[00129] En una modalidad, el segundo multiplicador 932 de cada procesador de dedo 900 puede tener acceso a dos tablas de filtro en un desplazamiento de tiempo apropiado para t_m (asignado al procesador de dedo 900) para la reconstrucción de muestras piloto de chips por dos, una tabla para muestras pares y una tabla para muestras impares. En segundo multiplicador 932 multiplica el estimado de canal por segmento dimensionado como coeficientes h_m de el primer multiplicador 926 con cada Terminal de filtro (coeficientes de filtro precalculado de las dos tablas de filtro seleccionadas) el segundo multiplicador 932 emite coeficientes de Terminal de filtro por segmento (por ejemplo en chip por 2) al bloque de filtrado de reconstrucción piloto 930.

[00130] En una modalidad, un remuestrador separado puede que no se requiera en el estimador de interferencia piloto 906 si la salida del bloque de filtrado de reconstrucción piloto 930 suministra muestras en chip por 2. El bloque de filtrado de reconstrucción 930 puede cambiar una índice de chip a una índice de muestra.

[00131] El canalizador piloto 934 y el distribuidor 936 en la Figura 9 pueden operar de una manera similar que el canalizador piloto 532 y el distribuidor 534 en la Figura 5 excepto que el distribuidor 936 en la Figura 9 recibe la secuencia de distribución P_m del segmento "n". En contraste, el distribuidor 534 en la Figura 5 recibe la secuencia de distribución $S_m(k+n)$ para el siguiente segmento con ose describio anteriormente con las Figuras 5 y 6 A. El distribuidor 936 en la Figura 9 recibe la secuencia de distribución P_m del segmento actual "n" y suministra una señal piloto de distribución (por ejemplo chips de secuencia P_m complejas) para el segmento actual "n", no para el siguiente segmento "n+1". Así, el procesador de dedo 900 de la Figura 9 reconstruye la interferencia piloto del segmento actual "n". Puede existir un retardo corto entre la reconstrucción y la acumulación de la interferencia piloto desde los procesadores de dedo múltiples para el segmento actual "n", y luego sustraer la interferencia piloto reconstruida acumulada del segmento actual "n" de las muestras de datos del segmento actual "n". Pero este modelo (cancelar la interferencia piloto reconstruida acumulada de segmento actual "n" de las muestras de datos del segmento actual "n") puede suministrar más cancelación de interferencia piloto confiable/ precisa especialmente para canales altamente variables en tiempo.

[00132] El canalizador piloto 934 puede recibir códigos de canalización complejos con componentes I y Q. el distribuidor 936 puede recibir secuencias PN complejas con cuatro valores posibles de ± 1 o $\pm i$. el canalizador piloto 934 y el distribuidor 936 pueden generar extras chips en cada lado de un segmento actual "n" par ayudar al filtrado por el bloque de filtración de reconstrucción de piloto 930.

[00133] El bloque de filtrado de extraconstrucción de piloto 930 actúa o lleva a cabo el filtrado real, es decir lleva a cabo una convolución de una señal piloto

distribuida (por ejemplo una secuencia PN) desde el distribuidor 936 y el producto de los coeficientes de tabla de filtro $\varnothing(t)$, factor de cancelación y estimado de canal. Por ejemplo, el bloque de filtrado de reconstrucción piloto 930 puede incluir 2 filtros de 5 terminales, filtros de 9 terminales o filtros de 13 terminales en la chip por uno. Puede haber $2M+1$ terminales para cada filtro. El filtrado suministrado por el bloque de filtración de reconstrucción piloto 930 puede reducir el efecto del ICI (interferencia-interchips).

[00134] El bloque de administración de reconstrucción piloto 930 puede reconstruir un segmento alineadas en tiempo del usuario en resolución chip por 2 y suministrar muestras piloto chips por 2. En otra modalidad, el bloque de filtración de reconstrucción piloto 930 filtra una secuencia PN sobremuestreada en chip por ocho, y un remuestrador entre el bloque de filtración de reconstrucción piloto 930 y la memoria 928) décima las muestras chip por 8 del bloque de filtración de reconstrucción piloto 930 ah chip por dos con una fase dada, es decir, muestra de partida, entre 0 a 7 (dependiendo del desplazamiento del tiempo t_m). Las muestras son entonces almacenadas en la memoria 928.

[00135] El bloque de filtración de reconstrucción fil de piloto 930 entrega una señal de interferencia piloto reconstruida $\hat{p}(n)$ (n) que comprende muestras piloto estimadas de un multitrayecto asignado al procesador de dedo 900. El bloque de filtración de reconstrucción piloto 930 puede incluir un desgarrador de fase o corrector de fase, particularmente si el desensanchador 910 incluye un girador de fase que compensa para los desplazamientos de frecuencia.

Memoria de acumulación de interferencia piloto

[00136] La memoria de acumulación de interferencia piloto 928 almacena y acumula los pilotos reconstruidos del bloque de filtración de reconstrucción de piloto 930 en los desplazamientos de tiempo apropiado. Como un ejemplo, en la memoria de acumulación de interferencia de piloto 928 puede ser una memoria de acceso aleatorio circular (RAM). En una configuración puede haber una memoria de acumulación de interferencia de piloto única 928 para almacenar y acumular muestras de pilotos reconstruidos con diferentes desplazamientos de tiempo desde una pluralidad de bloques de filtración de reconstrucción de piloto 930 de una pluralidad de procesadores de dedo 900. Una memoria de acusación de interferencia única puede usar menos espacio de memoria y otros recursos comparados con una modalidad con múltiples memorias de acumulación de interferencia en múltiples procesadores de dedo.

[00137] La memoria de acumulación de interferencia piloto 928 puede tener la misma resolución que la memoria de muestra 908. Por ejemplo, la memoria de acumulación de interferencia piloto 928 puede tener una resolución chip X 2 es decir, operar a una velocidad de 2X la Índice del chip. Si en cada segmento tiene una longitud 512 chips, entonces la memoria de acumulación de interferencia piloto 928 puede almacenar por lo menos 2 segmentos es decir 512 chips/segmento X 2 muestras/patillas=) 1024 muestras piloto que son generadas desde el bloque de filtración del piloto 930. Con una longitud de por lo menos 2 segmentos, la memoria de acumulación de interferencia piloto 928 puede almacenar sobrepuestas de

[00138] Después los procesadores de dedo 900 acaban de reconstruir los pilotos, la memoria de acumulación de interferencia 928 contiene un estimado de interferencia piloto general. El sumador 916 en cada procesador de dedo 900

entonces resta la amplia muestra del contenido de la memoria de acumulación de interferencia (desde la memoria de acumulación de interferencia 928) de la señal recibida (de la memoria de muestra 908) para suministrar muestras de datos libres de piloto a la unidad de demodulación de datos 904.

[00139] La reducción compleja de usar una memoria de acumulación de interferencia única puede ser lograda haciendo que el piloto reconstruido independiente del tiempo de llegada del multitrayecto (usuario). Por ejemplo, el piloto reconstruido puede ser generado a un índice de chip por dos y alineado en tiempo en el sistema. Así, el piloto reconstruido puede ser independiente del tiempo de llegada del multitrayecto (usuario). El piloto reconstruido suministrado por la memoria de acumulación de interferencia 928 puede ser restado directamente, por ejemplo, vía resta de ráfagas, de la señal recibida provista por la memoria de muestras 908 de acuerdo al tiempo del sistema sin considerar el dedo o el tiempo del usuario, es decir, sin remuestreo. Esto elimina la necesidad de un remuestreador, tal como el remuestreador 540 en el procesador de dedo 410 de la Figura 5.

Tiempo instantáneo

[00140] La Figura 11 muestra un ejemplo de un tiempo instantáneo para dos procesadores de dedo 900 (Figura 9), que tienen diferentes desplazamientos de tiempo T_1 y T_2 . El segundo procesador de dedo tiene un desplazamiento de tiempo más corto que el primer procesador de dedo. Como se muestra por las líneas 1112 y 1114, los dos procesadores de dedo llevan a cabo la demodulación de piloto, la reconstrucción de piloto y la demodulación de datos para una secuencia de segmentos, "N-1", "N-2" y "N-3" mientras que el receptor 252 (Figura 4)

describe un segmento siguiente "N+1" en la memoria de muestra 908 (Figura 9) con apuntador de escritura del receptor (Rx). La línea de fondo 1116 en la Figura 11 representa una línea de tiempo en tiempo real de los segmentos "N-5", "N-4", "N-3", "N-2", "N-1", "N", "N+1" etc. el segmento "N", representa un segmento actual. El segmento "N-1" representa un segmento anterior. El segmento "N+1" representa un segmento siguiente. Cada "segmento" puede tener un espacio de tiempo de 512 chips, por ejemplo. Cada "chip" puede corresponder a cien ciclos de reloj de procesador, por ejemplo.

[00141] Cuando el receptor 252 (Figura 4) inicia la escritura de un segmento siguiente "N+1" en la memoria de muestras 908, uno o más segmentos previos, por ejemplo, "N-1" y "N," son almacenados en la memoria de muestra 908 (por una operación de escritura previa) y disponible para procesamiento mediante los dos procesadores de dedo. Cada desplazamiento de retardo de tiempo de los procesadores de dedo que cambia la muestra de datos de partida y la muestra de datos final a la derecha para la demodulación de piloto del segmento "N-1" como se muestra en la Figura 11. así, como el segmento "N+1" es escrito en la memoria de muestras 908, tanto el primero como el segundo de los procesadores de dedo demodula pilotos para el segmento "N-1" con algunas muestras de datos del segmento "n-1" y algunas muestras de datos del segmento "N.". En esta modalidad, el primer y segundo procesadores de dedo pueden no ser capaces de demodular pilotos para el segmento "n" mientras que el segmento "N+1" esta siendo escrito en la memoria de muestras 908 porque ambos procesadores de dedo requerirían muestras de datos del segmento "N" y del segmento "N+1" (debido a los desplazamientos de tiempo de los procesadores de dedo T_1 y T_2 , y el segmento "N+1" no ha sido escrito todavía en la memoria de muestras 908.

[00142] La Figura 11 muestra un pequeño retraso para la demodulación de datos porque un piloto es reconstruido y cancelado para el segmento actual "N," en contraste a una interferencia piloto estimada para el siguiente segmento "N+1" como se describió anteriormente con la Figura 5. Pero un procesador de dedo que usa la línea de tiempo de la Figura 11 puede lograr un estimado de canal más preciso y una ganancia de cancelación de interferencia piloto mejor (PIC).

[00143] La Figura 12A es un diagrama de flujo que resume el proceso descrito anteriormente con las Figuras 9 a 11 para derivar y acumular interferencia piloto para una pluralidad de multitrayectos. En el bloque 1200, los procesadores de dedo múltiples 900 derivan estimados de fuerza de señal de canal y estimados de ruido. En el bloque 1202, los procesadores de dedo 900 (A) seleccionan factores de cancelación con base en los estimados de la fuerza de señal del canal y los estimados de ruido y (b) multiplican los estimados de canal por los factores de cancelación seleccionados. En el bloque 1204 los procesadores de dedo 900 multiplican los productos de los estimados de canal y los factores de cancelación seleccionados por ϕ de la tabla de filtro de reconstrucción 930. El bloque 1206, los procesadores de dedo 900 llevan a cabo la reconstrucción del filtrado para generar las muestras piloto. En el bloque 1208, una memoria de acumulación única 928 almacena las muestras piloto reconstruidas de los procesadores de dedo múltiples 900, por ejemplo, en chip por ocho o chip por dos. En el bloque 1210, las muestras piloto reconstruidas acumuladas son sustraídas de las muestras de datos para que los procesadores de dedo múltiples lleven a cabo la demodulación de datos.

