

SUPERINTENDENCIA DE INDUSTRIA Y COMERCIO



No. 11-065844- -00000-0000

Fecha: 2011-05-27 14:34:06
Tra. 11 PATENTEIYII
Act. 411 PRESENTACION

Dep. 2020 DIR.NUEVASCR
Eve: 378 FASENACIONALI
Folios: 163

Industria y Comercio

SUPERINTENDENCIA

DELEGATURA PROPIEDAD INDUSTRIAL

SOLICITUD
REGISTRO DE PATENTE DE INVENCION
PCT

EXPEDIENTE No _____

TITULO APARATO, MÉTODO Y PROGRAMA DE
COMPUTACIÓN PARA MEZCLAR EN FORMA
ASCENDENTE UNA SEÑAL DE AUDIO CON
MEZCLA DESCENDENTE UTILIZANDO UNA
SUAVIZACIÓN DE VALOR DE FASE

CLASIFICACION INTERNACIONAL _____

SOLICITANTE FRAUNHOFER-GESELLSCHAFT
ZUR FORDERUNG DER ANGEWANDTEN
FORSCHUNG E.V.

DOMICILIO MUNICH, ALEMANIA

APODERADO LUZ HELENA ADARVE GOMEZ

BOGOTA D.C. _____

PETITORIO



SUPERINTENDENCIA DE INDUSTRIA Y COMERCIO



No. 11-065844- -00000-0000

Fecha: 2011-05-27 14:34:06 Dep. 2020 DIR.NUEVASCR
Tra. 11 PATENTEIYII Eve: 378 FASENACIONALI
Act. 411 PRESENTACION Folios: 163

FORMULARIO UNICO I

ENTRADA EN FASE NACIONAL

①

SOLICITUD DE:

☒

Patente de Invención

☐

Patente de Modelo de Utilidad

☒

Capítulo I

☐

Capítulo II

②

SOLICITANTE

Nombre: **Fraunhofer-Gesellschaft zur Förderung der angewandten Forschung e.V.**

Dirección: **Hansastraße 27c 80686 Munich, Alemania**

Nacionalidad o Domicilio: **Munich, Alemania**

Lugar de Constitución: **Alemania**

Teléfono: **3137800** Fax: **3122410**

E-mail: **general@cardenasycardenas.com**

IDENTIFICACION

☐

NIT

☐

NIT

☐

Otro

☒

Otro

Cuál
Número

③

REPRESENTANTE O APODERADO

Nombre: **LUZ HELENA ADARVE GOMEZ**

Dirección: **Carrera 7 No 71-52 Torre B Piso 9**

Teléfono: **312 3600** Fax: **312 2410**

E-Mail: **general@cardenasycardenas.com**

IDENTIFICACION

☐

NIT

☐

NIT

☒

CC

☐

Otro

Cual **41575435 BTA**
Número **14884 C.S.J.**

④

INVENTOR(ES) (72)

Nombre:

1. Matthias Neusinger
2. Julien Robilliard
3. Johannes Hilpert

Dirección:

1. Bergstrasse 10, 91186 Rohr, Alemania
2. Innerer Kleinreuther Weg 25 A, 90408 Nürnberg, Alemania
3. Herrnhuettestraße 46, 90411 Nürnberg, Alemania

Nacionalidad o Domicilio:

1. Alemán
2. Francés
3. Alemán

⑤ PCT (86)

Solicitud Internacional No. **WO 2010/115850 A1** Fecha **14.10.2010**

Publicación Internacional No. **PCT/EP2010/054448** Fecha **01.04.2010**

⑥

Título(54):

**APARATO, MÉTODO Y PROGRAMA DE COMPUTACIÓN PARA MEZCLAR EN FORMA
ASCENDENTE UNA SEÑAL DE AUDIO CON MEZCLA DESCENDENTE UTILIZANDO
UNA SUAVIZACIÓN DE VALOR DE FASE**

⑦

Clasificación Internacional (51):

⑧

Prioridad

SI ☒ NO ☐

(33)País de Origen

US

(32)Fecha

08.04.2009

(31)N° de Solicitud

61/167,607

⑨

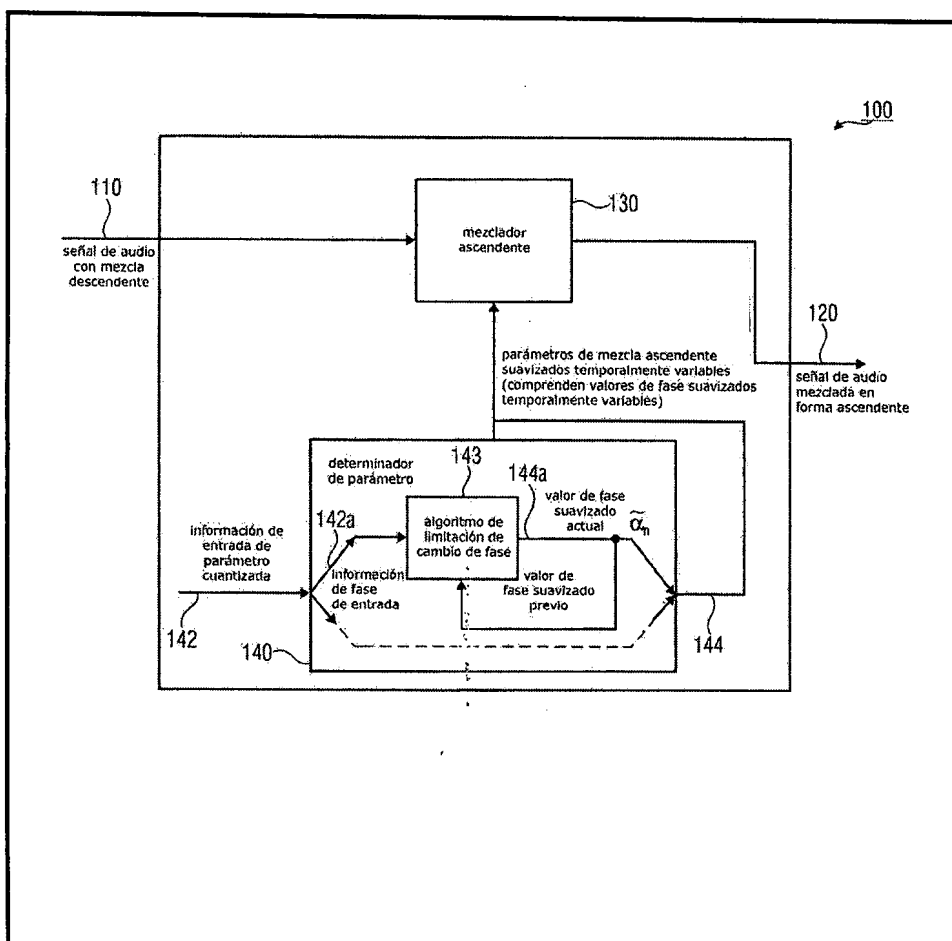
Comprobante de Pago No.: **11-0049886**

Fecha **24.05.2011**

⑩ ANEXOS

- ☒ Comprobante de pago de la tasa de presentación de la solicitud.
- ☐ Documento que acredite 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.
- ☒ Traducción de la solicitud internacional al castellano (Resumen, Resumen, descripción, reivindicaciones, dibujos)
- ☐ Copia del examen preliminar internacional efectuado por la Autoridad Internacional de Examen Preliminar (IPEA)
- ☐ Traducción del examen preliminar internacional 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.
- ☐ De ser el caso, modificaciones efectuadas a la solicitud internacional.
- ☒ Prioridad <http://www.wipo.int/pctdb/en/wo.jsp?WO=2010115850&IA=EP2010054448&DISPLAY=DOCS>
- ☒ Recibo de Reivindicaciones adicionales (3)

11 FIGURA CARACTERISTICA



12

Solicito la Concesión de la patente

NOMBRE: LUZ HELENA ADARVE GOMEZ

FIRMA:

[Firma manuscrita]

C.C. 41575435 BTA TP. 14884 C.S.J.

SUPERINTENDENCIA DE INDUSTRIA Y COMERCIO
NIT : 800.176.089-2
- / -



RECIBO DE CAJA

No. 11 - 0049886

Bogotá D.C., Mayo 24 de 2011 - 15:43:31

RECIBIDO DE : CARDENAS & CARDENAS ABOGADOS PI LTDA NI 830.083.491

*** Soporte del Pago ***

TIPO PAGO	BANCO	CUENTA	No. PAGO	FECHA PAGO	VR. PAGO
CONSIGNACION	BANCO DE BOGOTA	062754387	181433781	24/05/2011	11.865.000.00

*** Conceptos Pagados ***

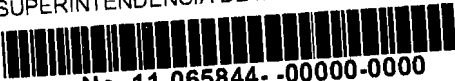
CANT.	RENTISTICO	CONCEPTO	Vr.UNDITARIO	Vr.CONCEPTO
1	50005-01-01 SOLICITUDES	1 TRAMITES DE SOL. DE PATENTE DE INVENCIÓN	571.000.00	571.000.00
				\$571.000.00

SON: **QUINIENTOS SETENTA Y UN MIL PESOS MONEDA CORRIENTE***

Responsable:

Recibo de Caja Aplicado al Expediente No.

SUPERINTENDENCIA DE INDUSTRIA Y COMERCIO



No. 11-065844- -00000-0000

Fecha: 2011-05-27 14:34:06 Dep. 2020 DIR.NUEVASCR
Tra. 11 PATENTEIYII Eve: 378 FASENACIONALI
Act. 411 PRESENTACION Folios: 163

CARDENAS & CARDENAS
ABOGADOS

Sede Centro: Carrera 13 No. 27 - 00 Pisos 3,4,5 y 10 Bogotá, D.C.- Colombia

Web: www.sic.gov.co e-mai: info@sic.gov.co Conmutador: (571) 5870000 Fax: (571) 5870284 Línea: 018000-910165 Call Center: (571) 6513240

Mayo 24 de 2011 - 15:43:33

SUPERINTENDENCIA DE INDUSTRIA Y COMERCIO
NIT : 800.176.089-2
- / -

Industria y Comercio
SUPERINTENDENCIA

RECIBO DE CAJA

No. 11 - 0038676

Bogotá D.C., Abril 26 de 2011 - 11:05:42

RECIBIDO DE : CARDENAS & CARDENAS ABOGADOS PI LTDA

NI 830.083.491

*** Soporte del Pago ***

TIPO PAGO	BANCO	CUENTA	No. PAGO	FECHA PAGO	VR. PAGO
CONSIGNACION	BANCO DE BOGOTA	062754387	430552253	26/04/2011	9.546.000.00

*** Conceptos Pagados ***

CANT.	RENTISTICO	CONCEPTO	Vr.UNDITARIO	Vr.CONCEPTO
1	50005-01-09 OTROS SERVICIOS DE PROPIEDAD INDUSTRIAL	21 CERTIFICACIONES	14.000.00	14.000.00
				\$14.000.00

SON: **CATORCE MIL PESOS MONEDA CORRIENTE**

Responsable: _____

Recibo de Caja Aplicado al Expediente No. _____

SUPERINTENDENCIA DE INDUSTRIA Y COMERCIO
No. 11-065844- -00000-0000
Fecha: 2011-05-27 14:34:06 Dep. 2020 DIR.NUEVASCR
Tra. 11 PATENTEIYII Eve: 378 FASENACIONALI
Act. 411 PRESENTACION Folios: 163

Sede Centro: Carrera 13 No. 27 - 00 Pisos 3,4,5 y 10 Bogotá, D.C. - Colombia

Web: www.sic.gov.co e-mai: info@sic.gov.co Conmutador: (571) 5870000 Fax: (571) 5870284 Línea: 018000-910165 Call Center: (571) 6513240

Abril 26 de 2011 - 11:05:46

SUPERINTENDENCIA DE INDUSTRIA Y COMERCIO
NIT : 800.176.089-2
- / -

Industria y Comercio
SUPERINTENDENCIA

RECIBO DE CAJA

No. 11 - 0038677

Bogotá D.C., Abril 26 de 2011 - 11:05:42

RECIBIDO DE : CARDENAS & CARDENAS ABOGADOS PI LTDA

NI 830.083.491

*** Soporte del Pago ***

TIPO PAGO	BANCO	CUENTA	No. PAGO	FECHA PAGO	VR. PAGO
CONSIGNACION	BANCO DE BOGOTA	062754387	430552253	26/04/2011	9.546.000.00

*** Conceptos Pagados ***

CANT.	RENTISTICO	CONCEPTO	Vr. UNDITARIO	Vr. CONCEPTO
1	50005-01-09 OTROS SERVICIOS DE PROPIEDAD INDUSTRIAL	21 CERTIFICACIONES	14.000.00	14.000.00
				\$14.000.00

SON: **CATORCE MIL PESOS MONEDA CORRIENTE**

Responsable: _____

Recibo de Caja Aplicado al Expediente No. _____

SUPERINTENDENCIA DE INDUSTRIA Y COMERCIO
No. 11-065844- -00000-0000
Fecha: 2011-05-27 14:34:06 Dep. 2020 DIR.NUEVASCR
Tra. 11 PATENTEIYII Eve: 378 FASENACIONALI
Act. 411 PRESENTACION Folios: 163

CARDENAS & CARDENAS
ABOGADOS

Sede Centro: Carrera 13 No. 27 - 00 Pisos 3,4,5 y 10 Bogotá, D.C.- Colombia

Web: www.sic.gov.co e-mai: info@sic.gov.co Conmutador: (571) 5870000 Fax: (571) 5870284 Línea: 018000-910165 Call Center: (571) 6513240

, Abril 26 de 2011 - 11:05:46

SUPERINTENDENCIA DE INDUSTRIA Y COMERCIO
NIT : 800.176.089-2
- / -

Industria y Comercio
SUPERINTENDENCIA

RECIBO DE CAJA

No. 11 - 0038678

Bogotá D.C., Abril 26 de 2011 - 11:05:42

RECIBIDO DE : CARDENAS & CARDENAS ABOGADOS PI LTDA

NI 830.083.491

*** Soporte del Pago ***

TIPO PAGO	BANCO	CUENTA	No. PAGO	FECHA PAGO	VR. PAGO
CONSIGNACION	BANCO DE BOGOTA	062754387	430552253	26/04/2011	9.546.000.00

*** Conceptos Pagados ***

CANT.	RENTISTICO	CONCEPTO	Vr.UNDITARIO	Vr.CONCEPTO
1	50005-01-09 OTROS SERVICIOS DE PROPIEDAD INDUSTRIAL	21 CERTIFICACIONES	14.000.00	14.000.00
				\$14.000.00
			=====	

SON: **CATORCE MIL PESOS MONEDA CORRIENTE**

Responsable: _____

Recibo de Caja Aplicado al Expediente No. _____

SUPERINTENDENCIA DE INDUSTRIA Y COMERCIO



No. 11-065844- -00000-0000

Fecha: 2011-05-27 14:34:06 Dep. 2020 DIR.NUEVASCR
Tra. 11 PATENTEIYII Eve: 378 FASENACIONALI
Act. 411 PRESENTACION Folios: 163

Sede Centro: Carrera 13 No. 27 - 00 Pisos 3,4,5 y 10 Bogotá, D.C.- Colombia

Web: www.sic.gov.co e-mai: info@sic.gov.co Conmutador: (571) 5870000 Fax: (571) 5870284 Línea: 018000-910165 Call Center: (571) 6513240

, Abril 26 de 2011 - 11:05:46

SUPERINTENDENCIA DE INDUSTRIA Y COMERCIO
NIT : 800.176.089-2
- / -



RECIBO DE CAJA

No. 11 - 0038679

Bogotá D.C., Abril 26 de 2011 - 11:05:42

RECIBIDO DE : CARDENAS & CARDENAS ABOGADOS PI LTDA NI 830.083.491

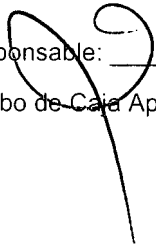
*** Soporte del Pago ***

TIPO PAGO	BANCO	CUENTA	No. PAGO	FECHA PAGO	VR. PAGO
CONSIGNACION	BANCO DE BOGOTA	062754387	430552253	26/04/2011	9.546.000.00

*** Conceptos Pagados ***

CANT.	RENTISTICO	CONCEPTO	Vr.UNDITARIO	Vr.CONCEPTO
1	50005-01-09 OTROS SERVICIOS DE PROPIEDAD INDUSTRIAL	21 CERTIFICACIONES	14.000.00	14.000.00
				\$14.000.00

SON: **CATORCE MIL PESOS MONEDA CORRIENTE**

Responsable: 

Recibo de Caja Aplicado al Expediente No. _____

SUPERINTENDENCIA DE INDUSTRIA Y COMERCIO



No. 11-065844- -00000-0000

Fecha: 2011-05-27 14:34:06 Dep. 2020 DIR.NUEVASCR
Tra. 11 PATENTEIYII Eve: 378 FASENACIONALI
Act. 411 PRESENTACION Folios: 163

Sede Centro: Carrera 13 No. 27 - 00 Pisos 3,4,5 y 10 Bogotá, D.C.- Colombia

Web: www.sic.gov.co e-mai: info@sic.gov.co Conmutador: (571) 5870000 Fax: (571) 5870284 Línea: 018000-910165 Call Center: (571) 6513240

Abril 26 de 2011 - 11:05:46

SUPERINTENDENCIA DE INDUSTRIA Y COMERCIO
NIT : 800.176.089-2
- / -

Industria y Comercio
SUPERINTENDENCIA

RECIBO DE CAJA

No. 11 - 0038680

Bogotá D.C., Abril 26 de 2011 - 11:05:42

RECIBIDO DE : CARDENAS & CARDENAS ABOGADOS PI LTDA

NI 830.083.491

*** Soporte del Pago ***

TIPO PAGO	BANCO	CUENTA	No. PAGO	FECHA PAGO	VR. PAGO
CONSIGNACION	BANCO DE BOGOTA	062754387	430552253	26/04/2011	9.546.000.00

*** Conceptos Pagados ***

CANT.	RENTISTICO	CONCEPTO	Vr.UNDITARIO	Vr.CONCEPTO
1	50005-01-09 OTROS SERVICIOS DE PROPIEDAD INDUSTRIAL	21 CERTIFICACIONES	14.000.00	14.000.00
				\$14.000.00

SON: **CATORCE MIL PESOS MONEDA CORRIENTE**

Responsable:

Recibo de Caja Aplicado al Expediente No.

SUPERINTENDENCIA DE INDUSTRIA Y COMERCIO



No. 11-065844- -00000-0000

Fecha: 2011-05-27 14:34:06 Dep. 2020 DIR.NUEVASCR
Tra. 11 PATENTEIYII Eve: 378 FASENACIONALI
Act. 411 PRESENTACION Folios: 163

RECEIVED

RECEIVED

Sede Centro: Carrera 13 No. 27 - 00 Pisos 3,4,5 y 10 Bogotá, D.C.- Colombia

Web: www.sic.gov.co e-mai: info@sic.gov.co Conmutador: (571) 5870000 Fax: (571) 5870284 Linea: 018000-910165 Call Center: (571) 6513240

Abril 26 de 2011 - 11:05:46

SUPERINTENDENCIA DE INDUSTRIA Y COMERCIO
NIT : 800.176.089-2
- / -

Industria y Comercio
SUPERINTENDENCIA

RECIBO DE CAJA

No. 11 - 0038681

Bogotá D.C., Abril 26 de 2011 - 11:05:42

RECIBIDO DE : CARDENAS & CARDENAS ABOGADOS PI LTDA

NI 830.083.491

*** Soporte del Pago ***

TIPO PAGO	BANCO	CUENTA	No. PAGO	FECHA PAGO	VR. PAGO
CONSIGNACION	BANCO DE BOGOTA	062754387	430552253	26/04/2011	9.546.000.00

*** Conceptos Pagados ***

CANT.	RENTISTICO	CONCEPTO	Vr.UNDITARIO	Vr.CONCEPTO
1	50005-01-09	OTROS SERVICIOS DE PROPIEDAD INDUSTRIAL	21	CERTIFICACIONES
			14.000.00	14.000.00
				\$14.000.00

SON: **CATORCE MIL PESOS MONEDA CORRIENTE**

Responsable: _____

Recibo de Caja Aplicado al Expediente No. _____

SUPERINTENDENCIA DE INDUSTRIA Y COMERCIO
No. 11-065844- -00000-0000
Fecha: 2011-05-27 14:34:06
Tra. 11 PATENTE IYII
Act. 411 PRESENTACION
Dep. 2020 DIR.NUEVASCR
Eve: 378 FASE NACIONAL I
Folios: 163

RECEIVED 1 MAY 2011

RECEIVED 13

Sede Centro: Carrera 13 No. 27 - 00 Pisos 3,4,5 y 10 Bogotá, D.C. - Colombia

Web: www.sic.gov.co e-mai: info@sic.gov.co Conmutador: (571) 5870000 Fax: (571) 5870284 Línea: 018000-910165 Call Center: (571) 6513240

, Abril 26 de 2011 - 11:05:46

POWER OF ATTORNEY

I, Werner Liebler, confirm:

FIRST: That I act in my capacity of deputy chief of the Patent Department of **Fraunhofer-Gesellschaft zur Förderung der angewandten Forschung e.V.**, legally constituted and in existence in accordance with the laws of Germany, and domiciled at Hansastrasse 27c, 80686 Muenchen, Germany.