[00144] La Figura 12B es un diagrama de flujo de otra modalidad de un proceso para derivar interferencia piloto acumulada para un número de multitrayectos, en el cual el filtrado y la acumulación de la interferencia piloto son

conmutados en orden en comparación de la Figura 12A. En el bloque 1250, los procesadores de dedo múltiples 900 derivan los estimados de la fuerza de señal del canal y los estimados de ruido. En el bloque 1252, los procesadores de dedo 900 (a) seleccionan factores de cancelación con base en los estimados de fuerza de señal del canal y los estimados de ruido y (b) multiplican los estimados de canal por los factores de cancelación seleccionados. El bloque 1254, los procesadores de dedo 900 usan productos de estimados de canal y factores de canal seleccionados para reconstruir las muestras piloto. El bloque 1256, una memoria de acumulación única 928 almacena las muestras de piloto reconstruidas de los procesadores de dedo múltiples 900, por ejemplo, en la chip por ocho o la chip por dos. En el bloque 1258, un bloque de filtro de reconstrucción única filtra las muestras piloto de la memoria de acumulación 928 por ϕ . En el bloque 1260, las muestras piloto reconstruidas acumuladas son restadas de las muestras de datos por los procesadores de dedo múltiples para llevar a cabo la demodulación de datos.

[00145] En la Figura 12B, el filtrado se lleva a cabo después de que las muestras de interferencia piloto reconstruidas son acumuladas de los procesadores de dedo múltiples 900 y antes de restar la interferencia piloto de las muestras de datos. Cada procesador de dedo 900 no tendría que llevar a cabo el filtrado. Esto puede reducir la complejidad de cada procesador de dedo 900.

Ecuaciones

[00146] Una señal de interferencia piloto total real $\tilde{P}^{(n)}$ (valor complejo) de una señal de enlace inverso recibida (RL) puede ser expresada como:

$$\bar{p}(n) = \sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^L \sum_i \tilde{h}_i^k(i) \tilde{c}^k(i) \phi[nT_s - iNT_s - \tau_i^k]$$

en donde N representa un segmento de la señal recibida (por ejemplo, N puede tener una índice de muestra igual a la índice del chip por dos);

K es un número total de usuarios o terminales que contribuyen al segmento N de la señal recibida;

L es un número total de multitrayectos que contribuyen al segmento N de la señal recibida;

Y se refiere a un índice de tiempo

$\tilde{h}_i^k(i)$ Es un coeficiente de canal complejo estimado del i ésimo trayecto del k ésimo usuario;

$\tilde{c}^k(i)$ Es igual al producto de la secuencia PNP compleja del k ésimo usuario y el código de canalización piloto C_{piloto} ; ya que el código de canalización piloto C_{piloto} es una serie de unos en algunos sistemas CDMA, tal como CDMA2000,

$\tilde{c}^k(i)$ Es igual a la secuencia PNP compleja del usuario;

ϕ es una convolución (Figura 14) del pulso de transmisión ϕ_{tx} (de los filtros 352a, 352b en la Figura 3) y el filtro receptor ϕ_{rx} (en el receptor 252 en la Figura 2), por

ejemplo, un filtro pasa bajos; como se estableció anteriormente la convolución puede ser de una resolución de chip por ocho en una modalidad;

T_s es un periodo de muestreo;

N es un número de muestras por chip; y

T_s^k es retardo de trayecto del enésimo trayecto del k ésimo usuario.

[00147] Un receptor de rastrillo con una pluralidad de M procesadores de dedo 900 (Figura 9) puede derivar una señal de interferencia piloto reconstruida total (también llamada una "replica" o "estimado" de interferencia piloto) expresada como:

$$\hat{p}(n) = \sum_{m=1}^M \sum_i \hat{h}^m(i) \tilde{c}^m(i) \phi(nT_s - iT_s - \tau^m)$$

En donde M es un número total de procesadores de dedo para procesar multitrayectos;

$\hat{h}^m(i)$ Es un coeficiente de canal complejo estimado del enésimo procesador de dedo;

$\tilde{c}^m(i)$ Es una secuencia PN compleja usada por el enésimo procesador de dedo;

y

τ^m Es un retardo de trayecto estimado para el m -ésimo dedo.

[00148] La señal de interferencia piloto reconstruida total $\hat{\tilde{p}}(n)$ puede ser expresada como una suma de señales de interferencia piloto reconstruidas individuales $\hat{\tilde{p}}^m(n)$ derivados por cada procesador de dedo 900:

$$\hat{\tilde{p}}(n) = \sum_{m=1}^M \hat{\tilde{p}}^m(n)$$

[00149] Cada señal de interferencia piloto reconstruida derivada por un procesador de dedo 900 puede ser expresada como:

$$\hat{\tilde{p}}^m(n) = \sum_i \hat{h}^m(i) \tilde{c}^m(i) \hat{\phi}[nT_s - iNT_s - \tau^m].$$

[00150] Si el coeficiente de canal complejo estimado $\hat{h}^m$ es presumido constante sobre un segmento, entonces la ecuación anterior puede ser reescrito como:

$$\begin{aligned} \hat{\tilde{p}}^m(n) &= \hat{h}^m \sum_i (i) \tilde{c}^m(i) \hat{\phi}[nT_s - iNT_s - \tau^m] \\ &= \hat{h}^m \tilde{\Phi}^m(n) \end{aligned}$$

En donde $\tilde{\Phi}^m(n)$ es la muestra MF reconstruida compleja (filtro apareado) del m -ésimo dedo. El coeficiente de canal complejo estimado $\hat{h}^m$ puede ser provisto

por el multiplicador 926 en la Figura 9, y $\tilde{\Phi}^m(n)$ puede ser suministrado por la tabla de filtro 938, el multiplicador 932, el canonizador de piloto 934, el distribuidor 936 y el bloque de filtrado de reconstrucción de piloto 930 de la Figura 9.

[00151] El orden de procesos mostrados en la Figura 9 puede variar en otras modalidades. Una variación en el proceso mostrado en la Figura 9 puede procesar una forma de pulso de $\phi(E)$ y la secuencia PNP de I y Q para generar muestras reconstruidas I y Q $\tilde{\Phi}^m(n)$. Las muestras reconstruidas y $\tilde{\Phi}^m(n)$ son entonces multiplicadas por los componentes I y Q del estimado de canal complejo $\hat{h}^m$. Similarmente, las muestras reconstruidas Q $\tilde{\Phi}^m(n)$ son multiplicadas por los componentes I y Q del estimado de canal complejo $\hat{h}^m$. Entonces una rotación de fase opcional puede llevarse a cabo sobre las muestras I y Q de $\hat{h}^m \tilde{\Phi}^m(n)$. Entonces las muestras I y Q de $\hat{h}^m \tilde{\Phi}^m(n)$ pueden ser multiplicadas por un factor de cancelación seleccionado α_m y acumuladas en la memoria de acumulación 928. así, el factor de cancelación α_m puede ser implementado después de filtrado (sobre la salida del bloque de filtración 930) en lugar de antes de la filtración (Figura 9).

Antenas múltiples

[00152] La Figura 13A es un diagrama de de bloque de un receptor 252 (Figura 2) con una pluralidad de antenas 250A-250L, por ejemplo, 12 antenas, y un demodulador 254 con una pluralidad de memoria de acumulación de interferencia 928A-928L (Figura 9), por ejemplo, 12 memorias de acumulación de

interferencia. Cada memoria de acumulación de interferencia 928 almacena pilotos reconstruidos para una antena diferente 250.

[00153] La Figura 13B es un diagrama de bloques de un receptor 252 (Figura 2) con una pluralidad de antenas 250A-250L, por ejemplo 12 antenas, y demodulador 254 con una memoria de acumulación de interferencia única 928, que almacena pilotos reconstruidos de algunas o de todas las antenas 250A-250L. A esta modalidad, los procesadores de dedo 900 reconstruyen toda la interferencia de piloto de una antena 250 y almacenan la interferencia de piloto en la memoria de acumulación de interferencia 928. Entonces los procesadores de dedo 900 reconstruyen todos los pilotos de otra antena mediante cambiar las secuencias PN y tal vez algún procesamiento adicional) y almacena la interferencia piloto en la memoria de acumulación de interferencia 928. los procesadores de dedo 900 continúan hasta que todos los pilotos de algunas o de todas las antenas 950 son reconstruidas o almacenados en la memoria de acumulación de interferencia 928. Los pilotos reconstruidos son alineados en el tiempo del sistema y almacenados en la memoria de acumulación única 928. Mediante usar una memoria de acumulación de interferencia única 928, esta modalidad puede reducir los requerimientos de memoria en seis a doce veces.

[00154] las técnicas de cancelación de interferencia de piloto descritas aquí pueden suministrar una mejora notable en desempeño. Como se estableció anteriormente, un piloto transmitido por cada terminal sobre enlace inverso contribuye a la interferencia total de canal, y/o de una manera similar como un ruido de fondo N_0 . Los pilotos transmitidos de todos los terminales pueden representar una parte sustancial del nivel total de interferencia visto por todas las terminales y las estaciones base. Esto podría entonces resultar en una proporción de señal a ruido total más interferencia más baja (S_nR) para cada terminal

individual. De hecho se ha estimado que un sistema CDMA 2000 que soporta pilotos sobre enlace inverso, opera cerca de la capacidad, aproximadamente la mitad de la interferencia vista en una estación base puede ser debida a pilotos de terminales de transmisión. La cancelación o reducción de la interferencia de piloto multiterminal y multitrayecto puede mejorar la SNR de cada terminal individual, lo que permite que cada terminal transmita a un nivel de potencia menor y todavía logre un desempeño de decodificación deseable. así, la cancelación de la interferencia piloto (PIC) incrementa la capacidad del enlace inverso, lo que permite unas mayores tasas de datos de los terminales existentes, por ejemplo, 30 o 35% de incremento en la índice de datos, o permite más terminales o usuarios, por ejemplo 10 a 15% más usuarios, agregados al sistema de comunicación inalámbrico, por ejemplo un área de servicio de estación base.

[00155] Las técnicas descritas aquí para estimar y cancelar interferencia de piloto pueden ser usadas en diversos sistemas de comunicación inalámbricos que transmiten un piloto junto con los datos. Por ejemplo, estas técnicas pueden ser usadas por varios sistemas CDMA (por ejemplo; IS-95, CDMA2000, CDMA 2001XEV-DV, CDMA 2000 1xEV-DO, WCDMA, TD-SCDMA, TS-CDMA etc), sistemas de servicios de comunicación personal (PCS) (por ejemplo, ANSIJ-STD-008), y otros sistemas de comunicación inalámbricas. Las técnicas descritas aquí pueden ser usadas para estimar y cancelar la interferencia piloto en casos en donde instancias múltiples (multitrayectos) de cada uno o más de las señales transmitidas son recibidos y procesados (por ejemplo, por un receptor de rastrillo o algún otro demodulador) y también en casos en donde las señales transmitidas múltiples es recibidas y procesadas.

[00156] Para claridad, varios aspectos y modalidades han sido descritos para el enlace inverso en el CDMA 2000. Las técnicas de cancelación de interferencia piloto descritas aquí pueden también ser usadas para el enlace directo desde la estación base hasta el terminal. El procesamiento por el demodulador es determinado por el estándar CDMA particular que está siendo soportada y si las técnicas de la invención son usadas para el enlace directo o inverso. Por ejemplo, el "desensanchar" con una secuencia de distribución en el IS-95 y CDMA 2000 es equivalente al "desmezclar" con una secuencia mezcladora en el W-CDMA, y la canalización con un código walsh o una función casi octogonal (QOF) en el IS-95 y el CDMA 2000 es equivalente al "desensanchar" con un código OBS. En el W-CDMA. En general, el procesamiento llevado a cabo por el demodulador en el receptor es complementario a aquel llevado a cabo por el modulador en la unidad transmisora.

[00157] Para el enlace directo, las técnicas descritas aquí pueden ser también usadas para cancelar aproximadamente otros pilotos que puedan ser transmitidos en adición a, o posiblemente en lugar de, un piloto "común" transmitido a todos los terminales en una célula. Por ejemplo, CDMA 2000 soporta un piloto "de transmisión de diversidad" y un piloto "auxiliar". Estos otros pilotos pueden utilizar diferentes códigos walsh es decir diferentes códigos de canalización, que pueden ser funciones cuasi octagonales). Un patrón de datos diferente también puede ser usado por el piloto. Para procesar cualquiera de estos pilotos, las muestras desensanchadas son descubiertas con el mismo código walsh usado para canalizar el piloto en la estación base y correlacionadas adicionalmente (es decir multiplicadas y acumuladas) con el mismo patrón de datos piloto usado en la estación base para el piloto. El piloto de transmisión de

diversidad y/o el piloto auxiliar pueden ser estimados y cancelados en adición al piloto común.

[00158] Similarmente, el W-CDMA soporta un número de canales piloto diferentes. Primero, un canal piloto común (CPICH) puede ser transmitido por una antena de estación base primaria. Segundo, un CPICH de diversidad puede ser generado con base en un dato de piloto no cero y transmitido sobre una antena de diversidad de la estación base. Tercero, uno o más CPICH secundarios pueden ser transmitidos en una parte restringida de la célula y cada CPICH secundario es generado usando un código de canalización no cero. Cuarto, la estación base puede adicionalmente transmitir un piloto dedicado a un usuario específico usando el mismo código de canalización que el del canal de datos de usuario. En este caso, los símbolos piloto son multiplexados en tiempo con los símbolos de dato de ese usuario. De acuerdo a lo anterior, deberá entenderse por aquellos versados en la técnica que las técnicas descritas aquí son aplicables para procesar todos los tipos diferentes anteriores de canales piloto, y otros canales piloto que pueden también ser transmitidos en un sistema de comunicación inalámbrico.

[00159] El demodulador 254 (Figura 2) y otras unidades de procesamiento que pueden ser usadas para implementar varios aspectos y modalidades pueden ser implementados en hardware, software, firmware, o una combinación de ellos. Para un diseño de hardware, el demodulador (incluyendo la unidad de demodulación de datos y los elementos usados para la estimación y cancelación de la interferencia piloto tal como el estimador de piloto y el estimador de interferencia de piloto), y otras unidades de procesamiento pueden ser implementadas dentro de una o más circuitos integrados de aplicación específica (ASIC), procesadores de señal digital (DSP), dispositivos de procesamiento señal

digital (DSPD); disposiciones de puertas programables de campo (FPGA), procesadores, microprocesadores, controladores, microcontroladores, dispositivos lógicos programables (PLD), otras unidades electrónicas, o cualquier combinación de ellos.

[00160] Para una implementación de software, los elementos usados por la estimación y cancelación de interferencia piloto y la demodulación de datos pueden ser implementados con módulos (por ejemplo, procedimientos, funciones etc.) que llevan a cabo las funciones descritas aquí. Los códigos de software pueden ser almacenados en una unidad de memoria (por ejemplo la memoria 262 en la Figura 2) y ejecutados por un procesador (por ejemplo el controlador 260). La unidad de memoria puede ser implementada dentro del procesador o externa al procesador, en cuyo caso esta puede ser acoplada de manera comunicativa al procesador mediante diversos medios que son conocidos en la técnica.

[00161] Los elementos usados para implementar la estimación y cancelación de interferencia piloto descritos aquí pueden ser incorporados en una unidad receptora o un demodulador que puede adicionalmente estar incorporado en un terminal (por ejemplo un teléfono de mano, una unidad de teléfono de mano, una unidad fija, etc.), una estación base, o algunos otros dispositivos de base o comunicación. La unidad receptora o demodulador puede ser implementado con uno o más circuitos integrados.

[00162] La descripción anterior de las modalidades divulgadas se ha suministrado para permitir que cualquier persona versada en la técnica pueda hacer uso e implementar la presente invención. Diversas modificaciones a estas modalidades serán evidentes para aquellos versados en la técnica, y los principios

genéricos definidos aquí pueden ser aplicados a otras modalidades sin salirse del espíritu o alcance de la invención. Así, la presente invención no tiene el propósito de estar limitada a las modalidades mostradas aquí si no que se ha acordado un alcance más amplio consistente con los principios y rasgos novedosos descritos aquí.

[00163] LO QUE SE REIVINDICA ES:

REIVINDICACIONES

1. Una unidad receptora configurada para recibir una señal inalámbrica comprende por lo menos primeras y segundas instancias de señal, cada instancia de señal comprende datos y una señal piloto, la unidad receptora comprende:

Un procesador configurado para:

Determinar un nivel estimado de canal para la primera instancia de señal;

Usar el primer estimado de canal y una señal piloto distribuida asociada con la primera instancia de señal para estimar un primer piloto de la primera estancia de señal;

Determinar un segundo estimado de canal para la segunda instancia de señal; y

Usar el segundo estimado de canal y una señal piloto distribuida asociada con la segunda estancia de señal para estimar un segundo piloto de la segunda estancia de señal;

Una memoria configurada para acumular el primer y segundo pilotos estimados, el procesador está configurado para restar el primero y segundo pilotos estimados acumulados de la señal recibida para estimar una señal recibida con piloto cancelado, el procesador está

configurado para usar la señal recibida con piloto cancelada estimada para demodular los datos de la primera estancia de señal..

2. La unidad receptora de la reivindicación uno, en donde la señal inalámbrica comprende una señal de acceso múltiple por división de código (CDMA).
3. La unidad receptora de la reivindicación uno, está configurada para recibir la primera y segunda instancia de señal desde primeros y segundos terminales remotos, respectivamente.
4. La unidad receptora de la reivindicación uno, en donde la primera y segunda instancias de señal son componentes multitrayecto de una señal desde un terminal remoto.
5. La unidad receptora de la reivindicación uno, en donde la memoria está configura adicionalmente para acumular (a) el primer piloto estimado de acuerdo con un primer desplazamiento de tiempo estimado de la primera instancia de señal y (b) y el segundo piloto estimado de acuerdo con un segundo desplazamiento de tiempo estimado de la segunda instancia de señal.
6. La unidad receptora de la reivindicación uno, comprende adicionalmente una memoria de muestras configurada para almacenar la señal inalámbrica a una índice de muestra igual a un múltiplo de una índice de chip de la señal inalámbrica.

7. La unidad receptora de la reivindicación seis, en donde la Índice de muestra de la memoria de muestra es igual a una índice de muestra de la memoria que acumula los pilotos estimados.
8. La unidad receptora de la reivindicación uno, en donde cada señal piloto distribuida comprende una señal piloto distribuida por una secuencia de ruido seudo aleatorio (PN).
9. La unidad receptora de la reivindicación uno, en donde el primer estimado de canal, la señal piloto distribuida asociada con la primera instancia de señal, y el primer piloto estimado corresponden a un segmento de la señal recibida, el segmento comprende muestras de datos de un periodo de tiempo de la señal recibida.
10. La unidad receptora de la reivindicación uno, en donde el procesador está configurado adicionalmente para:

Determinar un primer estimado de ruido de la primera instancia de señal;

Derivar un factor de cancelación α con base en el primer estimado de canal y el primer estimado de ruido;

Multiplicar el primer estimado de canal por el factor de cancelación para producir un estimado de canal pesado; y

Usar el estimado de canal pesado y la señal piloto distribuida asociada con la primera instancia de señal para estimar el primer piloto de la primera instancia de señal.

11. La unidad receptora de la reivindicación diez, en donde el factor de cancelación α es derivado de:

$$\alpha = \frac{[(|h|^2 / N_t) \times N]}{[1 + (|h|^2 / N_t) \times N]}$$

En donde h es el primer estimado de canal, N_t es el primer estimado de ruido y N es un número de muestras usado para estimar h y N_t de la primera instancia de señal.

12. La unidad receptora de la reivindicación diez, en donde el factor de cancelación varía entre 0 a 1.0.
13. La unidad receptora de la reivindicación diez, en donde el factor de cancelación varía entre 0 a un valor mayor a 1.0.
14. La unidad receptora de la reivindicación diez, que comprende adicionalmente una tabla de búsqueda con conjuntos de estimado de canal y estimados de ruido correspondientes a los factores de cancelación.
15. La unidad receptora de la reivindicación uno, en donde el procesador está configurado adicionalmente para:

Multiplicar el primer estimado de canal por una convolución de un pulso de transmisión y una función de filtro receptora; y

Llevar a cabo una convolución de (a) la señal piloto distribuida asociada con la primera instancia de señal y (b) un producto del primer estimado de canal y la convolución del pulso de transmisión y la función de filtro de recepción para estimar el primer piloto de la primera instancia de señal.

16. La unidad receptora de la reivindicación quince, en donde el pulso de transmisión está definido por un estándar de acceso múltiple por división de código (CDMA).
17. La unidad receptora de la reivindicación quince, en donde el procesador está configurado para bajar muestra a una índice de por lo menos uno de (a) la convolución del pulso de transmisión y la función de filtro de recepción, y (b) la convolución de (I) la señal piloto distribuida asociada con la primera instancia de señal y (II) el producto del primer estimado de canal y la convolución del pulso de transmisión y la función de filtro de recepción para emparejar una índice de memoria.
18. La unidad receptora de la reivindicación quince, en donde el procesador esta configurado para sobre muestrear una índice de por lo menos de (a) la convolución del pulso de transmisión predeterminado y la función de filtro de recepción y (b) la convolución

de (i) la señal piloto distribuida asociada con la primera instancia de señal (ii) el producto de el primer estimado de canal y la convolución del pulso de transmisión predeterminado y la función de filtro de recepción para emparejar una Índice de la memoria.

19. La unidad receptora de la reivindicación quince, en donde el procesador esta configurado para:

Decimar muestras de una convolución del pulso de transmisión predeterminado y la función de filtro de recepción de acuerdo con una fase asociada con un desplazamiento de tiempo estimado de la primera instancia de señal;

Multiplicar el primer estimado de canal por las muestras decimadas de la convolución del pulso de transmisión predeterminado y la función de filtro de recepción; y

Llevar a cabo una convolución de la señal piloto distribuida asociada con la primera instancia de señal y el producto del primer estimado de canal y las muestras decimadas para estimar el primer piloto de la primera instancia de señal.