SECOND: That in such capacity I grant hereby special, ample and sufficient Power of Attorney to DARIO CARDENAS-NAVAS and/or LUZ HELENA ADARVE-GOMEZ and/or EDUARDO CARDENAS-CABALLERO and/or BERNARDO P. CARDENAS-MARTINEZ and/or JUANITA ACOSTA GOMEZ and/or JULY GALINDO QUINTERO, registered lawyers of the firm CARDENAS & CARDENAS-LAWYERS, domiciled at Carrera 7 No. 71-52, Torre B, Piso 9 Bogotá, D.C., Colombia, to carry before the corresponding Colombian national Offices and authorities the proceedings to obtain trademarks, patents, utility models, industrial drawings and designs, deposits of commercial names and ensigns, as well as processing of renewals, assignments, change of name or domicile of the owner, waivers and licenses of the same for which purpose they are empowered to take before said authorities all necessary actions for the indicated purposes; to file applications, statements, claims, formulate descriptions, amendments, oppositions and appeals; pay all taxes and installments and make any other payments determined by law; to receive every document and values issuing the respective discharge; to fulfill any other requirements and take, in general, every measure that they shall deem opportune for the defense and protection of the Industrial Property of the company in the event of infringements, oppositions, proceedings for cancellation or annulment, imposition of fines, passing the antecedents to the courts; they are empowered to appear as plaintiff or defendant before the competent judges, being entitled to transact, submit to arbitration, waive, receive, resign, withdraw, appeal and all other legal powers which may be necessary, and it is hereby declared ever since now valid and good whatever such attorneys do for its benefit, granting them also power to substitute this proxy and if necessary to revoke such substitutions.

SIGNED AT Dezember 6th, 2010 ON Munich / Germany

BY Werner Liebler

Werner Liebler



File No. **H 2294** / 2010

ag

I hereby certify that above is the true signature, subscribed in my presence of

Mr. Dr. Werner Liebler,

born on May 6th, 1961,

business address: Hansastr. 27 c, 80686 Munich,

personally known to me.

Dr. Werner Liebler acting by virtue of

Fraunhofer-Gesellschaft zur Förderung der angewandten Forschung e.V.

with its registered office in Munich,

business address: 80686 München, Hansastr. 27 c,

of power of attorney dated on July 13th, 2000, File No. 3076 K /2000, and

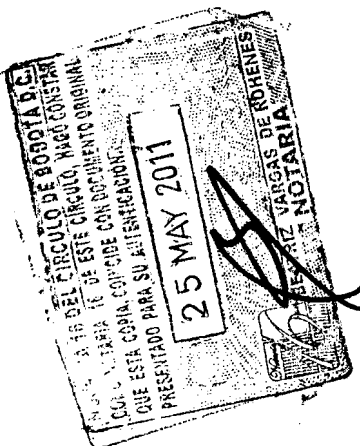
July 18th, 2000, File No. 3170 K /2000, by Notary Public, Dr. Helmut Keidel,

Munich, presented to me today in the original and which is attached as certified copy.

Munich, Dezember 6th, 2010



Thomas Haasen,
Notary Public, Munich





Fraunhofer-Gesellschaft Postfach 19 03 39 D-80603 München

Vorstand

Leonrodstraße 54
D-80636 München

Telefon +49 (0) 89/12 05-01
Telefax +49 (0) 89/12 05-700

Vollmacht

Hiermit bevollmächtigen wir

Herrn Dr. Werner Liebler
geb. 06.05.1961
geschäftsmässig: Patentstelle für
die Deutsche Forschung
Leonrodstraße 68
80636 München

die

Fraunhofer-Gesellschaft zur Förderung
der angewandten Forschung e.V.,
Leonrodstraße 54, 80636 München

bis auf Widerruf in allen Angelegenheiten des Gesetzes über Arbeitnehmererfindungen
rechtsverbindlich zu vertreten. Darüberhinaus wird Herr Dr. Liebler bevollmächtigt,
Schutzrechtsverfahren im Ausland lokale Patentanwälte zu beauftragen.

(Dr. D.-M. Polter)



(Dr. H.-U. Wiese)

Vorstand der Fraunhofer-Gesellschaft:
Prof. Dr.-Ing. Dr. h. c. mult.
Hans-Jürgen Warnecke, Präsident
Dr. jur. Dirk-Meints Polter
Dr. rer. pol. Hans-Ulrich Wiese

Fraunhofer-Gesellschaft zur Förderung
der angewandten Forschung e.V., München

Bankverbindung: Deutsche Bank, München
Konto 7521 933 BLZ 700 700 10

11

APOSTILLE

(Convention de La Haye du 5 octobre 1961)

1. Land: Bundesrepublik Deutschland

Diese öffentliche Urkunde

2. ist unterschrieben von **Thomas Haasen**

3. in seiner Eigenschaft als **Notar**

4. Sie ist versehen mit dem Siegel des **Notars Thomas Haasen in München**

Bestätigt

5. in München

6. am 7. Dezember 2010

7. durch den Präsidenten des Landgerichts München I

8. unter Nr. 910 a - 9274/2010

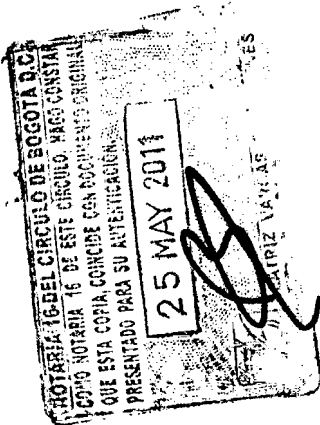
9. Siegel

10. Unterschrift

Im Auftrag:

Christine Köppl

Christine Köppl
Amtsinspektorin



URNr. 3076 K

Ich beglaube hiermit die Echtheit der vorstehenden, vor mir vollzogenen
Unterschrift von

Herrn Dr. Dirk-Meints Polter,
Vorstandsmitglied in München,

geschäftsansässig Leonrodstr. 54, 80636 München,
persönlich bekannt.

Hierzu bescheinige ich aufgrund Einsicht in das Vereinsregister des
Amtsgerichts München (VR-Nr. 4461) vom 12.07.2000, daß die Herren
Dr. Dirk-Meints Polter und Dr. Hans-Ulrich Wiese zur Vertretung des Vereins

**Fraunhofer-Gesellschaft zur Förderung
der angewandten Forschung eingetragener Verein
mit dem Sitz in München**

als Vorstandsmitglieder gemeinsam berechtigt sind.

München, den 13.07.2000



Dr. Keidel, Notar



URNr. 3170 K

Ich beglaube hiermit die Echtheit der vorstehenden, vor mir vollzogenen
Unterschrift von

Herrn Dr. Hans-Ulrich W i e s e ,
Vorstandsmitglied in München,

geschäftsansässig Leonrodstr. 54, 80636 München,
ausgewiesen durch amtlichen Lichtbildausweis.

Hierzu bescheinige ich aufgrund Einsicht in das Vereinsregister des
Amtsgerichts München –VR-Nr. 4461- vom 12.07.2000, dass die Herren
Dr. Dirk-Meints Polter und Dr. Hans-Ulrich Wiese zur Vertretung des Vereins

**Fraunhofer-Gesellschaft zur Förderung
der angewandten Forschung eingetragener Verein
mit dem Sitz in München**

als Vorstandsmitglieder gemeinsam berechtigt sind.

München, den 18.07.2000


Dr. Kerdel, Notar

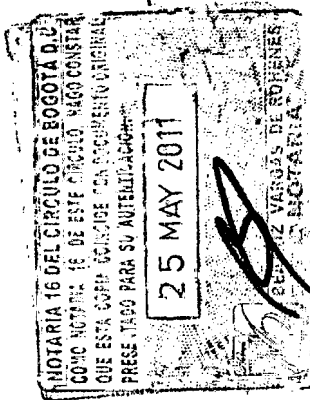
I hereby certify that this is a
true copy of the original document.

Munich, 06. Dez. 2010

Notary Public
in Munich







APOSTILLE

(Convention de La Haye du 5 octobre 1961)

1. Land: Bundesrepublik Deutschland

Diese öffentliche Urkunde

2. ist unterschrieben von **Thomas Haasen**

3. in seiner Eigenschaft als **Notar**

4. Sie ist versehen mit dem Siegel des **Notars Thomas Haasen in München**

Bestätigt

5. in München

6. am **7. Dezember 2010**

7. durch den Präsidenten des Landgerichts München I

8. unter Nr. 910 a - **9279/2010**

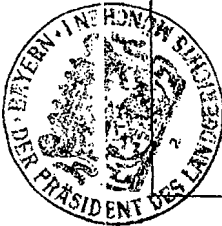
9. Siegel

10. Unterschrift

Im Auftrag:

Christine Köppl

Christine Köppl
Amtsinspektorin



TRADUCCIÓN OFICIAL DE LOS SIGUIENTES DOCUMENTOS: PODER DE ABOGADO otorgado por la Compañía *Fraunhofer-Gesellschaft zur Förderung der angewandten Forschung e.V.*, a la Firma Cárdenas y Cárdenas Abogados de Bogotá - Colombia, firmado por el señor Werner Liebler, Jefe Encargado del Departamento de Patentes de dicha Compañía, el 6 de diciembre de 2010. **CERTIFICACIÓN NOTARIAL**, Archivo No. H2294/2010, firmada por Thomas Haasen, Notario Público, en Munich, Alemania, con fecha del 6 de diciembre de 2010.

Estos documentos vienen acompañados por la **APOSTILLA DE LA CONVENCIÓN DE LA HAYA** No. 910 a - 9274/2010, en idioma alemán, con fecha del 7 de diciembre de 2010, firmada por Christine Köppl.

Traducción realizada por Martha Sofía Sarmiento Solano, Traductora e Intérprete Oficial Español - Inglés - Español, nombrada para el cargo mediante Resolución del Ministerio de Justicia, N° 835, del 3 de mayo de 1988.

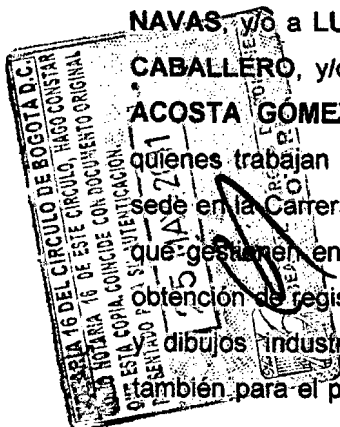
- COLOMBIA -

PODER DE ABOGADO

Yo, Werner Liebler, declaro lo siguiente:

PRIMERO: Que yo actúo en mi calidad de Jefe Encargado del Departamento de Patentes de *Fraunhofer-Gesellschaft zur Förderung der angewandten Forschung e.V.*, una Compañía legalmente constituida y en existencia de acuerdo con las leyes de Alemania y cuyo domicilio es Hansastrasse 27c, 80686 Muenchen Germany/Alemania.

SEGUNDO: Que haciendo uso de las facultades del cargo arriba mencionado, yo otorgo Poder de Abogado, especial, amplio y suficiente a **DARÍO CÁRDENAS NAVAS**, y/o a **LUZ HELENA ADARVE GÓMEZ**, y/o a **EDUARDO CÁRDENAS CABALLERO**, y/o a **BERNARDO P. CÁRDENAS MARTÍNEZ**, y/o a **JUANITA ACOSTA GÓMEZ**, y/o a **JULY GALINDO QUINTERO**, abogados registrados quienes trabajan para la firma **CÁRDENAS & CÁRDENAS - ABOGADOS**, con sede en la Carrera 7 No. 71-52, Torre B, Piso 9, en Bogotá, D.C., Colombia, para que gestionen en Colombia ante las Oficinas y Autoridades correspondientes la obtención de registros de marca comercial, patentes, modelos de utilidad, diseños y dibujos industriales, depósitos de nombres y enseñas comerciales, como también para el procesamiento de renovaciones, cesiones, cambios de nombre o



NO SE ASUME
RESPONSABILIDAD
HET 1773

042633

Martha Sarmiento

COTAFUNDADORA EN EL
DOCUMENTO DE EMPRESA
LAS FUNCIONES INDICADAS

MINISTERIO DE
RELACIONES EXTERIORES

200 ENE - 5/A 9:03

OFICINA DE REALIZACIONES
BOGOTA D.C.

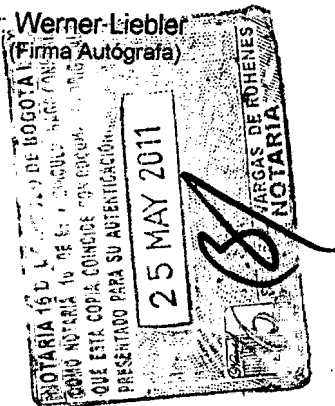


Martha S. Sarmiento Solano
Martha S. Sarmiento S.

domicilio del titular, renunciaciones y licencias de lo arriba mencionado, propósitos para los cuales se les otorga Poder para que lleven a cabo ante dichas autoridades todas las acciones necesarias para los propósitos indicados, como radicar solicitudes, hacer declaraciones, reclamaciones, formular descripciones, realizar enmiendas o modificaciones, interponer recursos de oposición y apelaciones; pagar todos los impuestos y cuotas y hacer cualquier otro pago establecido por ley; recibir todos los documentos y dineros y emitir el descargo correspondiente; cumplir con cualquier otro requerimiento y tomar, en general, todas las medidas que consideren apropiadas y oportunas para defender y proteger la Propiedad Industrial de la Compañía en el evento de infracciones, oposiciones, procesos para cancelación o anulación, imposición de sanciones, presentar antecedentes ante las Cortes y Tribunales. Además, quedan facultados para comparecer como demandantes o demandados ante Jueces competentes, también se les da Poder para negociar, solicitar arbitraje, ceder, recibir, dimitir, rescindir o desistir, apelar, ratificar y todos los poderes legales adicionales que sean necesarios. También se declara que a partir de ahora todas las acciones que realicen dichos abogados respaldando este Poder de Representación y para beneficio de la Compañía son buenas y válidas. Adicionalmente se les otorga facultades para sustituir este Poder y si es necesario revocar dichas sustituciones.

FIRMADO EL: 6 de diciembre de 2010 EN: Munich, Alemania

Por: Werner-Liebler
(Firma Autógrafa)



Archivo No. H2294/2010

ag

Yo, por la presente certifico que la anterior firma es verdadera, que fue suscrita en mi presencia por

El Sr. Dr. Werner Liebler, Nacido el 6 de mayo de 1961,

Dirección comercial: Hansastr. 27c, 80686 Munich,

a quien conozco personalmente.

El Dr. Werner Liebler actuando en representación de **Fraunhofer-Gesellschaft zur Förderung der angewandten Forschung e.V.**, con sus oficinas registradas en Munich,

Dirección comercial: 80686 München, Hansastr. 27c,

Hoy presentó ante mí en original los siguientes documentos: Poder de Abogado fechado el 13 de julio del 2000, Archivo No. 3076 K/2000, Poder de Abogado fechado el 18 de julio del 2000, Archivo No. 3170 K/2000, documentos expedidos y firmados por el Dr. Helmut Keidel, Notario Público de Munich, y como documento adjunto la Copia Certificada.

Munich, 6 de diciembre de 2010

Firma Autógrafa
Thomas Haasen
Notario Público, Munich

Sello del Notario:
THOMAS HAASEN
NOTARIO EN MUNICH

H:\Grunert\Unterschriftsbeglaubigungen\Dr. Liebler (Fraunhofer) engl 10-12-06.doc

CERTIFICO QUE ESTA ES UNA TRADUCCIÓN FIEL DEL INGLÉS AL ESPAÑOL DE LOS DOCUMENTOS QUE HE TENIDO A LA VISTA; QUE SOY TRADUCTORA E INTERPRETE OFICIAL ACREDITADA POR RESOLUCIÓN N° 835 DEL 3 DE MAYO DE 1988 DEL MINISTERIO DE JUSTICIA Y QUE ESTOY REGISTRADA ANTE EL MINISTERIO DE RELACIONES EXTERIORES DE COLOMBIA.

Bogotá, D.C. 2 de enero de 2011

Martha S. Sarmiento
Martha S. Sarmiento S.
Traductora Oficial Juramentada
Resolución No. 835 Minjusticia



Copia autenticada

FhG – Fraunhofer Gesellschaft

Fraunhofer Gesellschaft Postfach 190339 D-80603 München

Junta Directiva Leonrodstrasse 54, D-80636 München

Tel.: +49 (0) 89 / 12 05 - 01

Telefax: +49 (0) 89 / 12 - 05 - 700

PODER

Por este medio, damos poder al

Señor Doctor Werner Liebler, nacido el 6 de mayo de 1961, con residencia comercial en

Patentstelle für die Deutsche Forschung, Leonrodstrasse 68, 80636 München

para representar, hasta nuevo aviso, con carácter obligatorio, a la firma

Fraunhofer-Gesellschaft zur Förderung der angewandten

Forschung e.V., Leonrodstrasse 54, 80636 München

en todos los asuntos de ley sobre invenciones de los asalariados. Además, el señor Dr.

Liebler está autorizado a delegar abogados de patentes locales en el caso de procesos

legales de protección.

Dr. D.-M. Polter

Dr. H.-U. Wiese

(firma)

(firma)



Margo B. Fajardo V.
Ingeniero Oficial Registrado
Resol. Min. Justicia No. 839/86

URNo. 307 CK

Por este medio, autentico la veracidad de la firma anterior, trazada ante mí por el

Señor Dr. Dirk-Meints P o l t e r, miembro de la Junta directiva, en Munich,
con residencia comercial en Leonrodstrasse 68, 80636 München,
conocido en persona.

En ese sentido, certifico, con base en la inspección ocular en el registro de asociaciones
del Tribunal municipal de Munich (No. VR 4461), del 12 de julio de 2000, que los
señores Dr. Dirk-Meints Polter y Dr. Hans-Ulrich Wiese, como miembros de la Junta
directiva, están autorizados, en conjunto, para la representación de la asociación

**Fraunhofer-Gesellschaft zur Förderung der
Angewandten Forschung asociación registrada,
con domicilio en Munich.**

Munich, 13 de julio de 2000

Dr. Keidel, Notario

(firma y sello)



Mayo R. Frijardo V.
Traductor Oficial Juramentado
Prot. Mun. Justicia No. 839/86

URNo. 3070 K

Por este medio, autentico la veracidad de la firma anterior, trazada ante mí por el

Señor Dr. Hans-Ulrich W i e s e,

miembro de la Junta directiva, en Munich,

con residencia comercial en Leonrodstrasse 68, 80636 München,

identificado con documento oficial

conocido en persona.

En ese sentido, certifico, con base en la inspección ocular en el registro de asociaciones del Tribunal municipal de Munich (No. VR 4461), del 12 de julio de 2000, que los señores Dr. Dirk-Meints Polter y Dr. Hans-Ulrich Wiese, como miembros de la Junta directiva, están autorizados, en conjunto, para la representación de la asociación

**Fraunhofer-Gesellschaft zur Förderung der
Angewandten Forschung asociación registrada,
con domicilio en Munich.**

Munich, 18 de julio de 2000

Dr. Keidel, Notario

(firma y sello)

Por este emdio certifico que el presente documento es una copia auténtica del original.

Munich, 6 de diciembre de 2010

El Notario en Muncih

(firma, sello y cordón)



Marcelo B. Fajardo V.
Inspector Oficial Documentado
Resol. M. Justicia No. 839/86

APOSTILLE

(Convention de La Haye du 5 octobre 1961)

1. País: **República Federal de Alemania**

el presente documento público

2. está firmado por Thomas Haasen

3. en su calidad de Notario

4. el documento está provisto del sello del Notario Thomas Haasen, en Munich

confirmado

5. en Munich

6. el 7 de diciembre de 2010

7. por el Presidente del Tribunal regional de Munich I

8. bajo el No. 910 a - 9279 / 2010

9. Sello:

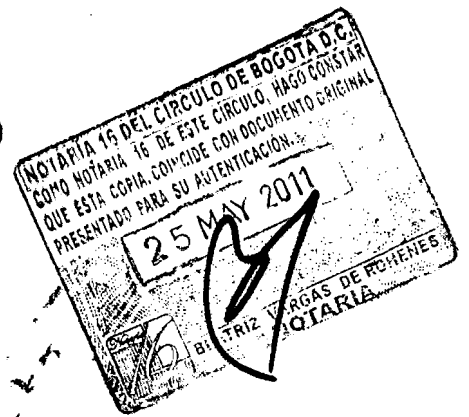
10. Firma

en representación

Christine Köppl

Inspectora oficial

(firma, cordón y sello)



042490
Mico Fessendo
COPIA POR LA QUE SE ENTRA EN EL
LIBRO DE REGISTRO DE BOGOTA D.C.
LAS NOTARIAS REGISTRADAS

2010 FEB -11 A 8-16
JEFE DE REGISTRACIONES
BOGOTA D.C.

MINISTERIO DE
RELACIONES EXTERIORES

Miguel B. Tijardo, V.
Inspector Oficial Juramentado
Reol. Min. Justicia No. 839/86

NO SE ACEPTA
RESPONSABILIDAD
DEL TEXTO



Amtsgericht München -Registergericht-

VR 4461

Amtlicher aktueller Ausdruck aus dem Registerblatt

Datum der letzten Eintragung: 03.08.2010

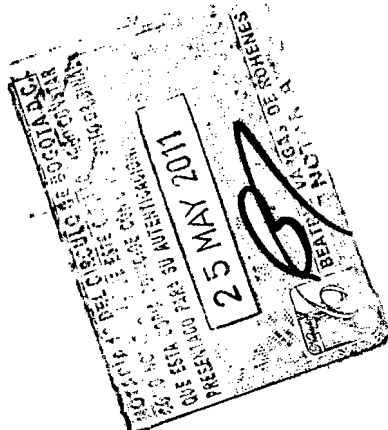
Datum des Abrufs: 19.10.2010

Ort und Tag der Ausstellung: München, den 19. Oktober 2010

Der Ausdruck bezeugt den Inhalt des Vereinsregisters.