20. La unidad receptora de la reivindicación quince, que comprende adicionalmente un filtro de respuesta de impulso finito poli fase (FIR) configurado para:

Decimar las muestras de la convolución del pulso de transmisión predeterminado y la función de filtro de recepción de acuerdo con una fase asociada con un desplazamiento de tiempo estimado de la primera instancia de señal;

Multiplicar el primer estimado de canal por las muestras decimadas de la convolución del pulso de transmisión predeterminado y la función de filtro de recepción; y

Llevar a cabo una convolución de la señal piloto distribuida asociada con la primera instancia de señal y el producto del primer estimado de canal y las muestras decimadas para estimar el primer piloto de la primera instancia de señal.

21. La unidad receptora de la reivindicación quince, que comprende adicionalmente una tabla de filtro de coeficientes de filtro predeterminados que corresponden a una pluralidad de fases diferentes, el procesador está configurado para seleccionar una fase y coeficientes de filtro correspondientes con base en un desplazamiento de tiempo estimado de la primera instancia de señal.

22. La unidad receptora de la reivindicación uno, en donde el procesador está configurado adicionalmente para filtrar la señal recibida con piloto cancelado estimada por una convolución de un pulso de transmisión predeterminado y una función de filtro de recepción.

23.. La unidad receptora de la reivindicación uno, en donde el procesador está configurado para determinar el primer estimado de canal y usar

el primer estimado de canal y la señal piloto distribuida asociada con la primera instancia de señal para estimar el primer piloto de la primera instancia de señal sustancialmente en paralelo para determinar el segundo estimado de canal y usar el segundo estimado de canal y la señal piloto distribuida asociada con la segunda instancia de señal para estimar el segundo piloto de la segunda instancia de señal.

24. La unidad receptora de la reivindicación uno, en donde el procesador está configurada para estimar pilotos para una pluralidad de instancias de señal de una manera multiplexada por división de tiempo.

25. un sistema de comunicación comprende:

Una estación base configurada para recibir una señal inalámbrica que comprende por lo menos primeras y segundas instancia de señal, cada instancia de señal comprende datos y una señal piloto, la estación base comprende:

Un procesador configurado para:

Determinar un primer estimado de canal para la primera instancia de señal;

Usar el primer estimado de canal y una señal piloto distribuida asociada con la primera instancia de señal para estimar un primer piloto de la primera instancia de señal;

Determinar un segundo estimado de canal para la segunda instancia de señal; y

Usar el segundo estimado de canal y una señal piloto distribuida asociada con la segunda instancia de señal para estimar un segundo piloto de la segunda instancia de señal; y

Una memoria configurada para acumular el primero y segundo pilotos estimados, el procesador está configurado para restar el primero y segundo pilotos estimados acumulados de la señal recibida para estimar una señal recibida con piloto cancelado, el procesador está configurado para usar la señal recibida con piloto cancelado estimada para demodular los datos de la primera estancia de señal.

26. El sistema de comunicación de la reivindicación 25, en donde el procesador está configurado adicionalmente para:

Multiplicar el primer estimado de canal por una convolución de un pulso de transmisión predeterminado y una función de filtro de recepción; y

Llevar a cabo una convolución de (a) una señal piloto distribuida asociada con la primera instancia de señal y (b) un producto del primer estimado de canal y la convolución del pulso de transmisión predeterminado y en la función de filtro de recepción para estimar el primer piloto de la primera instancia de señal.

27. El sistema de comunicación de la reivindicación 25, en donde la estación base comprende una pluralidad de antenas y una pluralidad en la memoria, cada memoria está configurada para acumular los pilotos estimados de las instancias de señal recibidas por una de las antenas.
28. El sistema de comunicación de la reivindicación 25, en donde la estación base comprende una pluralidad de antenas, la memoria tiene una memoria única configurada para acumular los pilotos estimados de las instancias de señal recibidas por la pluralidad de las antenas.
29. El sistema de comunicación de la reivindicación 25, en donde la estación base comprende x número de antenas y Y número de memorias en la memoria, X es mayor a Y, en donde por lo menos una memoria está configurada para acumular pilotos estimados de las instancias de señal recibidas por dos o más antenas.
30. Una unidad receptora comprende:

Un medio para recibir una señal inalámbrica que comprende por lo menos primero y segunda instancias de señal, cada instancia de señal comprende datos y una señal piloto;

Un medio para determinar un primer estimado de canal para la primera instancia de señal;

Un medio para derivar un producto del primer estimado de canal y una convolución de un pulso de transmisión predeterminado y una función de filtro de recepción;

Un medio para usar el producto del primer estimado de canal y la convolución para estimar un primer piloto de la primera instancia de señal;

Un medio para determinar un segundo estimado de canal para la segunda instancia de señal;

Un medio para derivar un producto del segundo estimado de canal y la convolución del pulso de transmisión predeterminado y la función de filtro de recepción;

Un medio para usar el producto del segundo estimado de canal y la convolución para estimar un segundo piloto de la segunda estancia de señal;

Un medio para acumular el primer y segundo pilotos estimados; y

Un medio para restar el primero y segundo pilotos estimados acumulados de la señal recibida para derivar una señal recibida con piloto cancelada estimada.

31. Un método comprende:

Recibir una señal inalámbrica que comprende por lo menos primera y segunda instancias de señal, cada instancia de señal comprende datos y una señal piloto;

Determinar un primer estimado de canal para la primera instancia de señal;

Derivar un producto del primer estimado de canal y una convolución de un pulso de transmisión predeterminado y una función de filtro de recepción;

Usar el producto del primer estimado de canal y la convolución para estimar un primer piloto de la primera instancia de señal;

Determinar un segundo estimado de canal para la segunda instancia de señal;

Derivar un producto del segundo estimado de canal y la convolución del pulso de transmisión predeterminado y la función de filtro de recepción;

Usar el producto del segundo estimado de canal y la convolución para estimar un segundo piloto de la segunda instancia de señal;

Acumular el primer y segundo pilotos estimados; y

139
139

Restar el primer y segundo pilotos estimados acumulados de la señal recibida para derivar una señal recibida con piloto cancelado estimada.

32. El método de la reivindicación 31, en donde recibir la señal inalámbrica comprende recibir la primera y segunda instancia de señal del primer y segundo terminales.

33. El método de la reivindicación 31, en donde cada instancia de señal tiene un desplazamiento de tiempo estimado debido a un trayecto de transmisión de la instancia de señal.

34. El método de la reivindicación 31, en donde la señal inalámbrica comprende una señal de acceso múltiple por división de código (CDMA).

35. El método de la reivindicación 31, en donde la señal inalámbrica es transmitida desde un terminal a una estación base.

36. El método de la reivindicación 31, en donde la señal inalámbrica es transmitida desde una estación base a un terminal.

37. El método de la reivindicación 31, que comprende adicionalmente guardar la señal inalámbrica recibida a una índice de muestra igual a un múltiplo de una índice de chip.

38. El método de la reivindicación 31, en donde determinar el primer estimado de canal para la primera instancia de señal comprende:

Desensanchar muestras de la señal recibida con una secuencia de distribución asociada con la primera estancia de señal para suministrar muestras desensanchadas.

Descanalizar las muestras desensanchadas con un código de canalización piloto para suministrar símbolos piloto; y

Filtrar los símbolos piloto para suministrar el primer estimado de canal.

39. El método de la reivindicación 31, en donde determinar el primer estimado de canal para la primera instancia de señal usa un primer segmento de las muestras de datos de la señal recibida, el primer piloto estimado corresponde al primer segmento de muestras de datos.

40. El método de la reivindicación 39, en donde el primer segmento comprende muestras de datos para un periodo de tiempo de la señal recibida.

41. El método de la reivindicación 31, comprende adicionalmente:

Determinar un estimado de ruido de la primera instancia de señal;

Derivar un factor de cancelación con base en el primer estimado de canal y el estimado de ruido para la primera instancia de señal; y

Multiplicar el primer estimado de canal por el factor de cancelación para producir un estimado de canal pesado;

Usar el estimado de canal pesado y la señal piloto distribuida asociada con la primera instancia de señal para estimar el primer piloto de la primera instancia de señal.

42. El método de la reivindicación 41, en donde derivar el factor de cancelación α usa:

$$\alpha = \frac{[(|h|^2 / N_t) \times N]}{[1 + (|h|^2 / N_t) \times N]}$$

En donde h es el primer estimado de canal, N_t es el primer estimado de ruido y N es un número de muestras usado para estimar h y N_t , de la primera instancia de señal.

43. El método de la reivindicación 31, comprende adicionalmente:

Decimar muestras de la convolución del pulso de transmisión predeterminado y la función de filtro de recepción de acuerdo con una fase asociada con un desplazamiento de tiempo estimado de la primera instancia de señal;

Multiplicar el primer estimado de canal por las muestras decimadas de la convolución del pulso de transmisión predeterminado y la función de filtro de recepción; y

Llevar a cabo una convolución de una señal piloto distribuida y el producto del primer estimado de canal y las muestras decimadas para estimar el primer piloto de la primera instancia de señal.

44. El método de la reivindicación 31, comprende adicionalmente:

Seleccionar una fase con base en un desplazamiento de tiempo estimado de la primera instancia de señal;

Usar la fase seleccionada para recuperar coeficientes de filtro predeterminados, los coeficientes de filtro predeterminados corresponden a las convoluciones del pulso de transmisión predeterminado y la función de filtro de recepción; y

Multiplicar el primer estimado de canal por los coeficientes de filtro recuperados.

45. El método de la reivindicación 31, en donde usar el producto del primer estimado de canal y la convolución para estimar el primer piloto de la primera instancia de señal comprende llevar a cabo una convolución de (a) el producto del estimado de canal y la convolución y (b) una señal piloto distribuida asociada con la primera instancia de señal.

- 46 El método de la reivindicación 45, en donde el primer estimado de canal, la señal piloto distribuida asociada con la primera instancia de señal, y el primer piloto estimado corresponden a un primer segmento de la señal recibida, el primer segmento comprende muestras de datos durante un periodo de tiempo de la señal recibida.
47. El método de la reivindicación 45, en donde la señal piloto distribuida asociada con la primera instancia de señal tiene una fase correspondiente a un tiempo de llegada de la primera instancia de señal.
48. El método de la reivindicación 31, que comprende adicionalmente usar la señal recibida con piloto cancelado estimada para demodular los datos de la primera instancia de señal.
49. El método de la reivindicación 48, en donde usar la señal recibida con piloto cancelado estimada para demodular datos de la primera instancia de señal comprende:

Desensanchar las muestras de la señal recibida con piloto cancelado estimada con una secuencia de distribución para la primera instancia de señal para suministrar muestras desensanchadas;

Descanalizar las muestras desensanchadas con un código de canalización de datos para suministrar símbolos de datos; y

Demodular los símbolos de datos con el primer estimado de canal para la primera instancia de señal para suministrar datos demodulados de la primera instancia de señal.