Ersteller: Werdich, Justizangestellter,
Urkundsbeamter/Urkundsbeamtin der Geschäftsstelle

Dieser Ausdruck wird nicht unterschrieben und gilt als beglaubigte Abschrift.



Vereinsregister des Amtsgerichts München	Wiedergabe des aktuellen Registerinhalts Abruf vom 19.10.2010 08:33	Nummer des Vereins: VR 4461
-Ausdruck-	Seite 1 von 1	

Anzahl der bisherigen Eintragungen:

16

a) Name:

Fraunhofer-Gesellschaft zur Förderung der angewandten Forschung eingetragener Verein

b) Sitz:

München

a) Allgemeine Vertretungsregelung:

Jeweils zwei Vorstandsmitglieder vertreten den Verein gemeinsam.

b) Vertretungsberechtigte und besondere Vertretungsbefugnis:

Vorstand: Prof. Dr. Buller, Ulrich, Golm, *01.06.1946

Vorstand: Prof.Dr.-Ing. Bullinger, Hans-Jörg, Stuttgart-Botnang, *13.04.1944

Vorstand: Prof. (Univ. Stellenbosch) Dr. Gossner, Alfred, Erharting, *15.10.1950

Vertretungsberechtigt in Gemeinschaft mit einem Vorstandsmitglied:

Besonderer Vertreter gemäß § 30 BGB für den Bereich Finanzen und Rechnungswesen: Meuer, Andreas, München, *12.06.1961

a) Satzung:

Eingetragener Verein

Satzung vom 26.03.1949

Zuletzt geändert durch Beschluss vom 20.05.2010

b) Sonstige Rechtsverhältnisse:

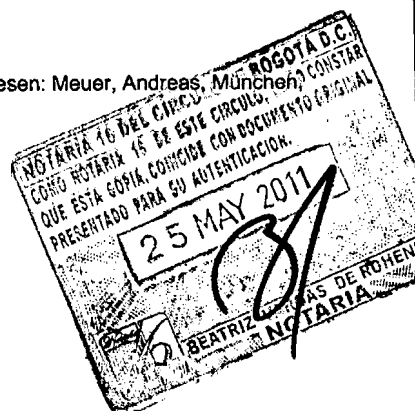
Der Verein hat im Wege der Abspaltung gemäß Spaltungs- und Übernahmevertrag vom 23.06.2009 sowie Beschluß seiner Mitgliederversammlung vom 24.06.2009 und Beschluß der Mitgliederversammlung des übertragenden Vereins vom 08.05.2009 Teile des Vermögens vom Forschungsinstitut für Pigmente und Lacke mit dem Sitz in Stuttgart (Amtsgericht Stuttgart VR 537) übernommen.

Die Forschungsgesellschaft für angewandte Naturwissenschaften e.V. mit dem Sitz in Bonn (Amtsgericht Bonn VR 2530) ist auf Grund des Verschmelzungsvertrages vom 23.06.2009 sowie des Beschlusses der Mitgliederversammlung vom 24.06.2009 und des Beschlusses der Mitgliederversammlung des übertragenden Vereins vom 04.06.2009 mit dem Verein verschmolzen.

Das Institut für Solare Energieversorgungstechnik Verein an der Universität Kassel mit dem Sitz in Kassel (Amtsgericht Kassel VR 2029) ist auf Grund des Angebots auf Abschluss eines Verschmelzungsvertrages vom 07.05.2009 und der Annahme des Angebots vom 23.06.2009 sowie des Beschlusses der Mitgliederversammlung vom 24.06.2009 und des Beschlusses der Mitgliederversammlung des übertragenden Vereins vom 07.05.2009 mit dem Verein verschmolzen.

5. a) Tag der letzten Eintragung:

03.08.2010



Die Übereinstimmung dieses Ausdrucks mit dem Handelsregister wird beglaubigt.

München, den 19. Oktober 2010

Amtsgericht München -Registergericht-


Jörg Werdich, Justizangestellter
als Urkundsbeamter der Geschäftsstelle

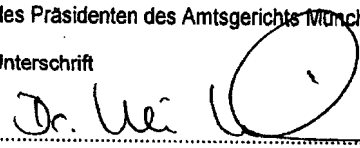
APOSTILLE

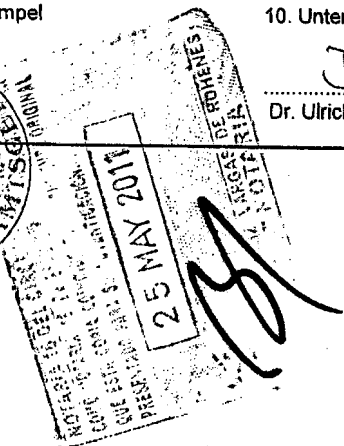
(Convention de La Haye du 5 octobre 1961)

1. Land: Bundesrepublik Deutschland
Diese öffentliche Urkunde
2. ist unterschrieben von
Herrn Justizangestellter Jörg Werdich
3. in der Eigenschaft als
Urkundsbeamter der Geschäftsstelle
4. sie ist versehen mit dem Siegel des
Amtsgerichts München

Bestätigt

5. in München
6. am 19. Oktober 2010
7. durch den Richter am Amtsgericht
Dr. Ulrich Kühn als weiteren Vertreter des Präsidenten des Amtsgerichts München
8. unter Nr. GenA 9101 a Nr. 636/10
9. Stempel
10. Unterschrift


Dr. Ulrich Kühn



Tribunal municipal de Munich – Tribunal de registro

VR 4461

Extracto actual oficial de la hoja de registro

Fecha de la última anotación: 3 de agosto de 2010

Fecha de la petición de entrega: 19 de agosto de 2010

Lugar y fecha de expedición: Munich, 19 de octubre de 2010

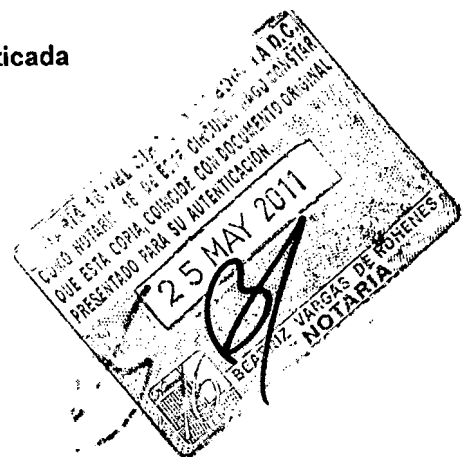
El extracto confirma el contenido del registro de la asociación

Proveedor: Werdich, funcionario judicial

Fedatario/funcionaria fedataria del despacho

El presente extracto no va firmado y rige como copia autenticada

(sello y cordón)



Muñoz B. Fajardo, V.
Notario Oficial
Reg. M. Justicia No. 839/86

Registro de asociación del Tribunal municipal de Munich	Reproducción del contenido actual del Registro Petición del 19 de octubre de 2010 8.33 a.m.	Número de la asociación: VR 4461
- Extracto -	Página 1 de 1	

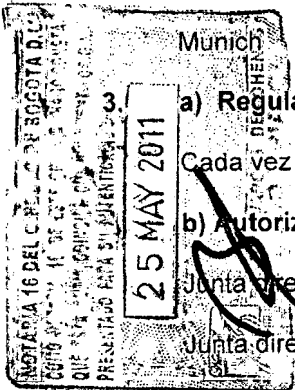
1. **Número de las anotaciones hechas hasta ahora:**

16

2. **a) Nombre:**

Fraunhofer-Gesellschaft zur Förderung de angewandten Forschung
eingetragener Verein

b) Domicilio



a) Regulación general sobre representación:

Cada vez dos miembros de la junta directiva representarán la asociación juntos

b) Autorizados a representar y permisos especiales de representación

Junta directiva: Prof. Dr. Buller, Ulrich, de Golm, nacido el 1 de junio de 1946

Junta directiva: Prof. Dr.-Ing. Bullinger, Hans-Jörg, de Stuttgart-Botnang, nacido
el 13 de abril de 1944

Margo B. Fajardo V.
Traductor Oficial Juramentado
Resol. Min. Justicia No. 839/86

Junta directiva: Prof. (Universidad de Stellenbosch) Dr. Gossner, Alfred, de Erharting, nacido el 15 de octubre de 1950

Autorizado a representar junto con un miembro de la junta directiva:

Representante especial, según parágrafo 30 del código civil para el área de las finanzas y la contabilidad: Meuer, Andreas, de Munich, nacido el 12 de junio de 1961

4. **a) Estatutos:**

Sociedad registrada

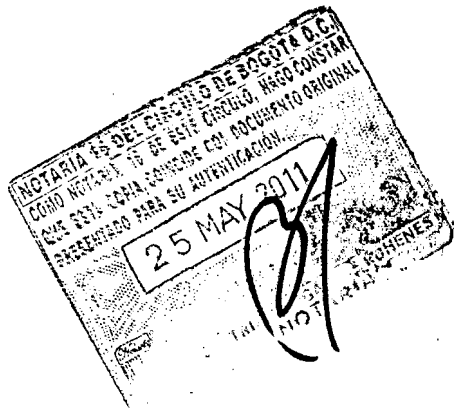
Estatutos del 26 de marzo de 1949

Última modificación según acuerdo del 20 de mayo de 2010

b) Otras relaciones jurídicas:

En el transcurso de la desmembración de la asociación cesionista, según contrato de desmembración y recepción, del 23 de junio de 2009, así como del acuerdo de su asamblea de socios, del 24 de junio de 2009, y del acuerdo de la asamblea de socios de la asociación cesionista, del 8 de mayo de 2009, la asociación tomó parte del patrimonio del Instituto para la investigación de pigmentos y lacas (Forschungsinstitut für Pigmente und Lacke), con domicilio en Stuttgart (Tribunal municipal de Stuttgart, referencia VR 537).

La Forschungsgesellschaft für angewandte Naturwissenschaften e.V. (Sociedad de investigación para ciencias naturales aplicadas, asociación registrada), con



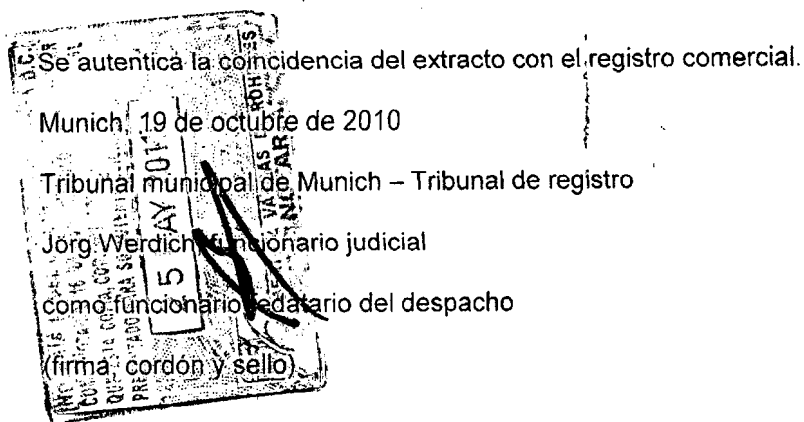
Marzo B. Fajardo, V.
Ingeniero Oficial Jaramentado
R. del Min. Justicia No. 839/86

domicilio en Bonn (Tribunal municipal de Bonn VR 2530) se fusionó con la asociación, con base en el contrato de fusión, del 23 de junio de 2009, así como del acuerdo de la asamblea de socios, del 24 de junio de 2009 y del acuerdo de la asamblea de socios de la asociación cesionista, del 4 de junio de 2009.

El Instituto para técnicas de aprovisionamiento de energía solar (Institut für Solare Energieversorgungstechnik) asociación de la Universidad de Kassel, con domicilio en Kassel (Tribunal municipal de Kassel VR 2029), se fusionó con la asociación, con base en la oferta de firma de un contrato de fusión, del 7 de mayo de 2009, y de la aceptación de tal oferta, del 23 de junio de 2009, así como del acuerdo de la asamblea de socios, del 24 de junio de 2009 y del acuerdo de la asamblea de socios de la sociedad cesionista, del 7 de mayo de 2009.

5. a) Fecha de la última anotación:

3 de agosto de 2010



Maggo B. Fajardo, V.
Procurador Oficial Jaramentado
Resol. Min. Justicia No. 339/86

APOSTILLE

(Convention de La Haye du 5 octobre 1961)

1. País: **República Federal de Alemania**

el presente documento público

2. está firmado por el funcionario judicial Jörg Werdich
3. en su calidad de funcionario fedatario del despacho
4. el documento está provisto del sello del Tribunal municipal de Munich

confirmado

5. en Munich 6. 19 de octubre de 2010

7. por el Juez del tribunal municipal, Dr. Ulrich Kühn, como uno de los representantes
del Presidente del tribunal municipal de Munich

8. bajo el No. GenA 9101 a No. 636/10

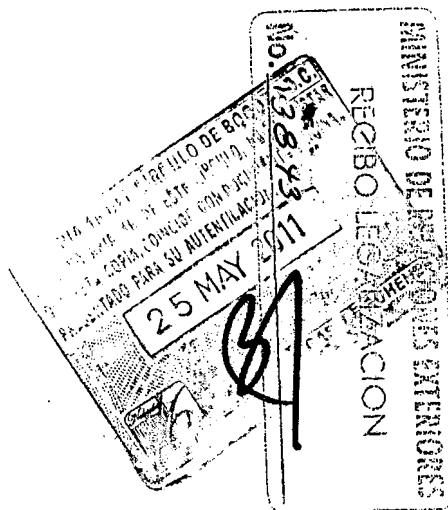
9. Sello:

10. Firma

Dr. Ulrich Kühn

(firma y sello)

MINISTERIO DE
RELACIONES EXTERIORES
BOGOTÁ D.C.
NOV 18 P 4 50



NO SE ASUME
RESPONSABILIDAD
DEL TEXTO
038276
Miguel Fajardo
Cada firma aparece en el
documento en su propia
asignación indicada
Miguel B. Fajardo V.
Magistrado Oficial Juramentado
Res. Min. Justicia No. 839/86



Industria y Comercio

SUPERINTENDENCIA

(21) N° de solicitud:

(22) Fecha de solicitud:

(51) Clasificación Internacional :

(71) Solicitante(s) **Fraunhofer-Gesellschaft zur Förderung der angewandten Forschung e.V.**

(72) Inventor(es) **Matthias Neusinger, Julien Robilliard, Johannes Hilpert**

(74) Apoderado: **LUZ HELENA ADARVE GOMEZ**

(30) Prioridad	(31) No. Prioridad	(32) Fecha	(33) País
	61/167,607	08.04.2009	US

(85) Fecha inicio fase nacional: 08.11.2011

(86) Datos relativos a la presentación de la solicitud PCT

Fecha de presentación de la solicitud: 01.04.2010

No. de solicitud **PCT/EP2010/054448**

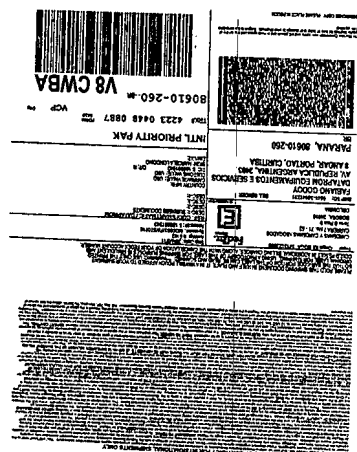
(54) Título **APARATO, MÉTODO Y PROGRAMA DE COMPUTACIÓN PARA MEZCLAR EN FORMA ASCENDENTE UNA SEÑAL DE AUDIO CON MEZCLA DESCENDENTE UTILIZANDO UNA SUAVIZACIÓN DE VALOR DE FASE**

72

(21) N° de solicitud: (22) Fecha de solicitud:				(51) Int Cl: (71) Solicitante(s) Fraunhofer-Gesellschaft zur Förderung der angewandten Forschung e.V.	
(30) Prioridad	(31) No. Prioridad 61/167,607	(32) Fecha 08.04.2009	(33) País US	(72) Inventor(es) Matthias Neusinger, Julien Robilliard Johannes Hilpert	
				(74) Apoderado: LUZ HELENA ADARVE GOMEZ	
(85) Fecha limite inicio fase nacional: 08.11.2011 (86) Datos relativos a la presentación de la solicitud PCT Fecha de presentación de la solicitud: 01.04.2010 No. de solicitud PCT/EP2010/054448				(87) Publicación internacional Fecha: 14.10.2010 N° publicación: WO 2010/115850 A1	
(54) Titulo: APARATO, MÉTODO Y PROGRAMA DE COMPUTACIÓN PARA MEZCLAR EN FORMA ASCENDENTE UNA SEÑAL DE AUDIO CON MEZCLA DESCENDENTE UTILIZANDO UNA SUAVIZACIÓN DE VALOR DE FASE					

Resumen:

Un aparato para mezclar en forma ascendente una señal de audio con mezcla descendente que describe uno o más canales de audio de mezcla descendente en una señal de audio mezclada en forma ascendente que describe una pluralidad de canales de audio mezclados en forma ascendente comprende un mezclador ascendente y un determinador de parámetro. El mezclador ascendente está configurado para aplicar parámetros de mezcla ascendente temporalmente variables para mezclar en forma ascendente la señal de audio con mezcla descendente para obtener la señal de audio mezclada en forma ascendente, donde los parámetros de mezcla ascendente temporalmente variables comprenden valores de fase suavizados temporalmente variables. El determinador de parámetro está configurado para obtener uno o más parámetros de mezcla ascendente temporalmente suavizados para ser utilizados por el mezclador ascendente teniendo en cuenta una información de entrada del parámetro cuantizada. El determinador de parámetro está configurado para combinar una versión ajustada a escala de un valor de fase suavizado previo con una versión ajustada a escala de una información de fase de entrada utilizando un algoritmo de limitación de cambio de fase, para determinar un valor de fase suavizado actual teniendo en cuenta el valor de fase suavizado previo y la información de fase de entrada.



APARATO, MÉTODO Y PROGRAMA DE COMPUTACIÓN PARA MEZCLAR EN FORMA ASCENDENTE UNA SEÑAL DE AUDIO CON MEZCLA DESCENDENTE UTILIZANDO UNA SUAVIZACIÓN DE VALOR DE FASE

5 Campo Técnico

Las formas de realización de acuerdo con la invención se relacionan con un aparato, un método, y programa de computación para mezclar en forma ascendente una señal de audio con mezcla descendente.

10

Algunas formas de realización de acuerdo con la invención se relacionan con suavización de parámetros de fase adaptativa para la codificación de audio paramétrica con múltiples canales.

15 Antecedentes de la Invención

A continuación, se describe el contexto de la invención. Recientes desarrollos en el área de la codificación de audio paramétrica otorga técnicas para la codificación conjunta de señales de audio con múltiples canales (Ej. 5,1) en uno (o más) canales de mezcla descendente más una corriente de información complementaria. Estas técnicas se conocen como Codificación de pistas binaural, Estéreo Paramétrico, y Envolvente MPEG etc.

20

221.673
M.L.D.P.

Muchas publicaciones describen el método de codificación paramétrico con múltiples canales denominado "Codificación de pistas binaural", ver por ejemplo referencias [1][2][3][4][5].

25

"Estéreo Paramétrico" es una técnica relacionada con la codificación paramétrica de una señal estéreo de dos canales basada en una señal mono transmitida más información complementaria del parámetro, ver, por ejemplo, referencias [6][7].

30

“Envolvente MPEG” es una norma ISO para la codificación paramétrica con múltiples canales, ver, por ejemplo, referencia [8].

5 Las técnicas mencionadas anteriormente se basan en la transmisión de pistas relevantes perceptuales para la audición espacial humana en forma compacta al receptor junto con una señal de mezcla descendente asociada, mono o estéreo. La pistas típicas pueden ser diferencias de nivel entre canales (ILD, por su sigla en inglés), correlación o coherencia entre canales (ICC, por su sigla en inglés), como
10 también diferencias de tiempo entre canales (ITD, por su sigla en inglés), diferencias de fase entre canales (IPD, por su sigla en inglés), y diferencias de fase totales (OPD, por su sigla en inglés).

Estos parámetros son, en algunos casos, transmitidos en una frecuencia y
15 resolución de tiempo adaptadas a la resolución auditiva humana.

Para la transmisión, los parámetros son típicamente cuantizados (o, en algunos casos, deben ser cuantizados), donde a menudo (especialmente para escenarios de baja secuencia de bits) se usa una cuantización gruesa.

20 El intervalo de actualización en el tiempo lo determina el codificador, dependiendo de las características de una señal. Por lo tanto, no se transmiten parámetros para cada muestra de señal con mezcla descendente,. En otras palabras en algunos casos una velocidad de transmisión (o frecuencia de transmisión, o
25 velocidad de actualización) de parámetros que describen las pistas mencionadas anteriormente puede ser menor a la velocidad de transmisión (o frecuencia de transmisión, o velocidad de actualización) de muestras de audio (o grupos de muestras de audio).