50. El método de la reivindicación 31, en donde determinar el primer estimado de canal, derivar el producto del primer estimado de canal y la convolución y usar el producto para estimar el primer piloto de la primera instancia de señal ocurre sustancialmente en paralelo con determinar el segundo estimado de canal, derivar el producto del segundo estimado de canal y la convolución, y usar el producto para estimar el segundo piloto de la segunda instancia de señal.
51. El método de la reivindicación 31, en donde dicho determinar primer estimado de canal, derivar el producto del primer estimado de canal y la convolución, y usar el producto para estimar el primer piloto de la primera instancia de señal ocurre en una manera multiplexada por división de tiempo con determinar el segundo estimado de canal, derivar el producto del segundo estimado de canal y la convolución, y usar el producto para estimar el segundo piloto de la segunda instancia de señal.
52. El método de la reivindicación 31, en donde acumular el primero y segundo pilotos estimados comprende acumular (a) el primer piloto estimado de acuerdo con un primer desplazamiento de tiempo estimado de la primera instancia de señal y (b) el segundo piloto estimado de acuerdo con un segundo desplazamiento de tiempo estimado de la segunda instancia de señal.

53. El método de la reivindicación 31, en donde acumular el primero y segundo pilotos estimados ocurre a una índice de muestra predeterminada, que es igual a una índice de muestra de la señal recibida.

54. El método de la reivindicación 53, en donde la índice de muestra es un múltiplo de una índice de chip.

55. Un método comprende:

Recibir una señal inalámbrica que comprende por lo menos primera y segunda instancias de señal, cada instancia de señal comprende datos y una señal piloto;

Determinar un primer estimado de canal para la primera instancia de señal;

Usar el primer estimado de canal para estimar un primer piloto de la primera instancia de señal;

Determinar un segundo estimado de canal para la segunda estancia de señal;

Usar el segundo estimado de canal para estimar un segundo piloto de la segunda instancia de señal;

Acumular el primero y segundo pilotos estimados;

Filtrar el primer y segundo pilotos acumulados estimados con una convolución de un pulso de transmisión predeterminado y una función de filtro recibida de recepción; y

Sustraer el primero y segundo pilotos estimados acumulados filtrados de la señal recibida para derivar una señal recibida con piloto cancelado estimada.

56. Un método comprende:

Recibir una señal inalámbrica que comprende por los menos primera y segunda instancias de señal, cada instancia de señal comprende datos y una señal piloto;

Procesar (a) una convolución de un pulso de transmisión predeterminado y una función de filtro de recepción y (b) una señal piloto distribuida asociada con la primera instancia de señal para generar muestras piloto reconstruidas de la primera instancia de señal;

Determinar un primer estimado de canal para la primera instancia de señal;

Multiplicar las muestras piloto reconstruidas por el primer estimado de canal para derivar un primer estimado de piloto de la primera instancia de señal;

Procesar (a) una convolución del pulso de transmisión predeterminado y una función de filtro de recepción y (b) una señal piloto distribuida

asociada con la segunda instancia d señal para generar muestras piloto reconstruidas de la segunda instancia de señal;

Determinar un segundo estimado de canal para la segunda instancia de señal;

Multiplicar las muestras piloto reconstruidas de la segunda instancia de señal por el segundo estimado de canal para derivar un segundo estimado piloto de la segunda instancia de señal;

Acumular el primer y segundo pilotos estimados;

Sustraer el primero y segundo estimados piloto acumulados de la señal recibida para derivar una señal recibida con piloto cancelado estimada.

MÉTODO Y APARATO PARA CANCELAR LA INTERFERENCIA PILOTO EN
UN SISTEMA DE COMUNICACIÓN INALÁMBRICO

Resumen

Los métodos y sistemas para estimar y cancelar la interferencia piloto en un sistema inalámbrico de comunicaciones (por ejemplo, CDMA). En un método, una señal recibida comprende un número de instancias de señal, cada uno incluye un piloto, es procesada inicialmente para suministrar muestras de datos. Cada interferencia de piloto del instante de señal puede ser estimado mediante distribuir las muestras de datos con una secuencia de distribución para el instante de señal, canalizando el dato distribuido para suministrar símbolos piloto, filtrar los símbolos piloto para estimar la respuesta de canal del instante de señal, y multiplicar la respuesta de canal estimada con la secuencia de distribución. Los estimados de interferencia piloto debido a una pluralidad de multitrayectos de interferencia son acumulados par derivar la interferencia piloto total, la cual es restada de las muestras de datos para suministrar las muestras de datos de piloto cancelada. Estas muestras son entonces procesadas para derivar los datos demodulados para cada uno de por lo menos un instante de señal (deseado) en la señal recibida.

1/17

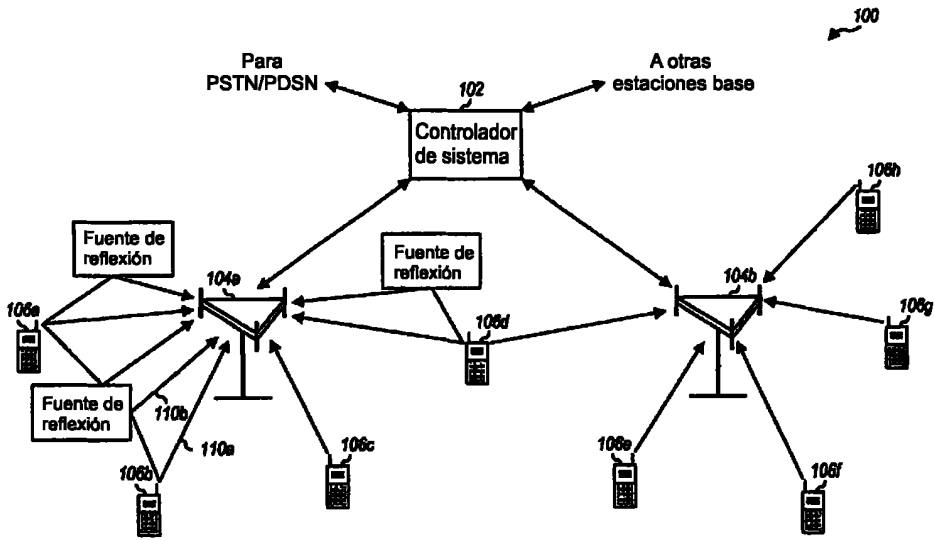
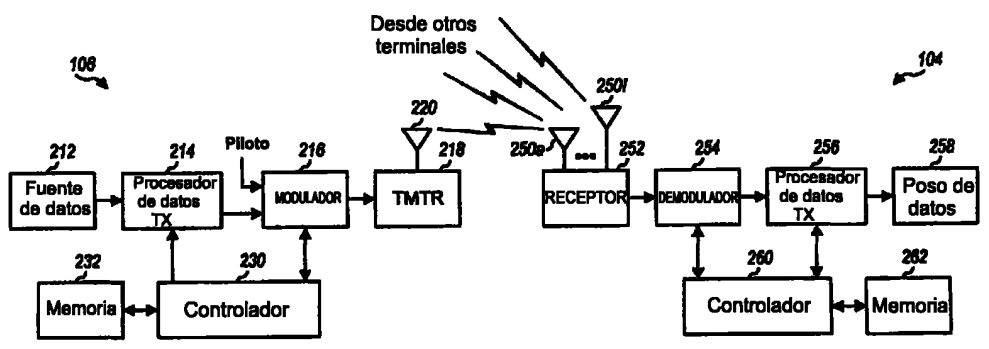


FIG. 1

~~149~~



151

WO 2006/004948

PCT/US2005/023907

3/17

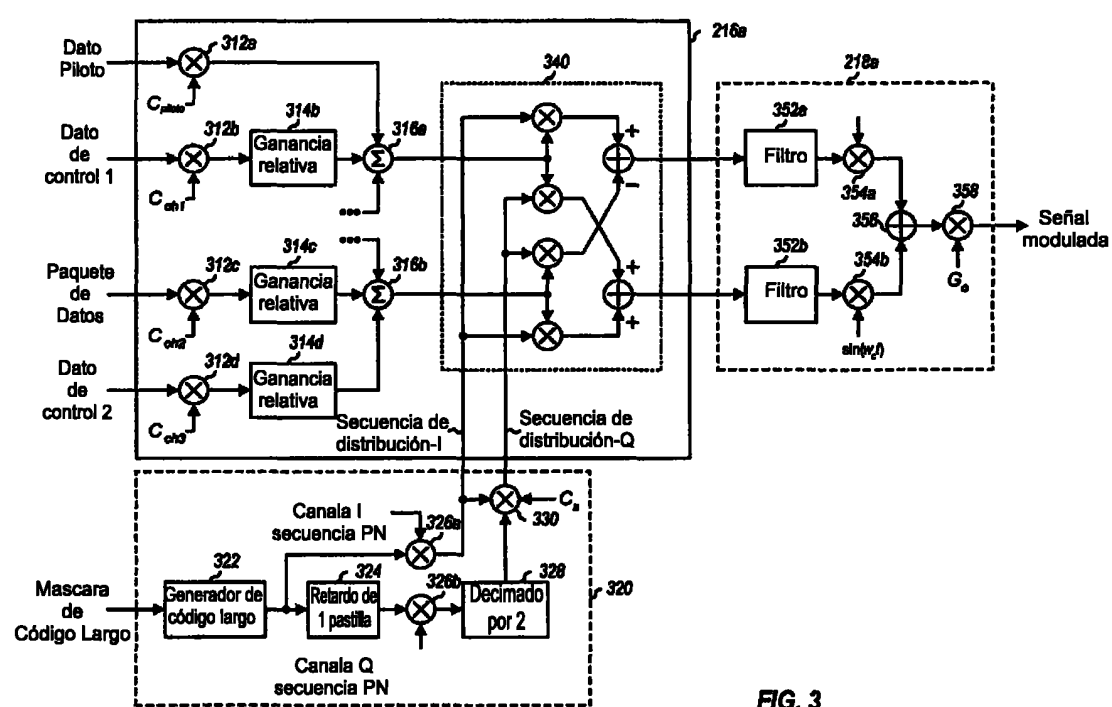


FIG. 3

151

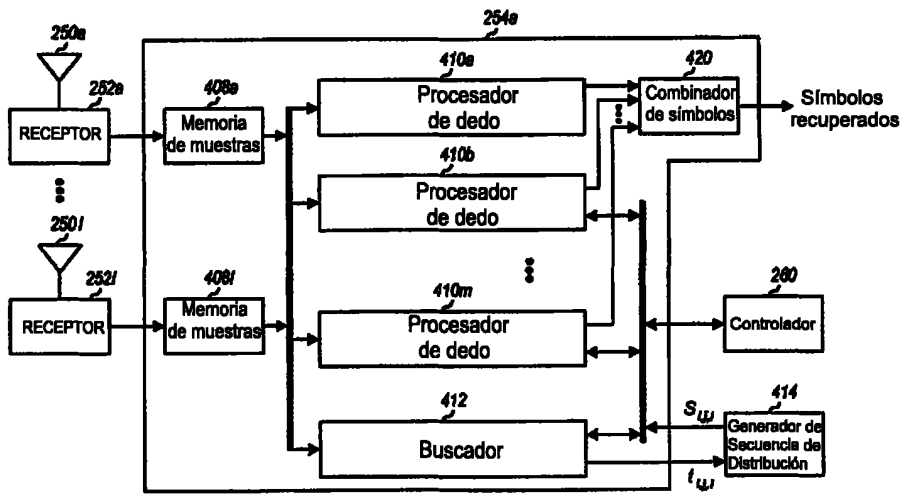


FIG. 4

5/17

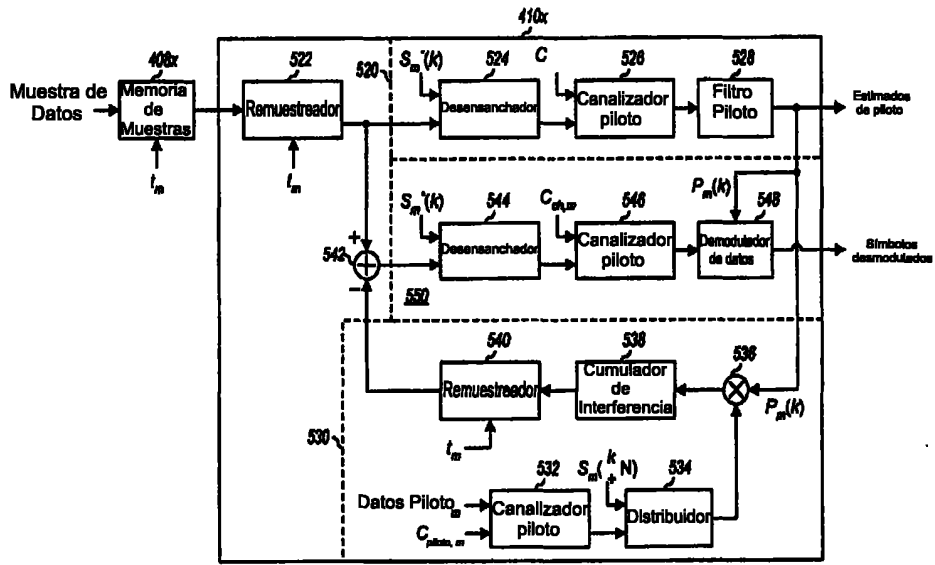


FIG. 5

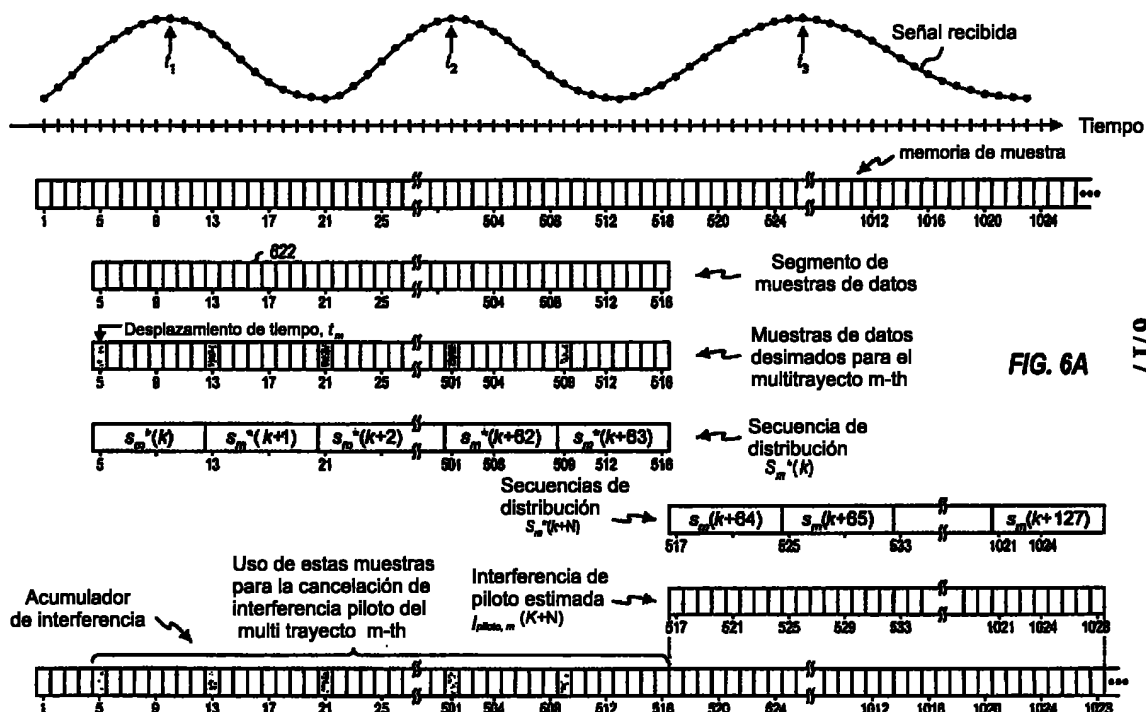


FIG. 6A

6/17

59

155

WO 2006/004948

7/17

PCT/US2005/023307

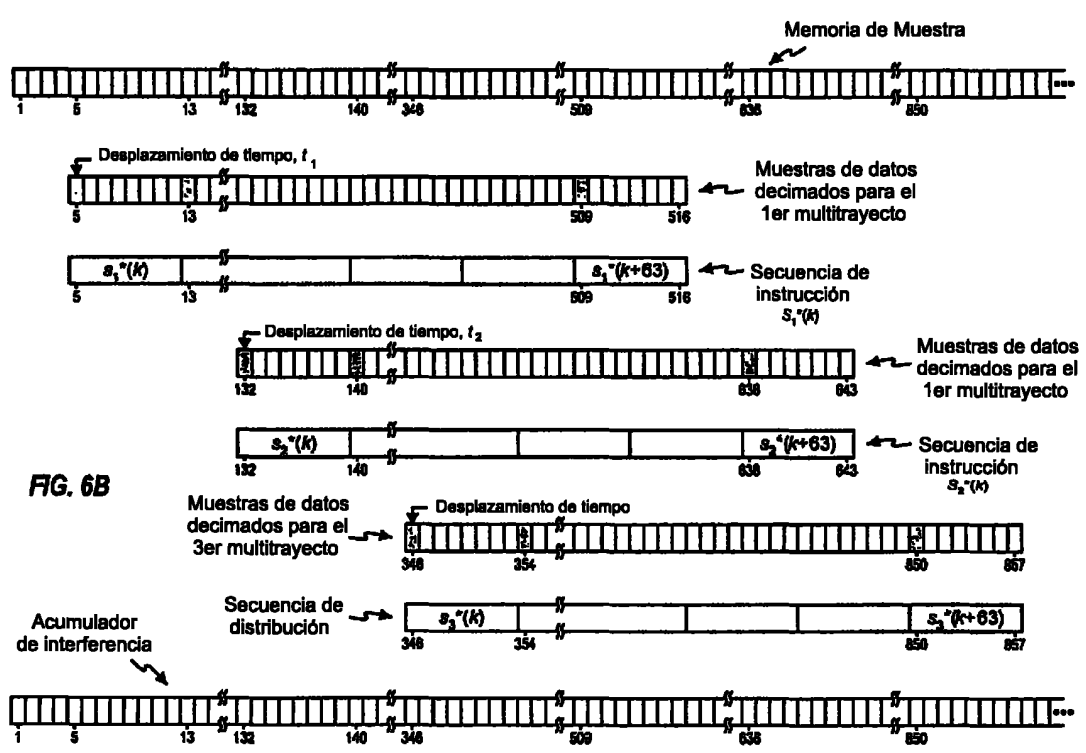


FIG. 6B

Handwritten signature or mark.