30 En vez de transmitir diferencias de fase entre canales (IPDs, por su sigla en inglés) y diferencias de fase totales (OPDs, por su sigla en inglés), es también

posible sólo transmitir diferencias de fase entre canales (IPDs, por su sigla en inglés) y estimar las diferencias de fase totales (OPDs, por su sigla en inglés) en el decodificador.

5 Como el decodificador puede, en algunos casos, aplicar parámetros en forma continua con el tiempo sin espacios, Ej. para cada muestra (o muestra de audio), se necesitan parámetros intermedios para ser derivados del lado del decodificador, típicamente mediante interpolación entre grupos de parámetros pasados y actuales.

10 Algunos métodos de interpolación convencionales, sin embargo, resultan en una pobre calidad de audio.

A continuación se describe un esquema genérico de codificación de pistas binaural, haciendo referencia a la Fig. 7. La Fig. 7 muestra un diagrama de bloque esquemático de un sistema de transmisión de codificación de pista binaural 800, que comprende un codificador de pista binaural 810 y decodificador de pista binaural 820. El codificador de pista binaural 810 puede, por ejemplo, recibir una pluralidad de señales de audio 812a, 812b, y 812c. Además, el codificador de pista binaural 810 está configurado para mezclar en forma descendente las señales de entrada de audio 812a-812c utilizando un mezclador descendente 814 para obtener una señal con mezcla descendente 816, que puede, por ejemplo, ser una señal suma, y puede ser designada como "AS" o "X". Además, el codificador de pista binaural 810 está configurado para analizar señales de entrada de audio 812a-812c utilizando un analizador 818 para obtener una señal de información complementaria 819 ("SI", por su sigla en inglés). Una señal suma 816 y señal de información complementaria 819 se transmiten desde el codificador de pista binaural 810 al decodificador de pista binaural 820. El decodificador de pista binaural 820 puede ser configurado para sintetizar una señal de entrada de audio con múltiples canales que comprende, por ejemplo, canales de audio y_1 , y_2 , ..., y_N teniendo en cuenta una señal suma 816 y 12X
30 pistas entre canales 824. Para tal fin, el decodificador de pista binaural 820 puede

comprender un sintetizador de pista binaural 822, que recibe la señal suma 816 y pistas entre canales 824, y provee las señales de audio $y_1, y_2, \dots, y_N$.

El decodificador de pista binaural 820 además comprende un procesador de información complementaria 826, configurado para recibir información complementaria 819 y, opcionalmente, una entrada de usuario 827. El procesador de información complementaria 826 está configurado para proveer pistas entre canales 824 teniendo en cuenta la información complementaria 819 y entrada de usuario opcional 827.

10

Para sintetizar, las señales de entrada de audio se analizan y se mezclan en forma descendente. La señal suma más la información complementaria se transmiten al decodificador. Las pistas entre canales se generan desde la información complementaria y entrada de usuario local. La sintetización de codificación de pistas binaural genera una señal de salida de audio con múltiples canales.

15

Para detalles, se hace referencia a los artículos "Codificación de pista binaural Parte II: Esquemas y aplicaciones," por C. Faller y F. Baumgarte (publicado en: IEEE Transacciones sobre Discurso y Procesamiento de Audio vol. 11, no. 6, Nov. 2003).

20

Sin embargo, se descubrió que muchos decodificadores convencionales de pistas binaurales proveen señales de salida de audio con múltiples canales con calidad degradada si la información complementaria es cuantizada en forma gruesa o con resolución insuficiente.

25

Considerando este problema, existe la necesidad de un mejor concepto para mezclar en forma ascendente una señal de audio con mezcla descendente en una señal de audio mezclada en forma ascendente, que reduce la degradación de impresión auditiva si la información complementaria que describe una relación de fase entre diferentes canales de la señal de mezcla ascendente es cuantizada con comparativamente baja resolución.

30

Síntesis de la Invención

Una forma de realización de acuerdo con la invención crea un aparato para
5 mezclar en forma ascendente una señal de audio con mezcla descendente que
describe uno o más canales de audio de mezcla descendente en una señal de audio
mezclada en forma ascendente que describe una pluralidad de canales de audio
mezclados en forma ascendente. El aparato comprende un mezclador ascendente
10 configurado para aplicar parámetros de mezcla ascendente temporalmente variables
para mezclar en forma ascendente una señal con mezcla descendente para obtener
una señal mezclada en forma ascendente. Los parámetros de mezcla ascendente
temporalmente variables comprenden valores de fase suavizados temporalmente
variables. El aparato también comprende un determinador de parámetro,
15 configurado para obtener uno o más parámetros de mezcla ascendente
temporalmente suavizados para usar por el mezclador ascendente teniendo en
cuenta información de entrada del parámetro de mezcla ascendente cuantizada. El
determinador de parámetro está configurado para combinar una versión ajustada a
escala de un valor de fase previo suavizado con una versión ajustada a escala de
información de fase de entrada utilizando un algoritmo de limitación de cambio de
20 fase, para determinar un valor de fase suavizado actual teniendo en cuenta el valor
de fase suavizado previo e información de fase de entrada.

Esta forma de realización de acuerdo con la invención se basa en el hecho
que los artefactos auditivos en las señales con mezcla ascendente pueden reducirse
25 o evitarse combinando una versión ajustada a escala de valores de fase suavizados
previos con una versión ajustada a escala de información de fase de entrada
utilizando un algoritmo de limitación de cambio de fase, ya que la consideración del
valor de fase suavizado previo junto con un algoritmo de limitación de cambio de fase
permite mantener menores discontinuidades de valores de fase suavizados. Una
30 reducción de discontinuidades entre subsecuentes valores de fase suavizados (por
ejemplo, valor de fase suavizado previo y el valor de fase suavizado actual), a la vez,

evita (o se mantiene lo suficientemente bajo) una variación de frecuencia auditiva en una transición entre porciones de señal de audio a la cual se aplican los valores de fase subsecuentes (Ej. valor de fase suavizado previo y valor de fase suavizado actual).

5

Para sintetizar lo anterior, la invención crea un concepto general de procesamiento de fase adaptativa para la codificación de audio paramétrica con múltiples canales. Las formas de realización de acuerdo con la invención reemplazan otras técnicas reduciendo artefactos en la señal de salida causados por la
10 cuantización gruesa o cambios rápidos de parámetros de fase.

En una forma de realización preferida, el determinador de parámetro está configurado para combinar la versión ajustada a escala del valor de fase suavizado previo con la versión ajustada a escala de la información de fase de entrada, de
15 modo que el valor de fase suavizado actual se encuentra en una región de ángulo menor entre la primera región de ángulo y la segunda región de ángulo, donde la primera región de ángulo se extiende, en dirección matemáticamente positiva, desde una primera dirección de comienzo definida por el valor de fase suavizado previo hasta una primera dirección final definida por la información de fase de entrada, y
20 donde la segunda región de ángulo se extiende, en dirección matemáticamente positiva, desde una segunda dirección de comienzo definida por la información de fase de entrada hasta una segunda dirección final definida por el valor de fase suavizado previo. En consecuencia, en algunas formas de realización de la invención, una variación de fase, introducida por suavización recursiva (tipo de
25 respuesta de impulso infinita) de valores de fase, se mantiene de la menor manera posible. En consecuencia, los artefactos auditivos se mantienen de la menor manera posible. Por ejemplo, el aparato puede ser configurado para asegurar que el valor de fase suavizado actual se encuentre dentro de un rango de ángulo menor entre dos rangos de ángulos, donde uno de los dos rangos de ángulo cubre más de 180° y
30 donde el segundo de los rangos de ángulo cubre menos de 180° , y donde los dos rangos de ángulos juntos cubren 360° . En consecuencia, se asegura por el algoritmo

de limitación de cambio de fase que la diferencia de fase entre el valor de fase suavizado previo y el valor de fase suavizado actual sea menor a 180° y, preferentemente, menor a 90° . Se mantienen así los menores artefactos auditivos posibles.

5

En una forma de realización preferida, el determinador de parámetro está configurado para seleccionar una regla de combinación entre una pluralidad de diferentes reglas de combinación en dependencia de una diferencia entre la información de fase de entrada y valor de fase suavizado previo, y para determinar el
10 valor de fase suavizado actual utilizando la regla de combinación seleccionada. En consecuencia, se puede elegir una regla de combinación adecuada, que asegure que el cambio de fase entre el valor de fase suavizado previo y el valor de fase suavizado actual sea menor a un valor umbral predeterminado o, más en general, suficientemente menor o lo menos posible. En consecuencia, el aparato de invención
15 supera a otros aparatos, con regla de combinación fija.

En una forma de realización preferida, el determinador de parámetro está configurado para seleccionar una regla de combinación básica si la diferencia entre la información de fase de entrada y el valor de fase suavizado previo se encuentra
20 entre $-\pi$ y $+\pi$, y para seleccionar una o más reglas de combinación con diferente adaptación de fase. La regla de combinación básica define una combinación lineal sin sumando constante de la versión ajustada a escala de información de fase de entrada y versión ajustada a escala del valor de fase suavizado previo. La una o más reglas de combinación con diferente adaptación de fase definen una combinación
25 lineal, teniendo en cuenta un sumando de adaptación de fase constante de la versión ajustada a escala de la información de fase de entrada y la versión ajustada a escala del valor de fase suavizado previo. En consecuencia, se puede realizar una combinación lineal beneficiosa y de fácil implementación del valor de fase suavizado previo e información de fase de entrada, donde un sumando adicional puede
30 aplicarse en forma selectiva si la diferencia entre el valor de fase suavizado previo y la información de fase de entrada toma un valor comparativamente mayor (mayor a π

o menor a- π). En consecuencia, los casos problemáticos donde exista una gran diferencia entre el valor de fase suavizado previo e información de fase de entrada pueden manejarse con reglas de combinación de adaptación de fase específicamente adaptadas, que mantienen los cambios de fase entre subsecuentes
5 valores de fase suavizados los suficientemente menores.

En una forma de realización preferida, el determinador de parámetro comprende un controlador de suavización, donde el controlador de suavización está configurado para desactivar en forma selectiva una funcionalidad de suavización de
10 valor de fase si una diferencia entre la cantidad de fase suavizada y cantidad de fase de entrada correspondiente es mayor a un valor umbral predeterminado. En consecuencia, la funcionalidad de suavización de valor de fase puede ser desactivada si existe un gran cambio en la información de fase de entrada. Típicamente, los grandes cambios de información de fase de entrada indican en
15 realidad que se desea realizar un cambio de fase no suavizado, ya que comparativamente los grandes cambios de información de fase de entrada (significativamente mayores a la etapa de cuantización) son a menudo relacionados con eventos sonoros específicos dentro de una señal de audio. Por lo tanto, una suavización de valores de fase, que mejore la impresión auditiva en muchos casos,
20 sería perjudicial en este caso específico. En consecuencia, la impresión auditiva puede mejorarse desactivando en forma selectiva la funcionalidad de suavización de valor de fase.

En una forma de realización preferida, el controlador de suavización está
25 configurado para evaluar, como la cantidad de fase suavizada, una diferencia entre dos valores de fase suavizados y para evaluar, como cantidad de fase de entrada correspondiente, una diferencia entre dos valores de fase de entrada correspondientes a los dos valores de fase suavizados. Se halló que en algunos casos, una diferencia entre valores de fase, asociados con diferentes (mezclados en
30 forma ascendente) canales de señal de audio con múltiples canales, es una cantidad

particularmente significativa para decidir si la funcionalidad de suavización de valor de fase debería ser activada o desactivada.

En una forma de realización preferida, el mezclador ascendente está
 5 configurado para aplicar, para una porción de tiempo dada, diferentes rotaciones de fase temporalmente suavizadas, definidas por diferentes valores de fase suavizados, para obtener señales de canales de audio mezclados en forma ascendente con diferencia de fase entre canales si una función de suavización (o funcionalidad de suavización de valor de fase) es activada, y para aplicar rotaciones de fase
 10 temporalmente no suavizadas, definidas por diferentes valores de fase no suavizados, para obtener señales de diferentes canales de audio mezclados en forma ascendente con diferencia de fase entre canales si la función de suavización (o funcionalidad de suavización de valor de fase) es desactivada. En este caso, el determinador de parámetro comprende un controlador de suavización, cuyo
 15 controlador de suavización está configurado para selectivamente activar o desactivar la funcionalidad de suavización de valor de fase si una diferencia entre los valores de fase suavizados aplicada para obtener señales de diferentes canales de audio mezclados en forma ascendente difiere de un valor de diferencia de fase no suavizado canales, recibida por el mezclador ascendente o derivada de información
 20 recibida por el mezclador ascendente, por más de un valor umbral predeterminado. Se halló que la desactivación selectiva de la funcionalidad de suavización de valor de fase es particularmente útil para mejorar la impresión auditiva si un valor de diferencia de fase entre canales es evaluado como criterio para activar y desactivar la funcionalidad de suavización de valor de fase.

25

En una forma de realización preferida, el determinador de parámetro está configurado para ajustar la constante de tiempo de filtrado para determinar una secuencia de valores de fase suavizados en dependencia de la diferencia actual entre un valor de fase suavizado y valor de fase de entrada correspondiente. Al
 30 ajustar la constante de tiempo de filtrado, se puede obtener un tiempo de estabilización suficientemente menor para grandes cambios de valor de fase de

entrada, manteniendo las características de suavización lo suficientemente buenas para cambios menores y medianos del valor de fase de entrada. Esta funcionalidad trae lugar a particulares ventajas, ya que un cambio comparativamente menor (o, como mucho mediano) del valor de fase de entrada es a menudo causado por una

 5 granularidad de cuantización. En otras palabras, un cambio gradual del valor de fase de entrada, causado por granularidad de cuantización, puede resultar en operación de suavización eficiente. En dicho caso, la funcionalidad de suavización puede ser particularmente ventajosa, donde una constante de tiempo de filtrado comparativamente larga arroja buenos resultados. En contraposición, un gran

 10 cambio del valor de fase de entrada, significativamente mayor a la etapa de cuantización, típicamente corresponde a un cambio grande deseado del valor de fase. En este caso, una constante de tiempo de filtrado comparativamente corta arroja buenos resultados. En consecuencia, al ajustar la constante de tiempo de filtrado en dependencia con la diferencia actual de valor de fase suavizado y valor de

 15 fase de entrada correspondiente, se pueden lograr grandes cambios y que el valor de fase de entrada resulte en rápidos cambios de valores de fase suavizados, mientras que los cambios menores del valor de fase de entrada, que toma el tamaño de la etapa de cuantización, resulta en una transición lenta y suavizada del valor de fase suavizado. En consecuencia, una buena impresión auditiva se obtiene para los

 20 grandes e intencionales cambios del valor de fase deseado y para cambios menores del valor de fase deseado (que sin embargo, puede causar un cambio del valor de fase de entrada por una etapa de cuantización).

En una forma de realización preferida, el determinador de parámetro está

 25 configurado para ajustar una constante de tiempo de filtrado para determinar una secuencia de valores de fase suavizados dependiendo de diferencias entre diferencia de fase suavizada entre canales definida por una diferencia entre dos valores de fase suavizados asociados con diferentes canales de la señal de audio mezclada en forma ascendente, y diferencia de fase no suavizada entre canales, definida por la

 30 información de diferencia de fase suavizada entre canales. Se halló que el concepto

de ajustar en forma selectiva la constante de tiempo de filtrado puede usarse con ventaja junto con un procesamiento de diferencias de fase entre canales.

En una forma de realización preferida, el aparato para mezclar en forma ascendente está configurado para selectivamente activar o desactivar una funcionalidad de suavización de valor de fase en dependencia de una información extraída de una corriente de bits de audio. Se halló que una mejor impresión auditiva puede obtenerse al activar o desactivar, bajo control del codificador de audio, una funcionalidad de suavización de valor de fase en un decodificador de audio.

Una forma de realización de acuerdo con la invención crea un método que implementa la funcionalidad del aparato antes analizado para mezclar en forma ascendente una señal de audio con mezcla descendente en una señal de audio mezclada en forma ascendente. Dicho método se basa en las mismas ideas del aparato antes analizado.

Además, las formas de realización de acuerdo con la invención crean un programa de computación para desarrollar dicho método.

Breve Descripción de las Figs.

Las formas de realización de acuerdo con la invención serán descritas a continuación con referencia a las Figs. adjuntas, donde:

La Fig. 1 muestra un diagrama de bloque esquemático de un aparato para mezclar en forma ascendente una señal de audio con mezcla descendente, de acuerdo con una forma de realización de la invención;

Las Figs. 2a y 2b muestran un diagrama de bloque esquemático de un aparato para mezclar en forma ascendente una señal de audio con

mezcla descendente, de acuerdo con otra forma de realización de la invención;

La Fig. 3 muestra una representación esquemática de diferencias de fase
5 totales OPD1, OPD2 y diferencia de fase entre canales IPD;

Las Figs. 4a y 4b muestran representaciones gráficas de relaciones de fase para
un primer caso del algoritmo de limitación de cambio de fase;

10 Las Figs. 5a y 5b muestran representaciones gráficas de relaciones de fase para
un segundo caso del algoritmo de limitación de cambio de fase;

La Fig. 6 muestra un diagrama de flujo de un método para mezclar en
15 forma ascendente una señal de audio con mezcla descendente
en señal de audio mezclada en forma ascendente, de acuerdo
con una forma de realización de la invención; y

La Fig. 7 muestra un diagrama de bloque esquemático que representa un
20 esquema de codificación de pistas binaural genérico

Descripción Detallada de las Formas de realización

1. Forma de realización de acuerdo con la Fig. 1

25 La Fig. 1 muestra un diagrama de bloque esquemático de un aparato 100 para
mezclar en forma ascendente una señal de audio con mezcla descendente, de
acuerdo con una forma de realización de la invención. El aparato 100 está
configurado para recibir una señal de audio con mezcla descendente 110 que
describe uno o más canales de audio de mezcla descendente y para proveer una
30 señal de audio mezclada en forma ascendente 120 que describe una pluralidad de
canales de audio mezclados en forma ascendente. El aparato 100 comprende un
mezclador ascendente 130 configurado para aplicar parámetros de mezcla

ascendente temporalmente variables para la mezcla ascendente de la señal de audio con mezcla descendente 110 para obtener la señal de audio mezclada en forma ascendente 120. El aparato 100 además comprende un determinador de parámetro 140 configurado para recibir información de entrada de parámetro cuantizada 142. El
 5 determinador de parámetro 140 está configurado para obtener uno o más parámetros de mezcla ascendente temporalmente suavizados 144 para usar por el mezclador ascendente 130 teniendo en cuenta la información de entrada del parámetro cuantizada 142.

10 El determinador de parámetro 140 está configurado para combinar una versión ajustada a escala de un valor de fase suavizado previo con una versión ajustada a escala de información de fase de entrada 142a, incluida en la información de entrada del parámetro cuantizada 142, utilizando un algoritmo de limitación de cambio de fase 146, para determinar un valor de fase suavizado actual 144a teniendo en cuenta
 15 el valor de fase suavizado previo e información de fase de entrada. El valor de fase suavizado actual 144a se incluye en los parámetros de mezcla ascendente suavizados temporalmente variables, 144.

A continuación se describen detalles concernientes a la funcionalidad del
 20 aparato 100. La señal de audio con mezcla descendente 110 ingresa al mezclador ascendente 130, por ejemplo, en forma de secuencia de grupos de valores complejos que representan la señal de audio con mezcla descendente en dominio de tiempo y frecuencia (describiendo bandas de frecuencia superpuestas o no o sub-bandas de frecuencia en una velocidad de actualización determinada por el codificador que no
 25 se muestra acá). El mezclador ascendente 130 está configurado para combinar en forma lineal múltiples canales de la señal de audio con mezcla descendente 110 en dependencia de parámetros de mezcla ascendente suavizados temporalmente variables y/o para combinar en forma lineal un canal de la señal de audio con mezcla descendente 110 con una señal auxiliar (Ej. señal descorrelacionada) (donde
 30 la señal auxiliar puede ser derivada desde el mismo canal de audio de la señal de audio con mezcla descendente 110, desde uno o más canales de audio de la señal

de audio con mezcla descendente 110, o desde una combinación de canales de audio de la señal de audio con mezcla descendente 110). Por lo tanto, los parámetros de mezcla ascendente suavizados temporalmente variables 144 pueden usarse por el mezclador ascendente 130 para decidir sobre el ajuste a escala de amplitud /o rotación de fase (o retardo de tiempo) usado en una generación de señal de audio mezclada en forma ascendente 120 (o canal de la misma) teniendo en cuenta la señal de audio con mezcla descendente 110.

El determinador de parámetro 140 está típicamente configurado para proveer parámetros de mezcla ascendente suavizados temporalmente variables 144 a una velocidad de actualización, igual a (o, en algunos casos, mayor a) la velocidad de actualización de la información complementaria descrita por la información de entrada del parámetro cuantizada 142. El determinador de parámetro 140 puede ser configurado para evitar (o, al menos, reducir) artefactos que surgen de la (ahorro de secuencia de bits) cuantización gruesa de información de entrada de parámetro cuantizada 142. Para tal fin, el determinador de parámetro 140 puede aplicar una suavización de la información de fase descrita, por ejemplo, diferencias de fase entre canales. Esta suavización de información de fase de entrada 142a, incluida en la información de entrada del parámetro cuantizada 142, se realiza utilizando un algoritmo de limitación de cambio de fase 143, de modo que se evitan los cambios de fase grandes y abruptos, que darían por resultado artefactos auditivos (o, al menos, limitados a un grado tolerable).

La suavización es preferentemente realizada al combinar un valor de fase suavizado previo con un valor de información de fase de entrada 142a, de modo que un valor de fase suavizado actual depende del valor de fase suavizado previo y el valor actual de información de fase de entrada 142a. De este modo, se obtiene una transición particularmente suave utilizando una simple estructura del algoritmo de suavización. En otras palabras, se pueden evitar las desventajas de la suavización de respuesta por impulso finita al proveer una suavización de respuesta por impulso infinita donde se considera el valor de fase suavizado previo.

Opcionalmente, el determinador de parámetro 140 puede comprender una funcionalidad de interpolación adicional, ventajosa si la información de entrada del parámetro cuantizada 142 se transmite a intervalos temporales comparativamente largos (por ejemplo, menos de una vez por grupo de valores espectrales de la señal de audio con mezcla descendente 110).

Para sintetizar, el aparato 100 permite proveer valores de fase suavizados temporalmente variables 144a teniendo en cuenta la información de entrada del parámetro cuantizada 142, de modo que los valores de fase suavizados temporalmente variables 144a sean apropiados para la derivación de la señal de audio mezclada en forma ascendente 120 desde la señal de audio con mezcla descendente 110 utilizando el mezclador ascendente 130.

Los artefactos auditivos son reducidos (o hasta eliminados) al proveer valores de fase suavizados 144a utilizando el concepto anterior, donde una consideración de un valor de fase suavizado previo se combina con la limitación de cambio de fase. En consecuencia, se logra una buena impresión auditiva de la señal de audio mezclada en forma ascendente 120.

2. Forma de realización de acuerdo con la Fig. 2

2.1. Visión general de la Forma de realización de la Fig. 2

Otros detalles sobre la estructura y operación de un aparato para mezclar en forma ascendente una señal de audio serán descriptos con referencia a las Figs. 2a y 2b. Las Figs. 2a y 2b muestran un diagrama de bloque esquemático en detalle de un aparato 200 para mezclar una señal de audio con mezcla descendente, de acuerdo con otra forma de realización de la invención.

El aparato 200 puede ser considerado como decodificador para generar una (Ej. 5,1) señal de audio de múltiples canales teniendo en cuenta una señal de audio con mezcla descendente 210 e información complementaria SI. El aparato 200 implementa las funcionalidades, descritas con respecto al aparato 100.

5

El aparato 200 puede, por ejemplo, servir para decodificar una señal de audio de múltiples canales codificada de acuerdo la denominada "Codificación de pistas binaural", "Estéreo Paramétrico" o "Envolvente MPEG". Naturalmente, el aparato 200 puede de modo similar ser usado para mezclar en forma ascendente canales de
10 señales de audio codificada de acuerdo con otros sistemas utilizando pistas espaciales.

Para simplificar, se describe el aparato 200, que realiza una mezcla en forma ascendente de una señal de audio con un solo canal con mezcla descendente en
15 una señal con dos canales. Sin embargo, el concepto descrito acá puede extenderse fácilmente a casos donde la señal de audio con mezcla descendente comprende más de un canal, y a casos donde la señal de audio mezclada en forma ascendente comprende más de dos canales.

20 2.2. Señales de Entrada y Tiempo de Entrada de la Forma de realización de la Fig. 2

El aparato 200 está configurado para recibir la señal de audio con mezcla descendente 210 e información complementaria 212. Además, el aparato 200 está configurado para proveer una señal de audio mezclada en forma ascendente 214
25 que comprende, por ejemplo, múltiples canales.

La señal de audio con mezcla descendente 210 puede, por ejemplo, ser una señal suma generada por un codificador (Ej. por el codificador BCC 810 de la Fig. 7). La señal de audio con mezcla descendente 210 puede, por ejemplo, ser
30 representada en dominio de tiempo y frecuencia, por ejemplo, en forma de descomposición de frecuencia de valor complejo. Por ejemplo, los contenidos de

audio de una pluralidad de sub-bandas de frecuencia (que pueden estar superpuestas o no) de la señal de audio pueden ser representados por los correspondientes valores complejos. Para una banda de frecuencia dada, la señal de audio con mezcla descendente puede ser representada por una secuencia de valores complejos que describen el contenido de audio en la sub-banda de frecuencia bajo consideración para subsecuentes intervalos de tiempo (superpuestos o no). Los subsecuentes valores complejos para subsecuentes intervalos de tiempo pueden obtenerse, por ejemplo, utilizando un banco de filtro (Ej. banco de filtro QMF), Transformada Rápida de Fourier, o similar, en el aparato 100 (que puede ser parte de un decodificador de señal de audio con múltiples canales), o en dispositivo adicional acoplado al aparato 100. Sin embargo, la representación de la señal de audio con mezcla descendente 210 descrita acá es típicamente no idéntica a la representación de la señal con mezcla descendente usada para la transmisión de señal de audio con mezcla descendente desde el codificador de señal de audio con múltiples canales hasta el decodificador de señal de audio con múltiples canales o hasta el aparato 100. En consecuencia, la señal de audio con mezcla descendente 210 puede ser representada por una corriente de grupos o vectores de valores complejos.

A continuación se presume que los intervalos de tiempo subsecuentes de la señal de audio con mezcla descendente 210 se designan con un índice de valor entero k . También se presume que el aparato 200 recibe un grupo o vector de valores complejos por intervalo k y por canal de la señal de audio con mezcla descendente 210. Por lo tanto, una muestra (grupo o vector de valores complejos) es recibida para cada intervalo de actualización de muestra de audio descrita por el índice de tiempo k .

En otras palabras, las muestras de audio ("AS" por su sigla en inglés) de la señal de audio con mezcla descendente 210 son recibidas por el aparato 210, de modo que una sola muestra de audio AS se asocia con cada intervalo de actualización de muestra de audio k .

El aparato 200 además recibe información complementaria 212 que describe los parámetros de mezcla ascendente. Por ejemplo, la información complementaria 212 puede describir uno o más de los siguientes parámetros de mezcla ascendente:

5 Diferencia de nivel entre canales (ILD, por su sigla en inglés), correlación entre canales (o coherencia) (ICC, por su sigla en inglés), diferencia de tiempo entre canales (ITD, por su sigla en inglés), diferencia de fase entre canales (IPD, por su sigla en inglés) o diferencia de fase total entre canales (OPD, por su sigla en inglés). Típicamente, la información complementaria 212 comprende parámetros ILD y al

10 menos uno de los parámetros ICC, ITD, IPD, OPD. Sin embargo, para salvar el ancho de banda, la información complementaria 212 es, en algunas formas de realización, sólo transmitida hacia, o recibida por, el aparato 200 una vez por múltiples intervalos de actualización k de muestras de audio de la señal de audio con mezcla descendente 210 (o la transmisión de un solo grupo de información

15 complementaria puede ser temporalmente expandida por una pluralidad de intervalos de actualización k de muestras de audio). De este modo, en algunos casos, existe un solo grupo de parámetros de información complementaria para una pluralidad de intervalos de actualización k de muestras de audio. Sin embargo, en otros casos, puede haber un grupo de parámetros de información complementaria

20 para cada intervalo de actualización k de muestra de audio.

Los intervalos donde la información complementaria se actualiza se designan con el índice n , donde, para simplificar, se presume a continuación que los subsecuentes intervalos de tiempo de la señal de audio con mezcla descendente

25 210, designados con el índice de valor entero k , so idénticos a los intervalos de tiempo donde la información complementaria SI 212 es actualizada, de modo que la relación $k=n$ se mantiene. Sin embargo, si una actualización de la información complementaria SI 212 se realiza sólo una vez por pluralidad de subsecuentes intervalos de tiempo k de la señal de audio con mezcla descendente 210, se puede

30 realizar una interpolación, por ejemplo, entre valores subsecuentes de información de fase de entrada α_n o subsecuentes valores de fase suavizados $\tilde{\alpha}_n$.

Por ejemplo, la información complementaria puede ser transmitida a (o recibida por) el aparato 200 en los intervalos de actualización de muestra de audio $k=4$, $k=8$ y $k=16$. En contraposición, no se puede transmitir información complementaria 212 a (o recibir por) el aparato entre dichos intervalos de actualización de muestra de audio. Por lo tanto, los intervalos de actualización de la información complementaria 212 pueden variar con el tiempo, como el codificador puede, por ejemplo, decidir si proveer actualización de información complementaria sólo cuando sea necesario (Ej. cuando el decodificador reconoce que la información complementaria cambia por más de un valor predeterminado). Por ejemplo, la información complementaria recibida por el aparato 200 para el intervalo de actualización de muestra de audio $k=4$ puede estar asociado con los intervalos de actualización de muestra de audio $k=3, 4, 5$. De modo similar, la información complementaria recibida por el aparato 200 para el intervalo de actualización de muestra de audio $k=8$ puede estar asociado con los intervalos de actualización de muestra de audio $k=6, 7, 8, 9, 10$, etc. Sin embargo, una diferente asociación es naturalmente posible y los intervalos de actualización para la información complementaria pueden naturalmente ser mayores o menores a lo analizado.

2.3. Señales de salida y Tiempo de salida de la Forma de realización de la Fig. 2

Sin embargo, el aparato 200 sirve para proveer señales de audio mezcladas en forma ascendente en una composición de frecuencia de valor complejo. Por ejemplo, el aparato 200 puede ser configurado para proveer señales de audio mezcladas en forma ascendente 214, de modo que las señales de audio mezcladas en forma ascendente comprendan los mismos intervalos de actualización de muestras de audio o velocidad de actualización de señal de audio que la señal de audio con mezcla descendente 210. En otras palabras, para cada muestra (o intervalos de actualización de muestras de audio k) de la señal de audio con mezcla descendente 210, una muestra de señal de audio mezclada en forma ascendente 214 es generada en algunas formas de realización.

2.4. Mezcla Ascendente

A continuación se describe en detalle como se obtiene la actualización de parámetros de mezcla ascendente, usados para mezclar en forma ascendente la
 5 señal de audio con mezcla descendente 210, para cada intervalo de actualización k de muestra de audio aunque la información complementaria que ingresa al decodificador 212 pueda ser actualizada, en algunas formas de realización, sólo a grandes intervalos de actualización. A continuación, se describe el procesamiento para una sola sub-banda, pero el concepto puede naturalmente extenderse a
 10 múltiples sub-bandas.

El aparato 200 comprende, como componente clave, un mezclador ascendente 230, configurado para operar como combinador lineal de valor complejo. El mezclador ascendente 230 está configurado para recibir una muestra $x(t)$ o $x(k)$ de
 15 la señal de audio con mezcla descendente 210 (Ej. representando cierta banda de frecuencia) asociada con el intervalo de actualización k de muestra de audio. La señal $x(t)$ o $x(k)$ es a veces designada como "señal seca". Además, el mezclador ascendente 230 está configurado para recibir muestras $q(t)$ o $q(k)$ que representa una versión descorrelacionada de la señal de audio con mezcla descendente .

20

Además, el aparato 200 comprende un descorrelacionador (Ej. retardador o reflector) 240, configurado para recibir muestras $x(k)$ de la señal de audio con mezcla descendente y para proveer teniendo en cuenta las mismas, muestras $q(k)$ de una versión descorrelacionada de la señal de audio con mezcla descendente
 25 (representada por $x(k)$). La versión descorrelacionada (muestras $q(k)$) de la señal de audio con mezcla descendente (muestras $x(k)$) puede ser designada como "señal húmeda".

El mezclador ascendente 230 comprende, por ejemplo, un multiplicador de
 30 matriz y vector 232, configurado para realizar una combinación lineal de valor real (o, en algunos casos, valor complejo) de la "señal seca" (representada por $x(k)$) y

“señal húmeda” (representada por $q(k)$) para obtener una primera señal de canal mezclado en forma ascendente (representado por muestras $y_1(k)$) y una segunda señal de canal mezclado en forma ascendente (representado por muestras $y_2(k)$). El multiplicador de matriz y vector 232 puede, por ejemplo, ser configurado para

5 realizar la siguiente multiplicación de matriz y vector para obtener las muestras $y_1(k)$ y $y_2(k)$ de las señales de canal mezcladas en forma ascendente:

$$\begin{bmatrix} y_1(k) \\ y_2(k) \end{bmatrix} = \mathbf{H}(k) \begin{bmatrix} x(k) \\ q(k) \end{bmatrix}$$

10 El multiplicador de matriz y vector 232, o combinador lineal de valor complejo 230, puede además comprender un ajustador de fase 233, está configurado para ajustar fases de las muestras $y_1(k)$ y $y_2(k)$ que representan las señales de canal mezcladas en forma ascendente. Por ejemplo, el ajustador de fase 233 puede ser configurado para obtener la primera señal de canal mezclada en forma ascendente

15 con ajuste de fase, representada por las muestras $\tilde{y}_1(k)$ de acuerdo con

$$\tilde{y}_1(k) = e^{j\alpha_1(k)} y_1(k),$$

y para obtener la segunda señal de canal mezclada en forma ascendente con ajuste

20 de fase, representada por las muestras $\tilde{y}_2(k)$, de acuerdo con

$$\tilde{y}_2(k) = e^{j\alpha_2(k)} y_2(k).$$

En consecuencia, la señal de audio mezclada en forma ascendente 214,

25 cuyas muestras se designan con $\tilde{y}_1(k)$ y $\tilde{y}_2(k)$, se obtiene teniendo en cuenta la señal seca y señal húmeda, por medio del combinador lineal de valor complejo 230 utilizando los parámetros de mezcla ascendente temporalmente variables. Los valores de fase suavizados temporalmente variables $\tilde{\alpha}_n$ se usan para determinar fases (o diferencias de fase entre canales) de las señales de audio mezcladas en

30 forma ascendente $\tilde{y}_1(k)$ y $\tilde{y}_2(k)$. Por ejemplo, el ajustador de fase 232 puede ser configurado para aplicar los valores de fase suavizados temporalmente variables. Sin

embargo, alternativamente, los valores de fase suavizados temporalmente variables pueden ser usados por el multiplicador de matriz y vector 232 (o hasta en la generación de entradas de la matriz $\mathbf{H}$). En este caso, el ajustador de fase 233 puede ser omitido por completo.

5 2.5 Actualización de Parámetros de Mezcla Ascendente

Como se observa de las ecuaciones anteriores, es deseable actualizar la matriz del parámetro de mezcla ascendente $\mathbf{H}(k)$ y valores de fase del canal de mezcla ascendente $\alpha_1(k)$, $\alpha_2(k)$ para cada intervalo de actualización k de muestra de audio. Al actualizar la matriz del parámetro de mezcla ascendente para cada intervalo de actualización k surge la ventaja que la matriz del parámetro de mezcla ascendente esté siempre adaptada al ambiente acústico real. Al actualizar la matriz del parámetro de mezcla ascendente para cada intervalo de actualización k además permite mantener los cambios graduales de la matriz del parámetro de mezcla ascendente $\mathbf{H}$ (o ingresos de la misma) entre subsecuentes intervalos de muestra de audio k menores, a medida que los cambios de la matriz del parámetro de mezcla ascendente se distribuyen por múltiples intervalos de actualización de muestras de audio aunque la información complementaria 212 se actualice sólo una vez por múltiples intervalos de actualización de muestras de audio k . Además es deseable suavizar los cambios de la matriz del parámetro de mezcla ascendente $\mathbf{H}$ que surjan de la cuantización de información complementaria SI, 212. De modo similar, es deseable actualizar los valores de fase del canal de mezcla ascendente $\alpha_1(k)$ y $\alpha_2(k)$ a menudo, para evitar, al menos durante una señal de audio continua, cambios graduales de dichos valores de fase del canal de mezcla ascendente. Además, es deseable temporalmente suavizar los valores de fase del canal de mezcla ascendente, para reducir o evitar artefactos causados por la cuantización de información complementaria SI, 212.

El aparato 200 comprende una unidad de procesamiento de información complementaria 250, configurada para proveer parámetros de mezcla ascendente temporalmente variables 262, por ejemplo, ingresos $H_{ij}(k)$ de la matriz $\mathbf{H}(k)$ y

valores de fase del canal de mezcla ascendente $\alpha_1(k)$, $\alpha_2(k)$, teniendo en cuenta la información complementaria 212. La unidad de procesamiento de información complementaria 250 está, por ejemplo, configurada para proveer un grupo actualizado de parámetros de mezcla ascendente para cada intervalo de
 5 actualización k de muestra de audio, aunque la información complementaria 212 se actualice sólo una vez por múltiples intervalos de actualización de muestra de audio k . Sin embargo, en algunas formas de realización la unidad de procesamiento de información complementaria 250 puede ser configurada para proveer un grupo actualizado de parámetros de mezcla ascendente suavizados temporalmente
 10 variables menos a menudo, por ejemplo sólo una vez por actualización de información complementaria SI, 212.

La unidad de procesamiento de información complementaria 250 comprende un determinador de información de entrada del parámetro de mezcla ascendente
 15 252, configurado para recibir información complementaria 212 y derivar, teniendo en cuenta la misma, uno o más parámetros de mezcla ascendente (por ejemplo en forma de secuencia 254 de valores de magnitud de parámetros de mezcla ascendente y una secuencia 256 de valores de fase de parámetros de mezcla ascendente), que pueden ser considerados como información de entrada del
 20 parámetro de mezcla ascendente (que comprende, por ejemplo, información de magnitud de entrada 254 e información de fase de entrada 256). Por ejemplo, el determinador de información de entrada del parámetro de mezcla ascendente 252 puede combinar una pluralidad de pistas (Ej., ILD, ICC, ITD, IPD, OPD) para obtener información de entrada del parámetro de mezcla ascendente 254, 256, o puede
 25 individualmente evaluar una o más pistas. El determinador de información de entrada del parámetro de mezcla ascendente 252 está configurado para describir los parámetros de mezcla ascendente en forma de secuencia 254 de valores de magnitud de entrada (también designados como información de magnitud de entrada) y secuencia separada 256 de valores de fase de entrada (designados
 30 también como información de fase de entrada). Los elementos de la secuencia 256 de valores de fase de entrada pueden ser considerados como información de fase de

entrada α_n . Los valores de magnitud de entrada de la secuencia 254 pueden, por ejemplo, representar un valor absoluto de un número complejo y los valores de fase de entrada de la secuencia 256 pueden, por ejemplo, representar un valor de ángulo (o valor de fase) del número complejo (medido por ejemplo, con respecto al eje de parte real en un sistema de coordenadas ortogonal de parte real y parte imaginaria).

De esta manera, el determinador de información de entrada del parámetro de mezcla ascendente 252 puede proveer la secuencia 254 de valores de magnitud de entrada de parámetros de mezcla ascendente y la secuencia 256 de valores de fase de entrada de parámetros de mezcla ascendente. El determinador de información de entrada del parámetro de mezcla ascendente 252 puede estar configurado para derivar desde un grupo de información complementaria un grupo completo de parámetros de mezcla ascendente (por ejemplo, un grupo completo de elementos de matriz de la matriz $\mathbf{H}$ y un grupo completo de valores de fase α_1, α_2). Puede haber una asociación entre un grupo de información complementaria 212 y un grupo de parámetros de entrada de mezcla ascendente 254, 256. En consecuencia, el determinador de información de entrada del parámetro de mezcla ascendente 252 puede estar configurado para actualizar los parámetros de entrada de mezcla ascendente de las secuencias 254, 256 una vez por intervalo de actualización del parámetro de mezcla ascendente, es decir, una vez por actualización del grupo de información complementaria.

La unidad de procesamiento de información complementaria además comprende un suavizador de parámetro (a veces denominado "determinador de parámetro") 260, descrito en detalle a continuación. El suavizador de parámetro 260 está configurado para recibir la secuencia 254 de los valores de magnitud de entrada (valor real) de los parámetros de mezcla ascendente (o elementos de matriz) y la secuencia 256 de los (valor real) de los valores de fase de entrada de los parámetros de mezcla ascendente (o elementos de matriz), que pueden ser considerados como información de fase de entrada α_n . Además, el suavizador de parámetro está configurado para proveer una secuencia de parámetros de mezcla

ascendente suavizados temporalmente variables 262 teniendo en cuenta una suavización de la secuencia 254 y la secuencia 256.

El suavizador de parámetro 260 comprende un suavizador de valor de magnitud 270 y suavizador de valor de fase 272.

El suavizador de valor de magnitud está configurado para recibir las secuencia 254 y proveer, teniendo en cuenta la misma, una secuencia 274 de valores de magnitud suavizados de parámetros de mezcla ascendente (o de elementos de matriz $\tilde{\mathbf{H}}_n$). El suavizador de valor de magnitud 270 puede, por ejemplo, ser configurado para suavizar un valor de magnitud, analizado en detalle a continuación.

De modo similar, el suavizador de valor de fase 272 puede ser configurado para recibir la secuencia 256 y proveer, teniendo en cuenta la misma, una secuencia 276 de valores de fase suavizados temporalmente variables de parámetros de mezcla ascendente (o de valores de matriz). El suavizador de valor de fase 272 puede, por ejemplo, ser configurado para suavizar un algoritmo analizado en detalle a continuación.