8/17

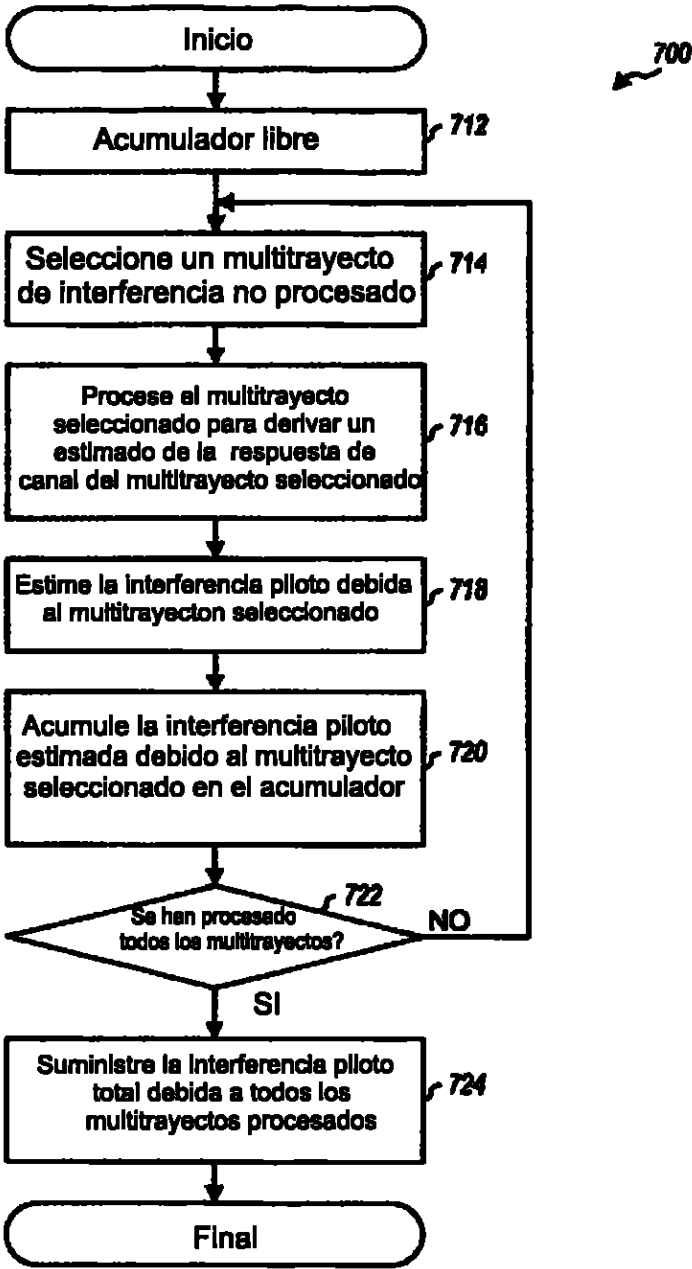


FIG. 7

9/17

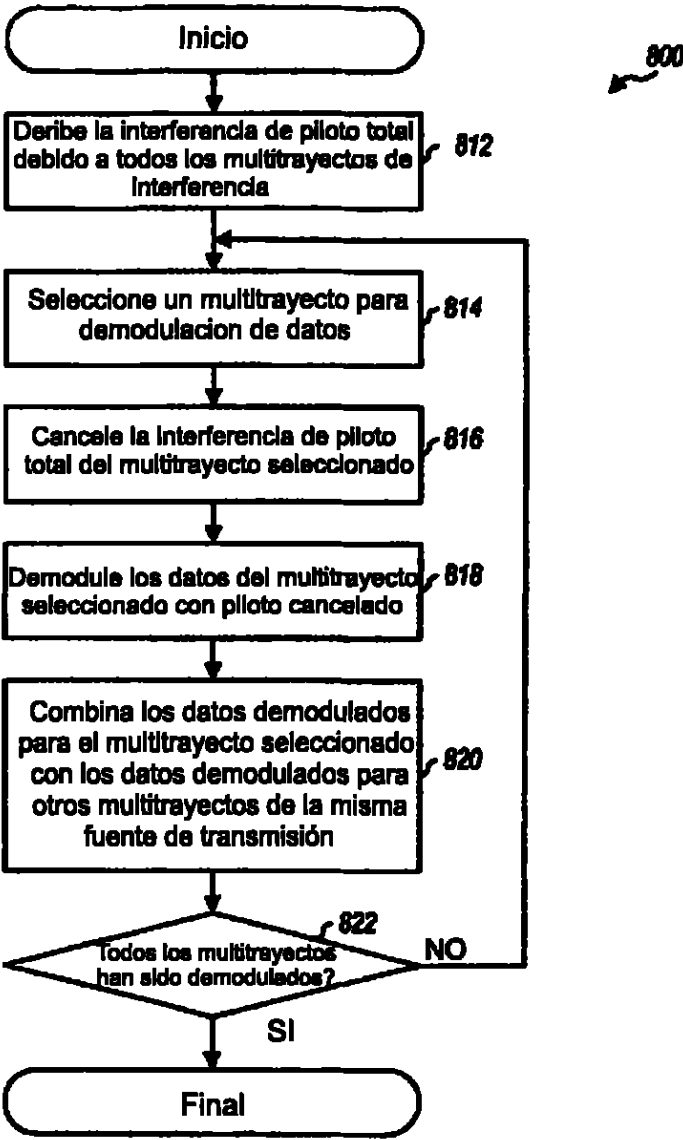


FIG. 8

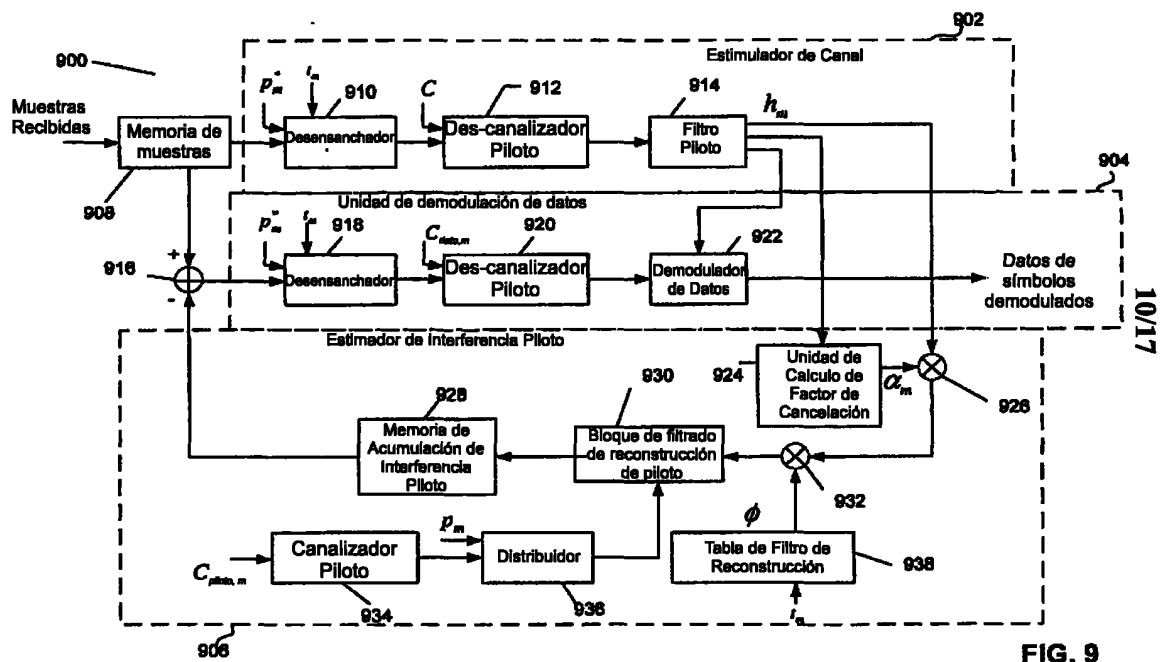


FIG. 9

159

$X=2048(h_m^2)/(Nt)$	Factor de cancelación α_c
0	0
1	0.5
2	0.6667
3	.7500
4	.8000
5	.8333
6	.8571
7	.8750
8	.8889
9	.9000
10	.9091
11	.9167
12	.9231
13	.9286
14	.9333
15	.9375

FIG. 10

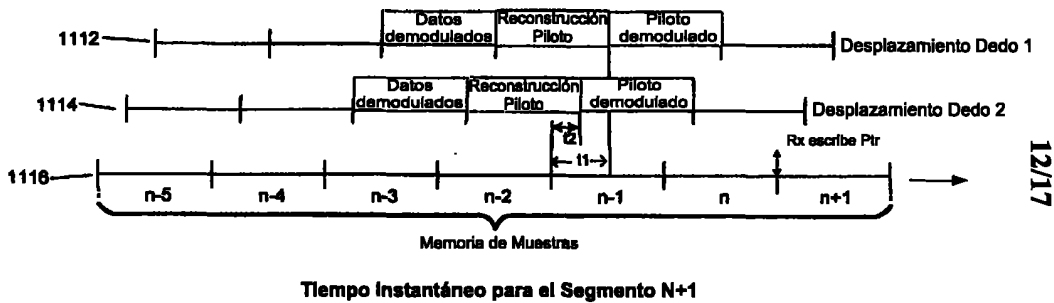
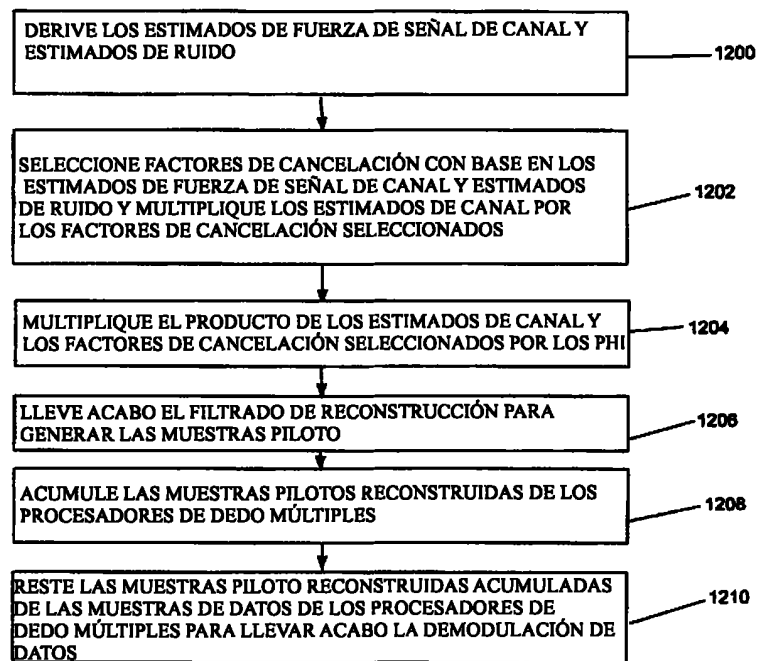


FIG. 11

160

FIG. 12A

13/17



161

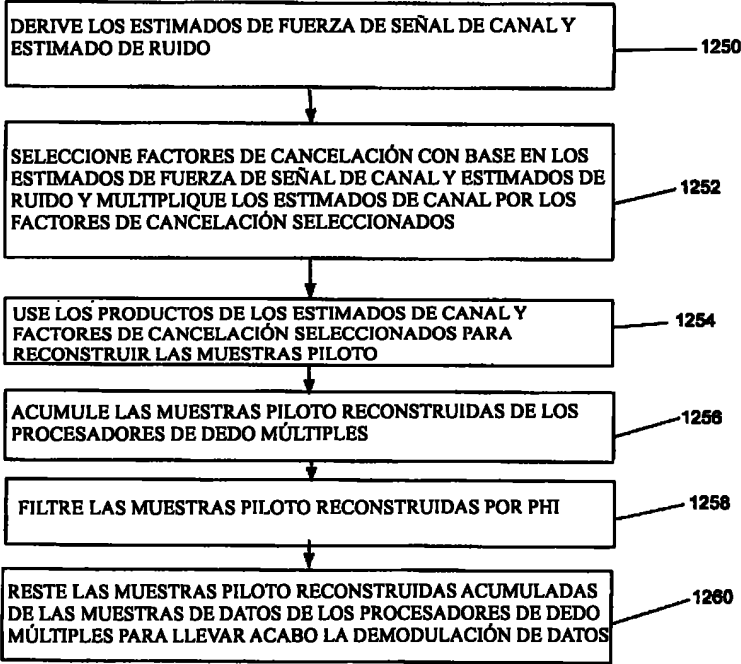


FIG. 12B

162

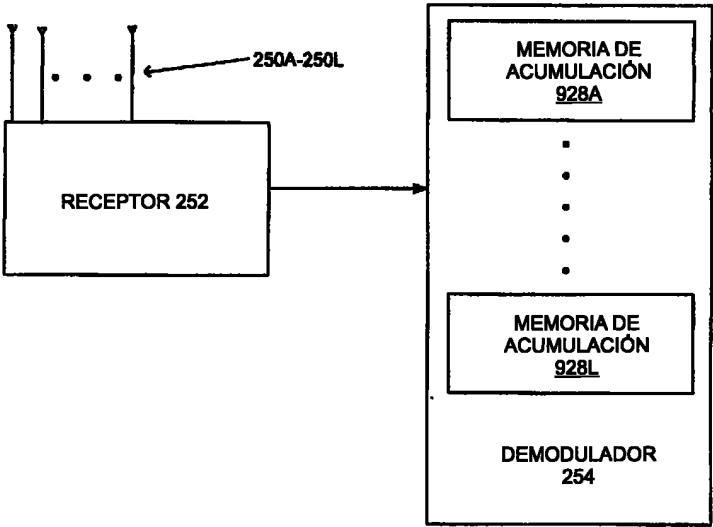


FIG. 13A

15

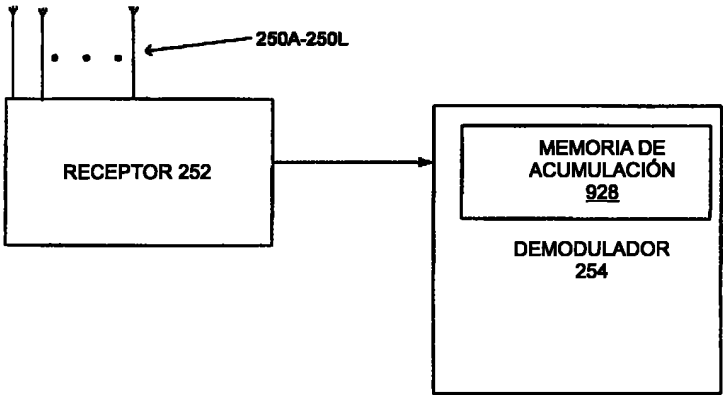


FIG. 13B

164

17/17

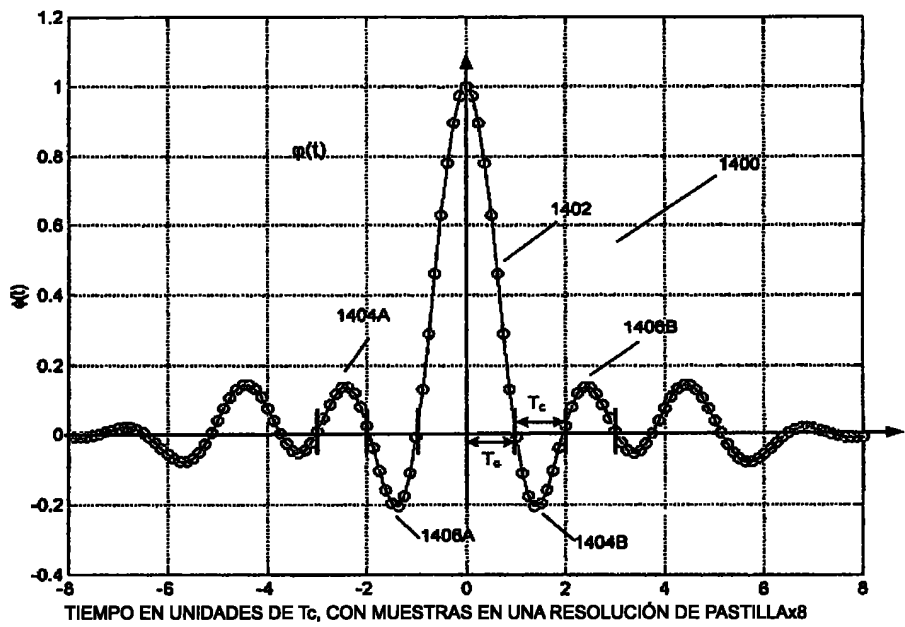


FIG. 14

168

INTERNAT. PATENT SEARCH REPORT

International Application No.
PC 1, 032005/023307A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER
IPC 7 H04B1/707