En algunas formas de realización, el suavizador de valor de magnitud 270 y suavizador de valor de fase se configura para suavizar el valor de magnitud y valor de fase en forma separada o independiente. De esta manera, los valores de magnitud de la secuencia 254 no afectan la suavización del valor de fase, y los valores de fase de la secuencia 256 no afectan la suavización del valor de magnitud. Sin embargo, se presume que el suavizador de valor de magnitud 270 y suavizador de valor de fase 272 operan de modo sincronizado de manera que las secuencias 274, 276 comprenden pares correspondientes de valores de magnitud suavizados y valores de fase suavizados de parámetros de mezcla ascendente.

Típicamente, el suavizador de parámetro 260 actúa por separado en diferentes parámetros de mezcla ascendente o elementos de matriz. De esta

manera, el suavizador de parámetro 260 puede recibir una secuencia 254 de valores de magnitud para cada parámetro de mezcla ascendente (entre una pluralidad de parámetros de mezcla ascendente) o elemento de matriz de la matriz H . De modo similar, el suavizador de parámetro 260 puede recibir una secuencia 256 de valores de fase de entrada α_n para el ajuste de fase de cada canal de audio mezclado en forma ascendente.

2.6 Detalles Concernientes a la Suavización de Parámetros

10 A continuación se describen detalles de una forma de realización de la presente invención, que reducen los artefactos de procesamiento de fase causados por la cuantización de IPDs/OPDs y/o estimación de OPDs en un decodificador. Para simplificar, la siguiente descripción se restringe a una mezcla ascendente desde uno a dos canales sólo, sin restringir el caso general case de mezcla ascendente de m a n canales, donde se podrían aplicar las mismas técnicas.

El procedimiento de mezcla ascendente del decodificador, por ejemplo, de uno a dos canales se realiza mediante multiplicación de matriz de un vector con señal de mezcla descendente x (también designada $x(k)$), llamada señal seca, y una versión descorrelacionada de la señal de mezcla descendente q (también designada $q(k)$), llamada señal húmeda, con una matriz de mezcla ascendente H . La señal húmeda q ha sido generada alimentando la señal de mezcla descendente x por el filtro de descorrelación 240. La señal de mezcla ascendente y es un vector con el primer y segundo canal (Ej., $y_1(k)$ y $y_2(k)$) de la salida. Todas las señales x , q , y pueden estar disponibles en una descomposición de frecuencia de valor complejo (Ej., representación de dominio de tiempo y frecuencia).

Esta operación de matriz se realiza (por ejemplo, en forma separada) para todas las muestras de sub bandas de cada banda de frecuencia (o al menos para algunas muestras de sub bandas de algunas bandas de frecuencia). Por ejemplo, la operación de matriz puede realizarse de acuerdo con la siguiente ecuación:

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix} = \mathbf{H} \begin{bmatrix} x \\ q \end{bmatrix} .$$

Los coeficientes de la matriz de mezcla ascendente $\mathbf{H}$ derivan de las pistas
 5 espaciales, típicamente ILDs y ICCs, dando por resultado elementos de matriz de
 valor real que básicamente realizan una mezcla de las señales seca y húmeda para
 cada canal basado en ICCs, y ajustan los niveles de salida de los canales de salida
 como lo determinan las ILDs.

10 Para la transmisión pistas espaciales (Ej., ILD, ICC, ITD, IPD y/o OPD) es
 deseable (o necesario) cuantizar algunos o todos los tipos de parámetros en el
 codificador. Especialmente para escenarios de baja secuencia de bits es a menudo
 deseable (o necesario) usar una cuantización gruesa para reducir la cantidad de
 15 datos transmitidos. Sin embargo, para ciertas señales, una cuantización gruesa
 puede resultar en artefactos auditivos. Para reducir estos artefactos, se puede
 aplicar una suavización a los elementos de la matriz de mezcla ascendente $\mathbf{H}$ para
 suavizar la transición entre etapas de cuantizador adyacentes, que causan los
 artefactos.

20 La suavización se realiza, por ejemplo, mediante un simple filtrado paso bajo
 de los elementos de matriz:

$$\tilde{\mathbf{H}}_n = \delta \mathbf{H}_n + (1 - \delta) \tilde{\mathbf{H}}_{n-1}$$

25 Esta suavización puede, por ejemplo, realizarla el suavizador de valor de
 magnitud 270, donde la información de magnitud de entrada actual $\mathbf{H}_n$ (Ej. provista
 por el determinador de información de entrada del parámetro de mezcla ascendente
 252 y designada con 254) puede ser combinada con valores de magnitud suavizados
 previos (o matriz de magnitud) $\tilde{\mathbf{H}}_{n-1}$, para obtener un valor de magnitud suavizado
 30 actual (o matriz de magnitud) $\tilde{\mathbf{H}}_n$.

Como la suavización puede tener un efecto negativo en las porciones de señal, donde los parámetros espaciales cambian rápidamente, la suavización puede ser controlada por información adicional complementaria transmitida desde el codificador.

5

A continuación se describen la aplicación y determinación de valores de fase con mayor detalle. Si se usan IPDs y/o OPDs, se puede aplicar un desplazamiento de fase adicional a las señales de salida (por ejemplo, a señales definidas por las muestras $y_1(k)$ y $y_2(k)$). La IPD describe la diferencia de fase entre los dos canales (por ejemplo, la primera señal con canal de mezcla ascendente de fase ajustada definida por las muestras $\tilde{y}_1(k)$ y la segunda señal con canal de mezcla ascendente de fase ajustada definida por las muestras $\tilde{y}_2(k)$) mientras que la OPD describe una diferencia de fase entre un canal y la mezcla descendente.

15

A continuación se explica la definición de IPDs y OPDs con referencia a la Fig. 3, que muestra una representación esquemática de las relaciones de fase entre la señal de mezcla descendente y una pluralidad de señales del canal. Con referencia a la Fig. 3, una fase de la señal de mezcla descendente (o de coeficiente espectral $x(k)$ de la misma) se representa por un primer indicador 310. Una fase de la primera señal de canal mezclada en forma ascendente con fase ajustada (o de coeficiente espectral $\tilde{y}_1(k)$ de la misma) se representa por un segundo indicador 320. Una diferencia de fase entre la señal de mezcla descendente (o valor espectral o coeficiente de la misma) y primera señal de canal mezclada en forma ascendente con fase ajustada (o coeficiente espectral de la misma) se designa con OPD1. Una segunda señal de canal mezclada en forma ascendente con fase ajustada (o de coeficiente espectral $\tilde{y}_2(k)$ de la misma) se representa por un tercer indicador 330. Una diferencia de fase entre la señal de mezcla descendente (o coeficiente espectral de la misma) y segunda señal de canal mezclada en forma ascendente con fase ajustada (o de coeficiente espectral) se designa con OPD2. Una diferencia de fase entre primera señal de canal mezclada en forma ascendente con fase ajustada (o coeficiente espectral de la misma) y segunda señal de canal mezclada en forma

30

ascendente con fase ajustada, señal (o coeficiente espectral de la misma) se designa con IPD.

Para reconstruir las propiedades de fase de la señal original señal (por ejemplo, para proveer la primera señal de canal mezclada en forma ascendente con fase ajustada y segunda señal de canal mezclada en forma ascendente con fase ajustada con fases apropiadas teniendo en cuenta la señal seca) las OPDs para ambos canales deberían ser conocidas. A menudo, la IPD se transmite junto con una OPD (la segunda OPD puede ser calculada de estas). Para reducir la cantidad de datos transmitidos, es posible sólo transmitir IPDs y estimar las OPDs en el decodificador, utilizando la información de fase de la señal de mezcla descendente junto con las ILDs y IPDs transmitidas. Este proceso puede, por ejemplo, realizarlo el determinador de información de entrada del parámetro de mezcla ascendente 252.

La reconstrucción de fase en el decodificador (por ejemplo, en el aparato 200) se realiza mediante rotación compleja de señales de sub banda de salida (por ejemplo de señales descritas por el coeficiente espectral $y_1(k)$, $y_2(k)$) de acuerdo con la siguiente ecuación:

$$\begin{aligned}\tilde{y}_1 &= e^{j\alpha_1} y_1 \\ \tilde{y}_2 &= e^{j\alpha_2} y_2\end{aligned}$$

En la ecuación anterior, los ángulos α_1 y α_2 son iguales a OPDs para los dos canales (o, por ejemplo, OPDs suavizados).

Como se describe antes, la cuantización gruesa de parámetros (por ejemplo parámetros ILD y/o parámetros ICC) pueden resultar en artefactos auditivos, verdaderos para la cuantización de IPDs y OPDs. A medida que se aplica la suavización anterior a los elementos de matriz de mezcla ascendente H_n , sólo se reducen los artefactos causados por la cuantización de ILDs y ICCs, mientras que los causados por la cuantización de parámetros de fase no se ven afectados.

Asimismo, los artefactos adicionales pueden ser introducidos por la rotación de fase con variante de tiempo arriba descrita, aplicada a cada canal de salida. Se halló que si los ángulos de desplazamiento de fase α_1 y α_2 fluctúan rápidamente con el tiempo, la el ángulo de rotación aplicado puede causar una inclinación corta o cambio de frecuencia de señal instantánea.

Ambos problemas pueden ser reducidos significativamente aplicando una versión modificada de la suavización anterior a los ángulos α_1 y α_2 . Como en este caso, el filtro de suavización se aplica a ángulos, que se despliegan cada 2π , es preferible modificar el filtro de suavización con un denominado despliegue. En consecuencia, un valor de fase suavizado $\tilde{\alpha}_n$ se computa de acuerdo con el siguiente algoritmo, que típicamente provee una limitación de cambio de fase:

$$\tilde{\alpha}_n = \begin{cases} (\delta(\alpha_n - 2\pi) + (1 - \delta)\tilde{\alpha}_{n-1}) \bmod 2\pi & \text{if } (\alpha_n - \tilde{\alpha}_{n-1}) > \pi \\ (\delta(\alpha_n + 2\pi) + (1 - \delta)\tilde{\alpha}_{n-1}) \bmod 2\pi & \text{if } (\alpha_n - \tilde{\alpha}_{n-1}) < -\pi \\ \delta\alpha_n + (1 - \delta)\tilde{\alpha}_{n-1} & \text{else} \end{cases}$$

A continuación se analiza la funcionalidad del algoritmo anterior con referencia a las Figs. 4a, 4b, 5a y 5b. Con referencia a la ecuación anterior o algoritmo para la computación del valor de fase suavizado actual $\tilde{\alpha}_n$, se puede observar que el valor de fase suavizado actual $\tilde{\alpha}_n$ se obtiene mediante combinación lineal ponderada, sin sumando adicional de la información de fase de entrada actual α_n y el valor de fase suavizado previo $\tilde{\alpha}_{n-1}$, si una diferencia entre los valores α_n y $\tilde{\alpha}_{n-1}$ es menor a o igual a π ("otro" caso de la ecuación anterior). Asumiendo que δ es un parámetro entre cero y uno (excluyendo cero y uno), que determina (o representa) una constante de tiempo del proceso de suavización, el valor de fase suavizado actual $\tilde{\alpha}_n$ estará entre los valores α_n y $\tilde{\alpha}_{n-1}$. Por ejemplo, si $\delta = 0,5$, el valor de $\tilde{\alpha}_n$ es el promedio (media aritmética) entre α_n y $\tilde{\alpha}_{n-1}$.

Sin embargo, si la diferencia entre α_n y $\tilde{\alpha}_{n-1}$ es mayor a π , el primer caso (línea) de la ecuación anterior queda cumplido. En este caso, el valor de fase

suavizado actual $\tilde{\alpha}_n$ se obtiene mediante combinación lineal de α_n y $\tilde{\alpha}_{n-1}$, considerando un término de modificación de fase constante $-2\pi\delta$. En consecuencia, se logra mantener la diferencia entre $\tilde{\alpha}_n$ y $\tilde{\alpha}_{n-1}$ lo suficientemente baja. Un ejemplo de esta situación se muestra en la Fig. 4a, donde la fase $\tilde{\alpha}_{n-1}$ se ilustra por un primer
 5 indicador 410, la fase α_n se ilustra por un segundo indicador 412 y la fase $\tilde{\alpha}_n$ se ilustra con un tercer indicador 414.

La Fig. 4b ilustra la misma situación para diferentes valores $\tilde{\alpha}_{n-1}$ y α_n . nuevamente, los valores de fase $\tilde{\alpha}_{n-1}$, α_n y $\tilde{\alpha}_n$ se ilustran por los indicadores 450,
 10 452, 454.

Nuevamente, se logra que la diferencia de ángulo entre $\tilde{\alpha}_n$ y $\tilde{\alpha}_{n-1}$ se mantenga baja. En ambos casos, la dirección definida por el valor de fase $\tilde{\alpha}_n$ es el menor de dos regiones de ángulo, donde la primera de las dos regiones de ángulo
 15 sería cubierta al rotar el indicador 410, 450 hacia el indicador 412, 452 en dirección matemáticamente positiva (contra las agujas del reloj), y donde la segunda de las dos regiones de ángulo sería cubierta al rotar el indicador 412, 452 hacia los indicadores 410, 450 en dirección matemáticamente positiva (contra las agujas del reloj).

20 Sin embargo, se descubrió que la diferencia entre valores de fase α_n y $\tilde{\alpha}_{n-1}$ es menor a $-\pi$, el valor de $\tilde{\alpha}_n$ se obtiene utilizando el segundo caso (línea) de la ecuación anterior. El valor de fase $\tilde{\alpha}_n$ se obtiene mediante combinación lineal de los valores de fase α_n y $\tilde{\alpha}_{n-1}$, con término de adaptación de fase constante $2\pi\delta$.
 25 Ejemplos de este caso, donde $\alpha_n - \tilde{\alpha}_{n-1}$ es menor a $-\pi$, se ilustran en las Figs. 5a y 5b.

Para sintetizar, el suavizador de valor de fase 272 puede ser configurado para seleccionar diferentes reglas de cálculo de valor de fase (que pueden ser reglas de
 30 combinación lineal) dependiendo de la diferencia entre los valores α_n y $\tilde{\alpha}_{n-1}$.

2.7 Extensiones Opcionales del Concepto de Suavización

A continuación se analizan algunas extensiones opcionales de la suavización de valor de fase anterior. Como para los demás parámetros (Ej., ILD, ICC, ITD) puede haber señales, donde sea necesario un rápido cambio de ángulo de rotación, por ejemplo, si el IPD de la señal original (por ejemplo una señal procesada por codificador) cambia rápidamente. Para tales señales, la suavización, realizada por el suavizador de valor de fase 272, (en algunos casos) tendría efectos negativos en la calidad de salida y no se aplicarían en tales casos. Para evitar posibles márgenes libres en secuencias de bits necesarios para controlar la suavización desde el codificador para cada banda de procesamiento de señal, un control de suavización adaptativo (por ejemplo, implementado utilizando un controlador de suavización) puede usarse en el decodificador (por ejemplo en el aparato 200): la IPD final (es decir, la diferencia entre los dos ángulos suavizados, por ejemplo entre los ángulos $\alpha_1(k)$ y $\alpha_2(k)$) es computa y compara con la IPD transmitida (por ejemplo diferencia de fase entre canales descripta por la información de fase de entrada α_n). Si una diferencia es mayor a cierto valor umbral, la suavización puede ser desactivada y los ángulos no procesados (por ejemplo ángulos α_n descriptos por la información de fase de entrada y provistos por el determinador de información de entrada de parámetro de mezcla ascendente) puede usarse (por ejemplo por el ajustador de fase 233), y el ángulo con filtrado paso bajo (Ej., valores de fase suavizados $\tilde{\alpha}_n$ provistos por el suavizador de valor de fase 272) puede aplicarse a la señal de salida (por ejemplo mediante el ajustador de fase 233).

En una versión avanzada (opcional), el algoritmo, aplicado al suavizador de valor de fase 272, podría extenderse utilizando una constante de tiempo de filtrado variable, modificada teniendo en cuenta la diferencia actual entre IPDs procesadas y no procesadas. Por ejemplo, el valor del parámetro δ (que determina la constante de tiempo de filtrado) puede ajustarse en dependencia de una diferencia entre el valor de fase suavizado actual $\tilde{\alpha}_n$ y valor de fase de entrada actual α_n , o en dependencia

de la diferencia entre el valor de fase suavizado previos $\tilde{\alpha}_{n-1}$ y valor de fase de entrada actual α_n .

En algunas formas de realización, además se puede transmitir un solo bit (opcionalmente) en la corriente de bits (que representa la señal de audio con mezcla descendente 210 e información complementaria 212) para activar o desactivar por completo la suavización desde el codificador para todas las bandas en caso de ciertas señales críticas, para las cuales el control de suavización adaptativo no arroja óptimos resultados.

10

3. Conclusión

Para sintetizar lo anterior, se ha descrito un concepto general de procesamiento de fase adaptativo para la codificación de audio paramétrica con múltiples canales. Las formas de realización de acuerdo con la invención reemplaza otras técnicas reduciendo artefactos en la señal de salida causados por cuantización gruesa o rápidos cambios de parámetros de fase.

15

4. Método

20

Una forma de realización de acuerdo con la invención comprende un método para mezclar en forma ascendente una señal de audio con mezcla descendente que describe uno o más canales de audio de mezcla descendente en una señal de audio mezclada en forma ascendente que describe una pluralidad de canales de audio mezclados en forma ascendente. La Fig. 6 muestra un diagrama de flujo de dicho método, designado en su totalidad como 700.

25

El método 700 comprende un paso 710 que combina una versión ajustada a escala de un valor de fase suavizado previo con una versión ajustada a escala de información de fase de entrada actual utilizando un algoritmo de limitación de cambio

30

de fase, para determinar un valor de fase suavizado actual teniendo en cuenta el valor de fase suavizado previo y la información de fase de entrada.

El método 700 además comprende un paso 720 que aplica parámetros de
 5 mezcla ascendente temporalmente variables a una señal de audio de mezcla descendente para obtener una señal de audio mezclada en forma ascendente, donde el parámetro con mezcla ascendente temporalmente variable comprende valores de fase temporalmente suavizados.

10 Naturalmente, el método 700 puede reemplazarse por las características y funcionalidades, descritas en la presente con respecto al aparato de la invención.

5. Alternativas de Implementación

15 Aunque se analizaron aspectos del contexto de un aparato, queda claro que estos aspectos también representan una descripción del método correspondiente, donde un bloque o dispositivo corresponde a un paso del método o rasgo del paso del método. En forma análoga, los aspectos del contexto del método también representan una descripción de un bloque correspondiente o ítem o rasgo de un
 20 aparato correspondiente. Algunos o todos los pasos del método pueden ser ejecutados (o utilizando) un aparato de hardware, como por ejemplo, microprocesador, computadora programable o circuito electrónico. En algunas formas de realización, uno o más de los pasos más importantes del método pueden ser ejecutados por tal aparato.

25

Dependiendo de ciertos requisitos de implementación, las formas de realización de la invención pueden implementarse en hardware o software. La implementación puede realizarse utilizando un medio de almacenamiento digital por ejemplo un disco blando, DVD, Blue-Ray, CD, ROM, PROM, EPROM, EEPROM o
 30 memoria FLASH, con señales de control legibles en forma electrónica almacenadas en los mismos, que cooperan (o pueden cooperar) con un sistema de computación

programable de modo que el respectivo método pueda implementarse. Por lo tanto, el medio de almacenamiento digital puede ser legible por computadora.

5 Algunas formas de realización de acuerdo con la invención comprenden un portador de datos con señales de control legibles en forma electrónica, capaces de cooperar con un sistema de computación programable, de modo que el respectivo método pueda implementarse.

10 Generalmente, las formas de realización de la presente invención pueden implementarse como producto de programa de computación con un código de programa, el código de programa es operativo para realizar uno de los métodos cuando el producto de programa de computación opera en una computadora. El código de programa puede por ejemplo ser almacenado en un portador legible por máquina.

15 Otras formas de realización comprenden el programa de computación para desarrollar uno de los métodos descritos en la presente, almacenados en un portador legible por máquina.

20 En otras palabras, una forma de realización del método de invención, es por lo tanto un programa de computación con un código de programa para desarrollar uno de los métodos de la presente, cuando el programa de computación opera en una computadora.

25 Otra forma de realización del método de invención es, por lo tanto, un portado de datos (o medio de almacenamiento digital o medio legible por computadora) que comprende, grabado en los mismos, el programa de computación para desarrollar uno de los métodos de la presente.

30 Otra forma de realización del método es, por lo tanto, una corriente de datos o secuencia de señales que representa el programa de computación para desarrollar

uno de los métodos de la presente. La corriente de datos o secuencia de señales puede por ejemplo ser configurado para ser transferido por conexión de comunicación de datos, por ejemplo vía Internet.

5 Otra forma de realización comprende un medio de procesamiento, por ejemplo una computadora, o dispositivo lógico programable, configurado para o adaptado para desarrollar uno de los métodos de la presente.

10 Otra forma de realización comprende una computadora con un programa de computación para desarrollar uno de los métodos de la presente.

15 En algunas formas de realización, un dispositivo lógico programable (por ejemplo una matriz de puertas programables por campo) puede usarse para desarrollar algunas o todas las funcionalidades de los métodos de la presente. En algunas formas de realización, una matriz de puertas programables por campo puede cooperar con un microprocesador para desarrollar uno de los métodos de la presente. Generalmente, los métodos son preferentemente desarrollados por un aparato de hardware.

20 Las formas de realización anteriores son meramente ilustrativas para los principios de la presente invención. Se entiende que las modificaciones y variaciones de las disposiciones y detalles descritos en la presente resultarán evidentes para los expertos en la técnica. Por lo tanto se intenta quedar limitado sólo por el alcance de las reivindicaciones de la patente y no por los detalles específicos presentados a
25 modo de descripción y explicación de las formas de realización de la presente.

Referencias

- 5 [1] C. Faller y F. Baumgarte, "Representación eficiente de audio espacial utilizando parametrización perceptual ", IEEE WASPAA, Mohonk, NY, Octubre 2001
- [2] F. Baumgarte y C. Faller, "Estimación de pistas espaciales auditivas para la codificación de pista binaural", ICASSP, Orlando, FL, Puede 2002
- 10 [3] C. Faller y F. Baumgarte, "Codificación de pista binaural: nueva y eficiente representación de audio espacial," ICASSP, Orlando, FL, Puede 2002
- [4] C. Faller y F. Baumgarte, "Codificación de pista binaural aplicada a compresión de audio con rendimiento flexible", Convención AES 113°, Los Angeles, Preimpresión 5686, Octubre 2002
- 15 [5] C. Faller y F. Baumgarte, "Codificación de pista binaural - Parte II: Esquemas y aplicaciones," IEEE Trans, sobre discurso y audio Proc., vol. 11, no. 6, Nov. 2003
- 20 [6] J. Breebaart, S. van de Par, A. Kohlrausch, E. Schuijers, " Codificación de audio espacial paramétrica de alta calidad con baja secuencia de bits", Convención AES 116°, Berlin, Preimpresión 6072, Puede 2004
- 25 [7] E. Schuijers, J. Breebaart, H. Purnhagen, J. Engdegard, " Codificación estéreo paramétrica con baja complejidad", Convención AES 116°, Berlin, Preimpresión 6073, Puede 2004
- [8] ISO/IEC JTC 1/SC 29/WG 11, 23003-1, Envolvente MPEG

- [9] J. Blauert, Audición espacial: Psicofísica de localización de sonido humano, The MIT Press, Cambridge, MA, edición revisada 1997

REIVINDICACIONES

Habiendo así especialmente descrito y determinado la naturaleza de la presente invención y la forma como la misma ha de ser llevada a la práctica, se declara reivindicar como de propiedad y derecho exclusivo:

5

1. Un aparato (100; 200) para mezclar en forma ascendente una señal de audio con mezcla descendente (110;210) que describe uno o más canales de audio de mezcla descendente en una señal de audio mezclada en forma ascendente (120;214) que describe una pluralidad de canales de audio mezclada en forma ascendente, el aparato comprende:

10

un mezclador ascendente (130;230) configurado para aplicar parámetros de mezcla ascendente temporalmente variables (144; 262) para mezclar en forma ascendente la señal de audio con mezcla descendente, para obtener la señal de audio mezclada en forma ascendente, donde los parámetros de mezcla ascendente temporalmente variables comprenden valores de fase suavizados temporalmente variables (144a; 270);

15

un determinador de parámetro (140; 250), donde el determinador de parámetro está configurado para obtener uno o más parámetros de mezcla ascendente temporalmente suavizados (α_n) para usa por el mezclador ascendente (130;230) teniendo en cuenta una información de entrada de parámetro cuantizada (142; 212),

20

donde el determinador de parámetro (140;250) está configurado para combinar una versión ajustada a escala $((1-\delta)\tilde{\alpha}_{n-1})$ de un valor de fase suavizado previo ($\tilde{\alpha}_{n-1}$) con una versión ajustada a escala $(\delta\alpha_n)$ de una información de fase de entrada (α_n) utilizando un algoritmo de limitación de cambio de fase, para determinar un valor de fase suavizado actual ($\tilde{\alpha}_n$) teniendo en cuenta el valor de fase suavizado previo y la información de fase de entrada.

25

30

2. El aparato (100;200) de acuerdo con la reivindicación 1, donde el determinador de parámetro (140;250) está configurado para combinar la versión ajustada a escala $(1-\delta)\tilde{\alpha}_{n-1}$ del valor de fase suavizado previo ($\tilde{\alpha}_{n-1}$) con la versión ajustada a escala $(\delta\alpha_n)$ de la información de fase de entrada (α_n), de modo que el valor de fase suavizado actual ($\tilde{\alpha}_n$) se encuentra en una región de ángulo menor entre una primera región de ángulo y una segunda región de ángulo, donde la primera región de ángulo se extiende, en una dirección matemáticamente positiva, desde una primera dirección de inicio definida por el valor de fase suavizado previo ($\tilde{\alpha}_{n-1}$) hasta una primera dirección final definida por la información de fase de entrada (α_n), y donde la segunda región de ángulo se extiende en una dirección matemáticamente positiva, desde una segunda dirección de inicio definida por la información de fase de entrada (α_n) hasta una segunda dirección final definida por el valor de fase suavizado previo ($\tilde{\alpha}_{n-1}$).
3. El aparato (100;200) de acuerdo con la reivindicación 1 o reivindicación 2, donde el determinador de parámetro (140;250) está configurado para seleccionar una regla de combinación entre una pluralidad de diferentes reglas de combinación dependiendo de una diferencia ($\alpha_n - \tilde{\alpha}_{n-1}$) entre la información de fase de entrada (α_n) y el valor de fase suavizado previo ($\tilde{\alpha}_{n-1}$), y para determinar el valor de fase suavizado actual ($\tilde{\alpha}_n$) utilizando la regla de combinación seleccionada.
4. El aparato (100;200) de acuerdo con la reivindicación 3, donde el determinador de parámetro (140;250) está configurado para seleccionar una regla de combinación de fase básica, si la diferencia entre la información de fase de entrada (α_n) y el valor de fase suavizado previo ($\tilde{\alpha}_{n-1}$) se encuentra entre $-\pi$ y $+\pi$, y para seleccionar por otro lado una o más regla de combinación de fase de adaptación diferente;
- donde la regla de combinación de fase básica define una combinación lineal, sin sumando constante de la versión ajustada a escala $(\delta\alpha_n)$ de la información de fase de entrada y versión ajustada a escala $((1-\delta)\tilde{\alpha}_{n-1})$ del valor de fase suavizado previo; y

donde la una o más regla de combinación de adaptación de fase definen una combinación lineal, tomando en cuenta un sumando de adaptación de fase constante (+ π , - π), de la versión ajustada a escala de la información de fase de entrada y la versión ajustada a escala del valor de fase suavizado previo.

5. El aparato (100;200) de acuerdo con una de las reivindicaciones 1 a 4, donde el determinador de parámetro está configurado para obtener un valor de fase suavizado actual $\tilde{\alpha}_n$ de acuerdo con las siguiente ecuación:

$$\tilde{\alpha}_n = \begin{cases} (\delta(\alpha_n - 2\pi) + (1 - \delta)\tilde{\alpha}_{n-1}) \bmod 2\pi & \text{if } (\alpha_n - \tilde{\alpha}_{n-1}) > \pi \\ (\delta(\alpha_n + 2\pi) + (1 - \delta)\tilde{\alpha}_{n-1}) \bmod 2\pi & \text{if } (\alpha_n - \tilde{\alpha}_{n-1}) < -\pi \\ \delta\alpha_n + (1 - \delta)\tilde{\alpha}_{n-1} & \text{else} \end{cases}$$

donde

- $\tilde{\alpha}_{n-1}$ designa el valor de fase suavizado previo;
 α_n designa la información de fase de entrada;

“mod” designa un operador de MÓDULO; y

- δ designa el parámetro de suavización, cuyo valor es un intervalo entre cero y uno, excluyendo los límites del intervalo.

6. El (100;200) aparato de acuerdo con una de las reivindicaciones 1 a 5, donde el determinador de parámetro (140;250) comprende un controlador de suavización,

donde el controlador de suavización está configurado para desactivar una funcionalidad de suavización de valor de fase en forma selectiva si la diferencia entre una cantidad de fase suavizada ($\tilde{\alpha}_n$) y la cantidad de fase de entrada correspondiente (α_n) es mayor a un valor umbral predeterminado.

7. El aparato (100;200) de acuerdo con la reivindicación 6, donde el controlador de suavización está configurado para evaluar, como la cantidad de fase suavizada, una diferencia entre dos valores de fase suavizados (α_1 , α_2), y para evaluar, como la cantidad de fase de entrada correspondiente, una diferencia entre dos valores de fase de entrada (256) correspondiente a los dos valores de fase suavizados (α_1 , α_2).
8. El aparato (100;200) de acuerdo con una de las reivindicaciones 1 a 7, donde el mezclador ascendente (130;230) está configurado para aplicar, para una porción de tiempo dada, diferentes rotaciones de fase temporalmente suavizadas (α_1 , α_2), definidas por diferentes valores de fase suavizados (α_1 , α_2), para obtener señales ($\tilde{y}_1(k)$, $\tilde{y}_2(k)$) de diferentes canales de audio mezclados en forma ascendente con diferencia de fase entre canales, si se activa una función de suavización, y para aplicar rotaciones de fase no suavizadas en forma temporal (256), definidas por diferentes valores de fase no suavizados, para obtener señales de diferentes canales de audio mezclados en forma ascendente con diferencia de fase entre canales, si se desactiva una función de suavización;
- donde el determinador de parámetro (140;250) comprende un controlador de suavización; y
- donde el controlador de suavización está configurado para desactivar una función de suavización del valor de fase en forma selectiva si una diferencia entre los valores de fase suavizados (α_1 , α_2) aplicados para obtener las señales ($\tilde{y}_1(k)$, $\tilde{y}_2(k)$) de los diferentes canales de audio mezclados en forma ascendente difiere de un valor de diferencia de fase entre canales no suavizado (212), recibido por el aparato (100;200) o derivado (252) de la información recibida (212) por el aparato, por más de un valor umbral predeterminado.

9. El aparato (100;200) de acuerdo con una de las reivindicaciones 1 a 8, donde el determinador de parámetro (140;250) está configurado para ajustar una constante de tiempo de filtrado (δ) para determinar una secuencia (262) de valores de fase suavizados ($\tilde{\alpha}_n$) dependiendo de una diferencia actual entre un valor de fase suavizado ($\tilde{\alpha}_n$) y el correspondiente valor de fase de entrada (α_n).
10. El aparato (100;200) de acuerdo con una de las reivindicaciones 1 a 9, donde el determinador de parámetro (140;250) está configurado para ajustar una constante de tiempo de filtrado (δ) para determinar una secuencia (262) de valores de fase suavizados ($\tilde{\alpha}_n$) dependiendo de una diferencia entre diferencia de fase suavizada entre canales definida por la diferencia entre dos valores de fase suavizados (α_1, α_2) asociados con diferentes canales de la señal de audio mezclada en forma ascendente, y una diferencia de fase entre canales no suavizada, definida por una información de diferencia de fase entre canales no suavizada (212).
11. El aparato (100;200) de acuerdo con una de las reivindicaciones 1 a 10, donde el aparato para mezclar en forma ascendente está configurado para activar y desactivar una función de suavización de valor de fase en forma selectiva dependiendo de una información extraída de una corriente de bits de audio.
12. Un método (700) para mezclar en forma ascendente una señal de audio con mezcla descendente que describe uno o más canales de audio de mezcla descendente en una señal de audio mezclada en forma ascendente que describe una pluralidad de canales de audio mezclados en forma ascendente, el método comprende:

Combinar (710) una versión ajustada a escala del valor de fase suavizado previo con una versión ajustada a escala de una información de fase de entrada actual utilizando un algoritmo de limitación de cambio de fase, para

determinar un valor de fase actual temporalmente suavizado teniendo en cuenta el valor de fase suavizado previo y la información de fase de entrada; y

5 aplicar (720) parámetros de mezcla ascendente temporalmente variables, para mezclar en forma ascendente una señal de audio con mezcla descendente para obtener una señal de audio mezclada en forma ascendente, donde los parámetros de mezcla ascendente temporalmente variables comprenden valores de fase temporalmente suavizados.

10 13. Un programa de computación para desarrollar el método de acuerdo con la reivindicación 12, donde el programa de computación opera en una computadora.

15 p. de: FRAUNHOFER-GESELLSCHAFT ZUR FÖRDERUNG DER ANGEWANDTEN FORSCHUNG E.V.

RESUMEN

Un aparato para mezclar en forma ascendente una señal de audio con mezcla descendente que describe uno o más canales de audio de mezcla descendente en una señal de audio mezclada en forma ascendente que describe una pluralidad de canales de audio mezclados en forma ascendente comprende un mezclador ascendente y un determinador de parámetro. El mezclador ascendente está configurado para aplicar parámetros de mezcla ascendente temporalmente variables para mezclar en forma ascendente la señal de audio con mezcla descendente para obtener la señal de audio mezclada en forma ascendente, donde los parámetros de mezcla ascendente temporalmente variables comprenden valores de fase suavizados temporalmente variables. El determinador de parámetro está configurado para obtener uno o más parámetros de mezcla ascendente temporalmente suavizados para ser utilizados por el mezclador ascendente teniendo en cuenta una información de entrada del parámetro cuantizada. El determinador de parámetro está configurado para combinar una versión ajustada a escala de un valor de fase suavizado previo con una versión ajustada a escala de una información de fase de entrada utilizando un algoritmo de limitación de cambio de fase, para determinar un valor de fase suavizado actual teniendo en cuenta el valor de fase suavizado previo y la información de fase de entrada.