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

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)
IPC 7 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, INSPEC, WPI Data

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category *	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
X	US 2003/021334 A1 (LEVIN JEFFREY A ET AL) 30 January 2003 (2003-01-30)	1-9, 15-40, 43-56
Y	the whole document	10-14, 41, 42
X	US 6 067 292 A (HUANG ET AL) 23 May 2000 (2000-05-23)	1-9, 15, 16, 25-40, 55, 56
Y	abstract; figures 6, 12, 15, 22, 23 column 1, line 46 - column 2, line 42 -/-	10-14, 41, 42

☒ 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 relating 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.

"Z" document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search

12 October 2005

Date of mailing of the international search report

28/10/2005

Name and mailing address of the ISA

European Patent Office, P.B. 5818 Patentplan 2
NL - 2280 HV Rijswijk
Tel. (+31-70) 340-2040, Tx. 31 651 apo nl,
Fax (+31-70) 340-3016

Authorized officer

Gall1, P

INTERNATIO. .L SEARCH REPORT

Info. J Application No
PCT/US2005/023307

C.(Continuation) DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT		
Category *	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
Y	LIYING SONG ET AL: "Optimum partial interference canceling factor in pilot assistant coherent ofdm system with partial power training sequence synchronization" PERSONAL, INDOOR AND MOBILE RADIO COMMUNICATIONS, 2003. PIMRC 2003. 14TH IEEE PROCEEDINGS ON SEPT. 7-10, 2003, PISCATAWAY, NJ, USA, IEEE, vol. 2, 7 September 2003 (2003-09-07), pages 1906-1910, XP010678801 ISBN: 0-7803-7822-9 * Sections III.B, III.C, III.D * abstract; figures 1-3	10-14, 41, 42
Y	EP 0 954 112 A (NEC CORPORATION) 3 November 1999 (1999-11-03) abstract; figure 2 paragraphs '0009!, '0010!, '0038! - '0042!	10-14, 41, 42

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

PCT. ... 2005/023307

Patent document cited in search report	Publication date	Patent family member(s)	Publication date
US 2003021334 A1	30-01-2003	CN 1539208 A	20-10-2004
		JP 2004529590 T	24-09-2004
		WO 02099992 A1	12-12-2002
US 6067292 A	23-05-2000	US 6009089 A	28-12-1999
EP 0954112 A	03-11-1999	BR 9902308 A	01-02-2000
		CN 1235432 A	17-11-1999
		JP 2967571 B2	25-10-1999
		JP 11317725 A	16-11-1999
		US 6404759 B1	11-06-2002

PS 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: 07008867		(51) Int Cl: H04B 001/707	
22) Fecha de solicitud: 30/01/2007		(71) Solicitante(s) QUALCOMM INCORPORATED	
(30) Prioridad	(31) No. Prioridad	(32) Fecha	(33) País
	60/584,527	30/06/2004	US
(72) Inventor(es) ALESSANDRO VANELLI CORALLI Y OTROS		(74) Apoderado: EMILIO FERRERO	
(85) Fecha límite inicio fase nacional: 30/01/2007		(87) Publicación internacional	
(86) Datos relativos a la presentación de la solicitud PCT		Fecha: 12/01/2006	
Fecha de presentación de la solicitud: 30/06/2005		N° publicación: WO 2006/004948 A1	
No. de solicitud PCT/US2005/023307			
(54) Título: METODO Y APARATO PARA CANCELAR LA INTERFERENCIA PILOTO EN UN SISTEMA DE COMUNICACION INALAMBRICO			

REIVINDICACIONES

1. Una unidad receptora configurada para recibir una señal inalámbrica comprende por lo menos primeras y segundas instancias de señal, cada instancia de señal comprende datos y una señal piloto, la unidad receptora comprende:

Un procesador configurado para:

Determinar un nivel estimado de canal para la primera instancia de señal;

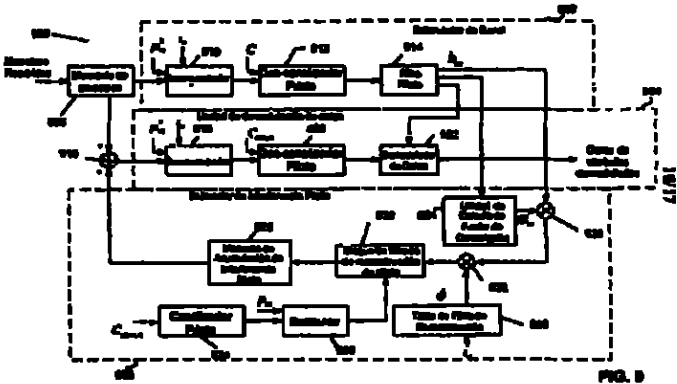
Usar el primer estimado de canal y una señal piloto distribuida asociada con la primera instancia de señal para estimar un primer piloto de la primera estancia de señal;

Determinar un segundo estimado de canal para la segunda instancia de señal; y

Usar el segundo estimado de canal y una señal piloto distribuida asociada con la segunda

estancia de señal para estimar un segundo piloto de la segunda estancia de señal;

Una memoria configurada para acumular el primer y segundo pilotos estimados, el procesador está configurado para restar el primero y segundo pilotos estimados acumulados de la señal recibida para estimar una señal recibida con piloto cancelado, el procesador está configurado para usar la señal recibida con piloto cancelada estimada para demodular los datos de la primera estancia de señal..



FORMATO DE DIGITALIZACION
RELACION DE ANEXOS

Royal
Technologies S.A.
Sede: Calle 100 No. 100-100

164.

Expediente No		07008867	No de Folio
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	1	✓
10	OTROS:		

Observaciones: arte final

SUPERINTENDENCIA DE INDUSTRIA Y COMERCIO
Rad: 07-008887-00000-0000
Fec: 2006-01-30 17:52:31 Usp. 2006 NUCLEAREALUMES
TR. 11 PATENTEITO
Evo: 310 HABENALUMALI
Act 411 PRESENTACION Fotos: 1/2

SUPERINTENDENCIA DE INDUSTRIA Y COMERCIO

NIT : 800176089-2

RECIBO OFICIAL DE CAJA : 06 - 99,165
FECHA : DICIEMBRE 27 DE 2006

***** CONSIGNACION *****

DEPOSITANTE	TIPO PAGO	BANCO	CUENTA	No. PAGO	FECHA PGO	Vr. PAGO
CAVELIER ABOGADOS	CONSIGNACION	BANCO POPULAR	050-00110-6	55272329	27/12/2006	33,470,000.00

***** 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	463,000.00
		TOTAL :	463,000.00

SON: CUATROCIENTOS SESENTA Y TRES MIL PESOS



RESPONSABLE : _____

RECIBO DE CAJA APLICADO AL EXPEDIENTE No. _____

COLO 14439 841 013 0

171

SUPERINTENDENCIA DE INDUSTRIA Y COMERCIO

NIT : 800176089-2

SUPERINTENDENCIA DE INDUSTRIA Y COMERCIO
RdC: 07-008887-00000-0000
Fec: 2007-01-20 17:25:29 / LOP. 2000 NUCLEACIONES
TEL 11 PATENTE
EVE: 310 FASE NACIONAL
ACI 411 PRESENTACION FOLIO 172

RECIBO OFICIAL DE CAJA : 07 - 6,297
FECHA : ENERO 22 DE 2007

***** CONSIGNACION *****

DEPOSITANTE	TIPO PAGO	BANCO	CUENTA	No. PAGO	FECHA PAGO	Gr. PAGO
CAVELIER ABOGADOS	CONSIGNACION	BANCO POPULAR	050-00110-6	55272336	22/01/2007	33,114,000.00

***** CONCEPTO *****

CANT.	RENTISTICO	CONCEPTO	TOTAL CONCEPTO
1	50005-01-09	OTROS SERVICIOS DE PROPIEDAD I	21 CERTIFICACIONES
			11,000.
		TOTAL :	\$ 11,0 .

SOM: ONCE MIL PESOS

RESPONSABLE : _____

RECIBO DE CAJA APLICADO AL EXPEDIENTE No. _____

COLO 14439 841 013 0

SUPERINTENDENCIA DE INDUSTRIA Y COMERCIO

MIT : 800176089-2

RECIBO OFICIAL DE CAJA : 07 - 6,296
FECHA : ENERO 22 DE 2007

***** CONSIGNACION *****

DEPOSITANTE	TIPO PAGO	BANCO	CUENTA	No. PAGO	FECHA PGO	Vr. PAGO
CAVELIER ABOGADOS	CONSIGNACION	BANCO POPULAR	050-00110-6	55272336	22/01/2007	33,114,000.00

***** CONCEPTO *****

CANT.	RENTISTICO	CONCEPTO	TOTAL CONCEPTO
1	50005-01-09	OTROS SERVICIOS DE PROPIEDAD I	21 CERTIFICACIONES
			11,000.00
		TOTAL :	\$ 11,000.00

SON: CINCE MIL PESOS

RESPONSABLE : _____

RECIBO DE CAJA APLICADO AL EXPEDIENTE No. _____

COLO 14439-841-013 0

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@slc.gov.co
www.slc.gov.co
Bogotá, D.C., Colombia

174

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 8867
	Solicitud internacional	PCT/US2005/023307
	Fecha inicio fase nacional	30/01/2007
	Trámite	11
	Evento	379
	Actuación	430
	Oficio No.	

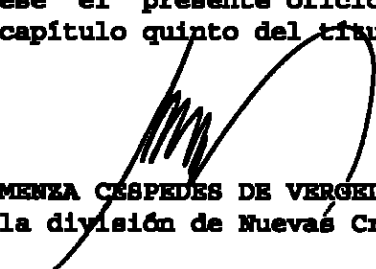
* 6000-1981

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. Si fuere el caso, el solicitante debe adjuntar la traducción de los anexos del reporte de examen preliminar internacional (Art. 36.2.b) del tratado PCT.
2. 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 CARMONA CÉSPEDES DE VERGEL
Jefe de la división de Nuevas Creaciones

El anterior requerimiento fue notificado por fijación en lista de fecha 05 FEB. 2007 lerazo