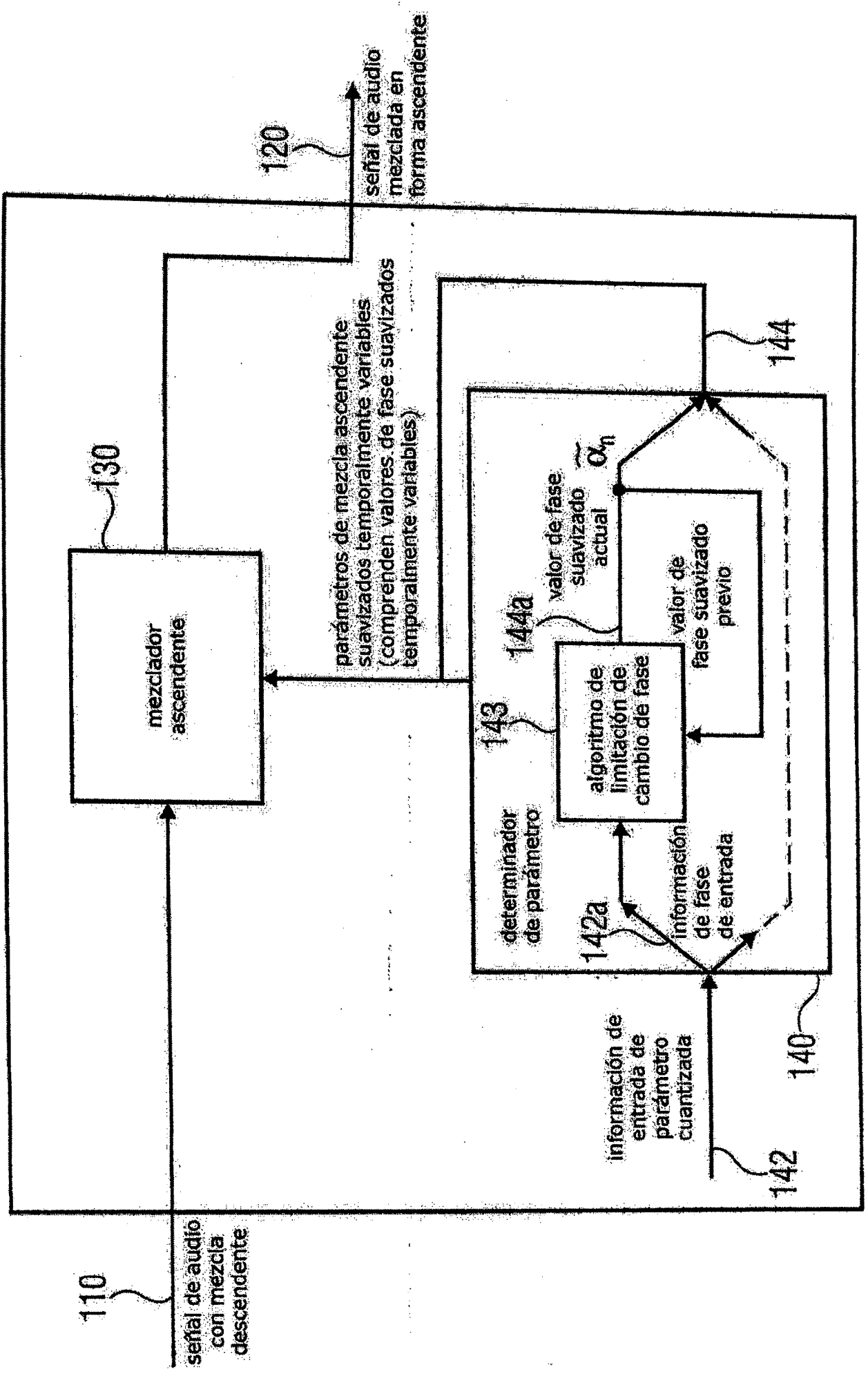


FIG 1

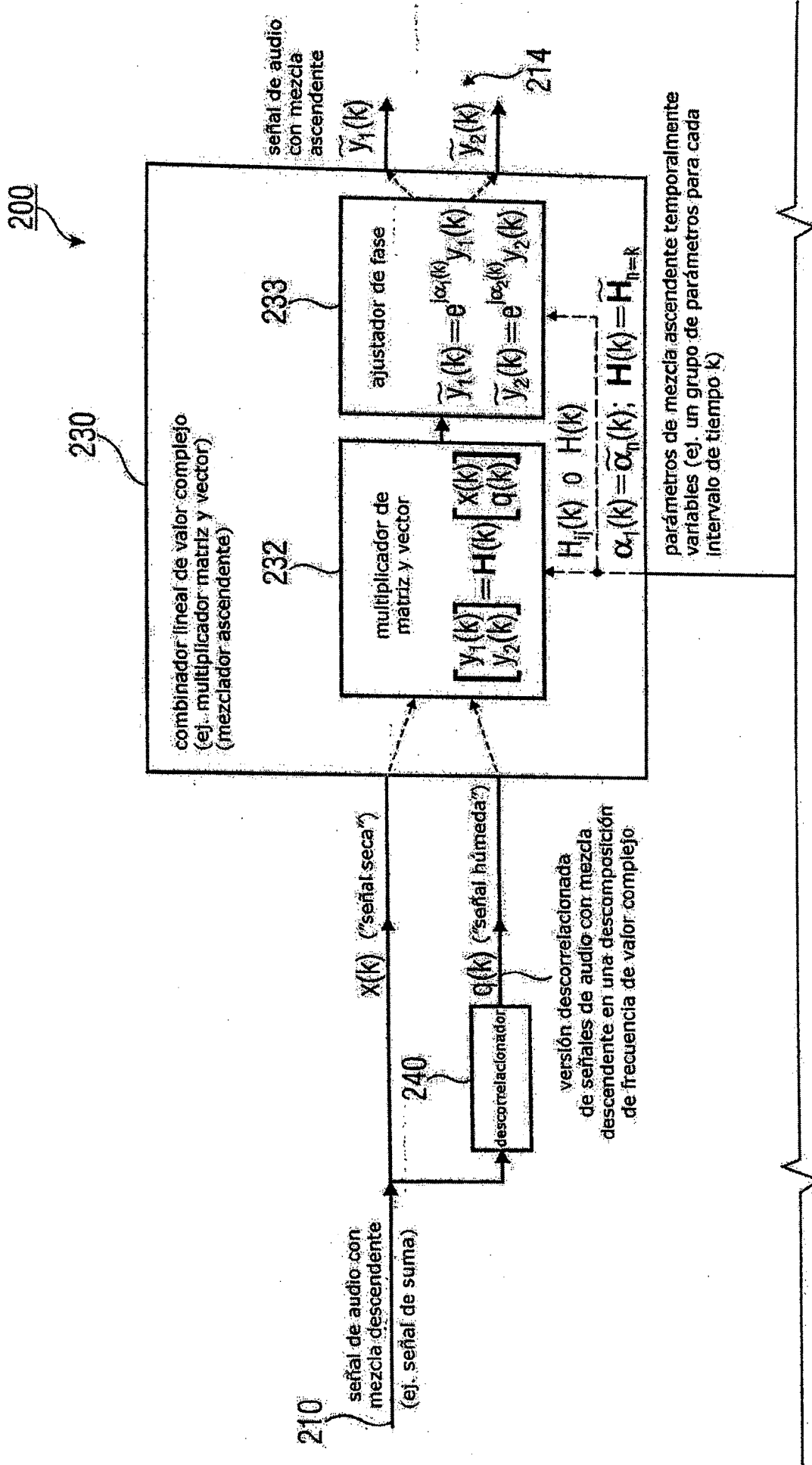


FIG 2A

FIG 2B

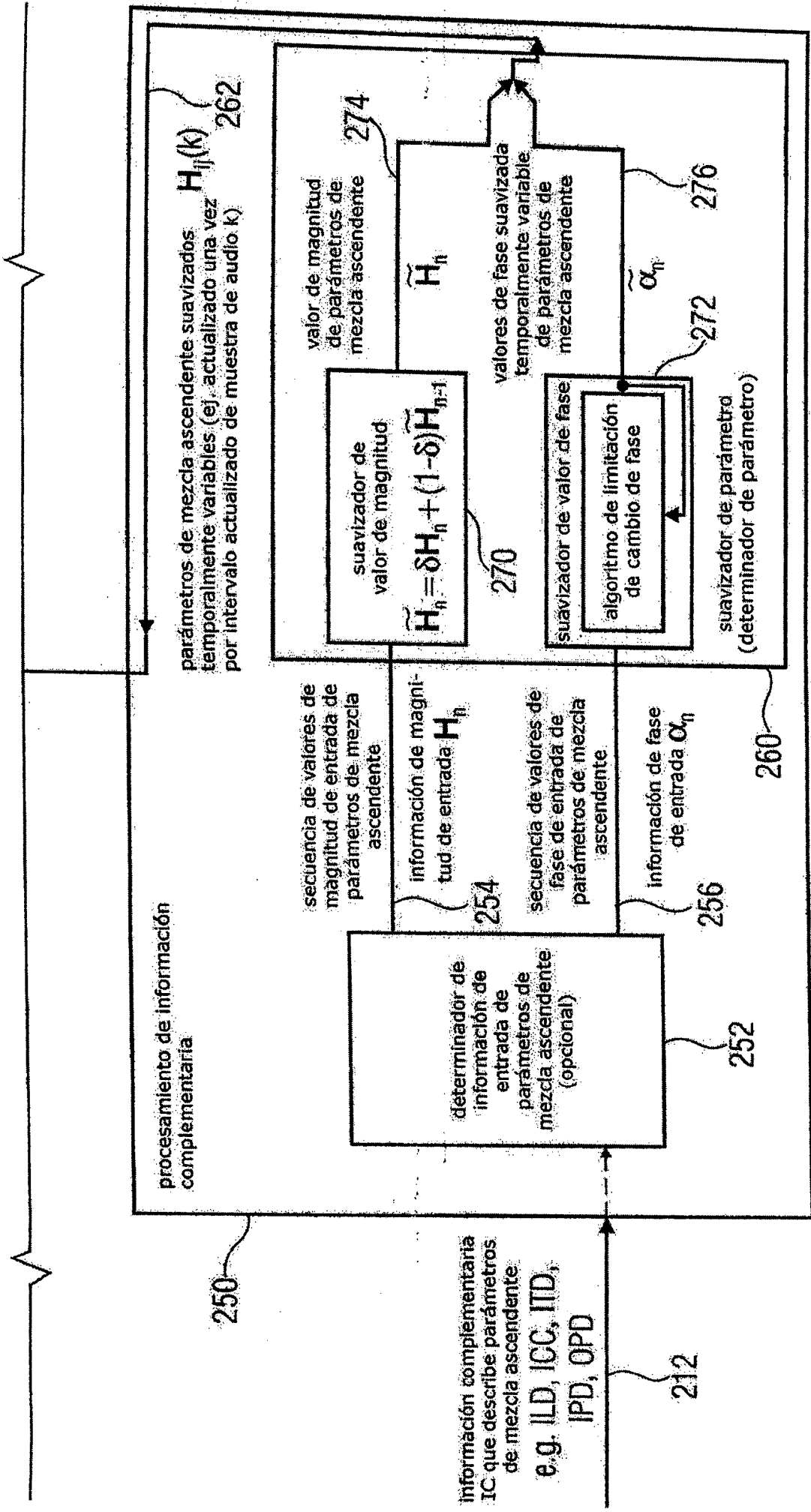


FIG 2A FIG 2B

FIG 2B

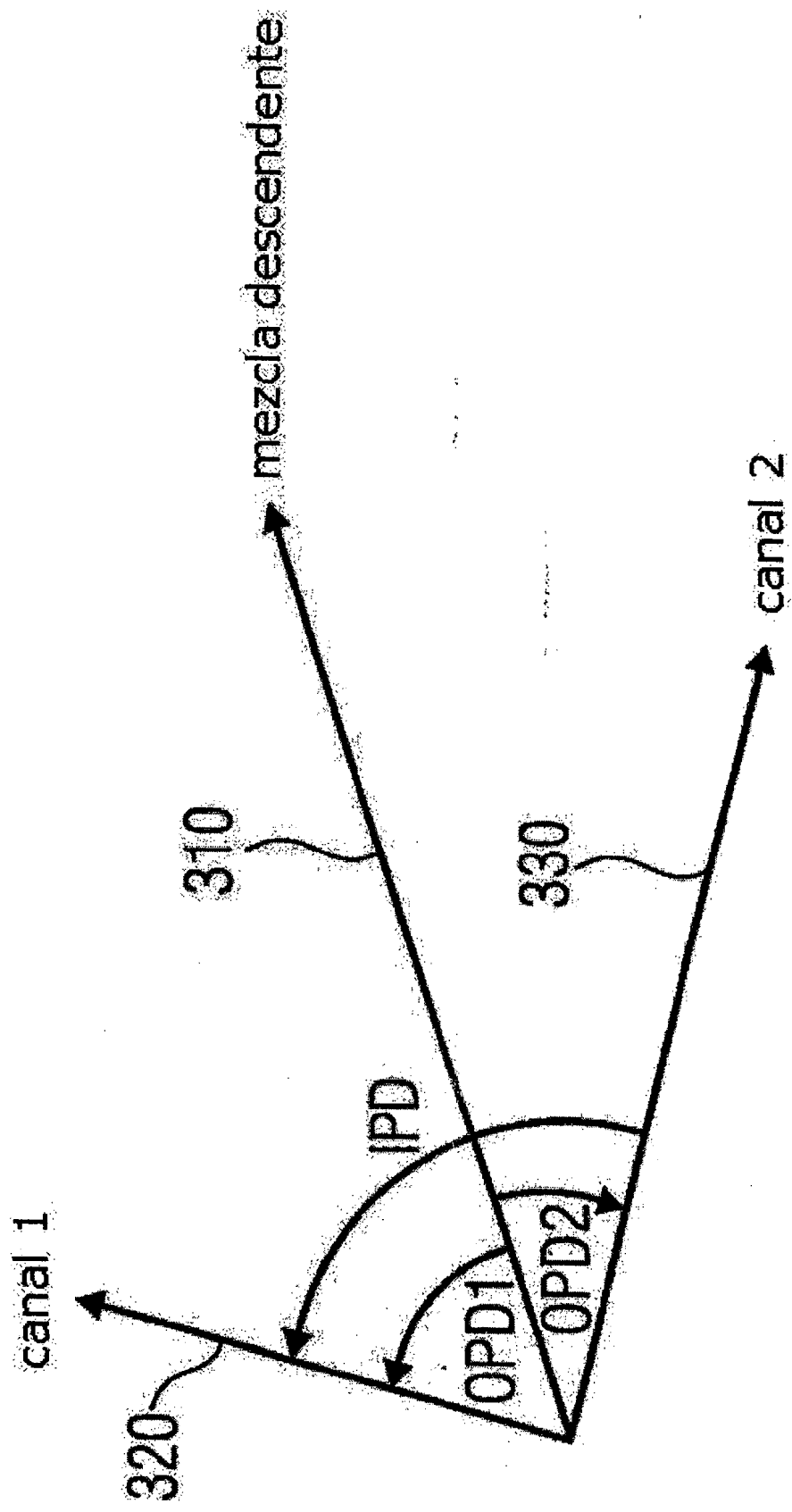


FIG 3

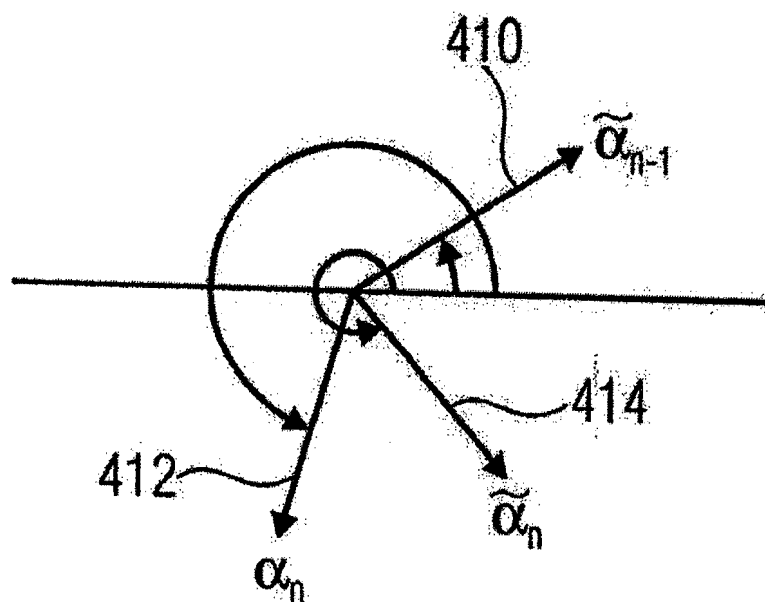


FIG 4A

$$\delta=0.5$$

$$(\alpha_n - \tilde{\alpha}_{n-1}) > \pi$$

$$\delta\alpha_n + (1-\delta)\tilde{\alpha}_{n-1} < 2\delta\pi$$

(caso módulo)

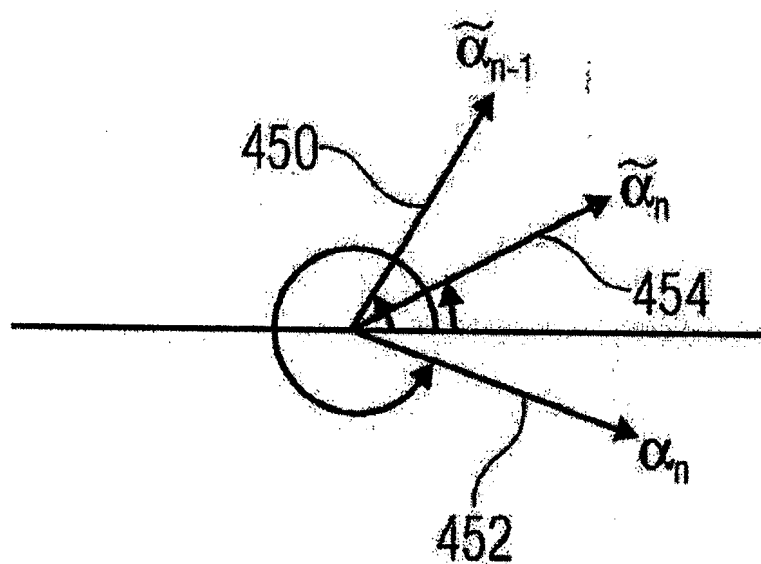
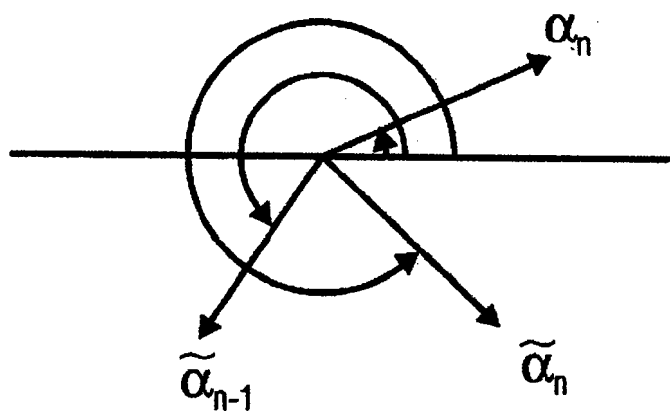


FIG 4B

$$\delta=0.5$$

$$(\alpha_n - \tilde{\alpha}_{n-1}) > \pi$$

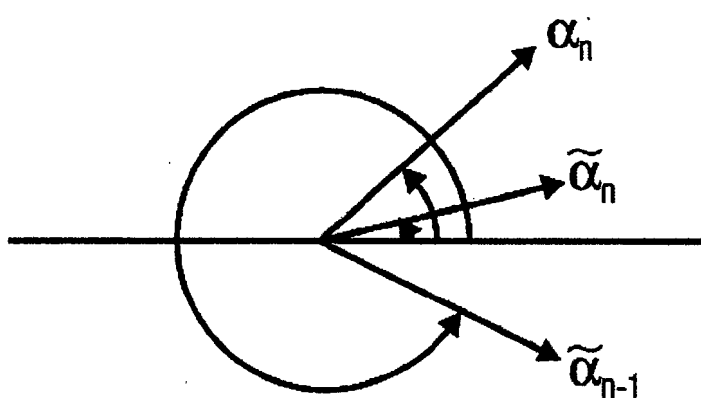
$$\delta\alpha_n + (1-\delta)\tilde{\alpha}_{n-1} > 2\delta\pi$$



$$(\alpha_n - \tilde{\alpha}_{n-1}) < -\pi$$

$$\delta\alpha_n + (1-\delta)\tilde{\alpha}_{n-1} < (1-\delta)2\pi$$

FIG 5A



$$(\alpha_n - \tilde{\alpha}_{n-1}) < -\pi$$

$$\delta\alpha_n + (1-\delta)\tilde{\alpha}_{n-1} > (1-\delta)2\pi$$

(caso módulo)

FIG 5B

700

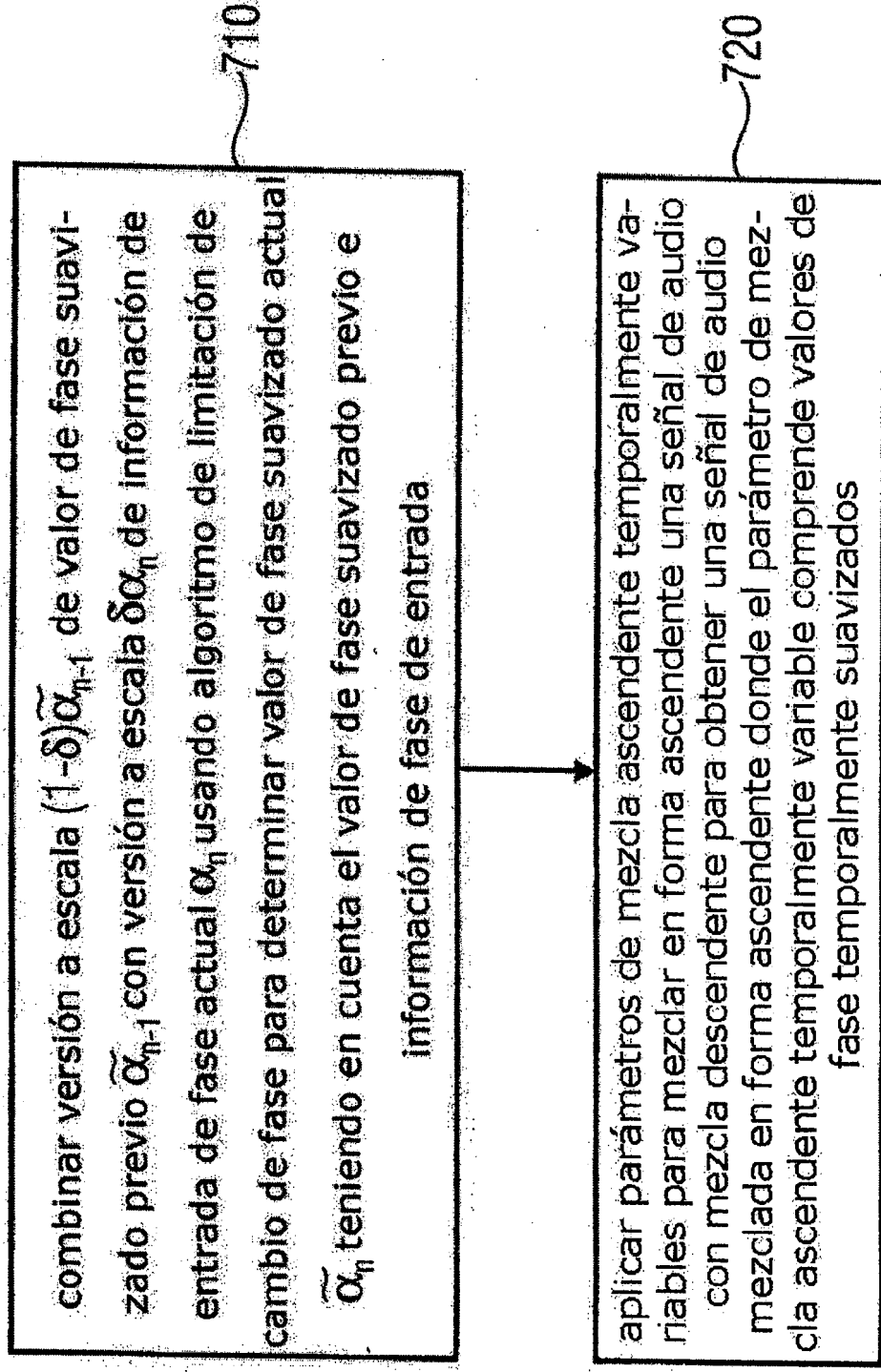


FIG 6

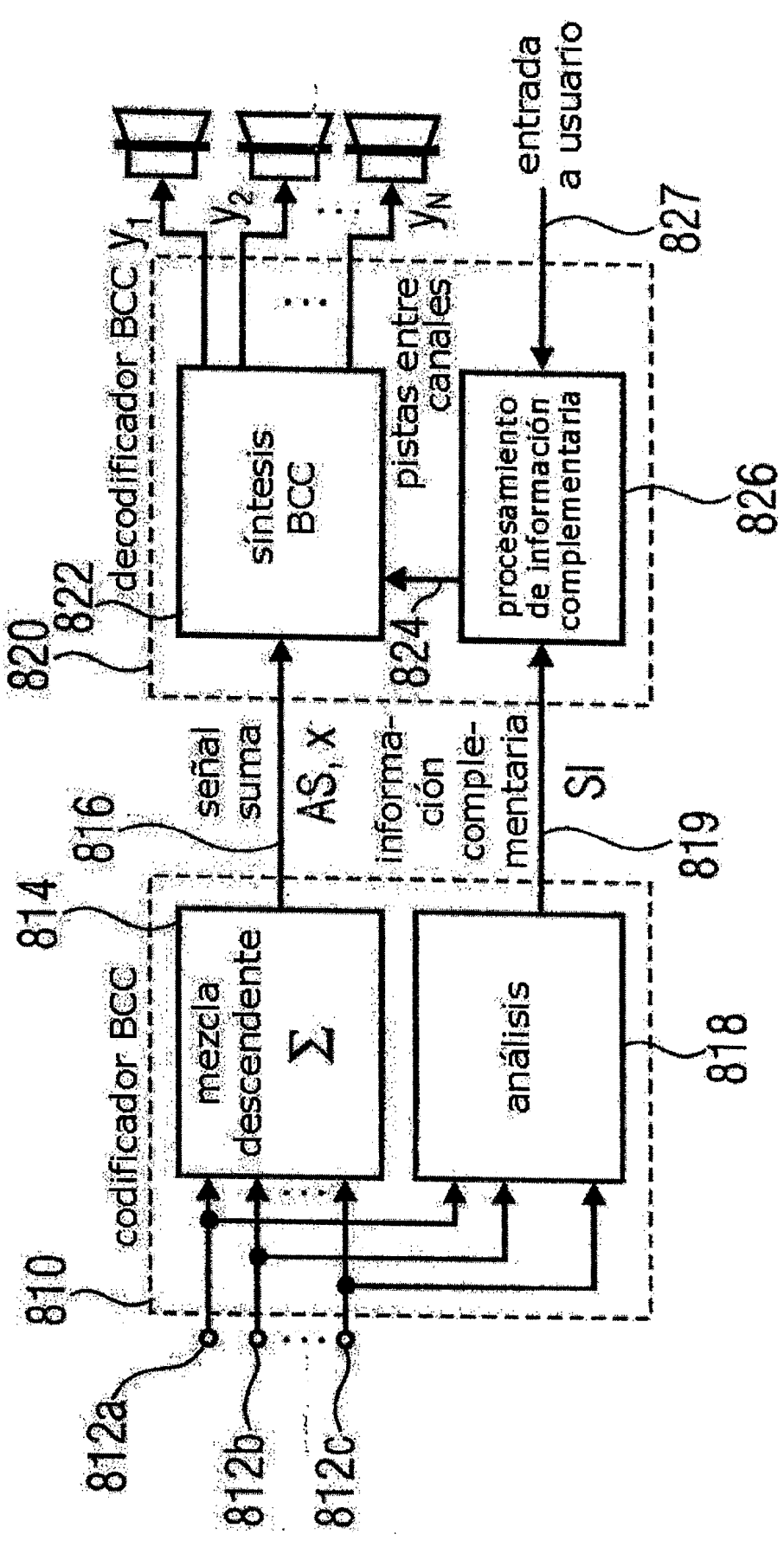


FIG 7

Apparatus, Method and Computer Program for Upmixing a Downmix Audio Signal using a Phase Value Smoothing

5 Technical Field

Embodiments according to the invention are related to an apparatus, a method, and a computer program for upmixing a downmix audio signal.

- 10 Some embodiments according to the invention are related to an adaptive phase parameter smoothing for parametric multi-channel audio coding.

Background of the Invention

- 15 In the following, the context of the invention will be described. Recent development in the area of parametric audio coding delivers techniques for jointly coding a multi-channel audio (e.g. 5.1) signal into one (or more) downmix channels plus a side information stream. These techniques are known as Binaural Cue Coding, Parametric Stereo, and MPEG Surround etc.

- 20 A number of publications describe the so-called “Binaural Cue Coding” parametric multi-channel coding approach, see for example references [1][2][3][4][5].

- “Parametric Stereo” is a related technique for the parametric coding of a two-channel stereo signal based on a transmitted mono signal plus parameter side information, see, for example,
25 references [6][7].

“MPEG Surround” is an ISO standard for parametric multi-channel coding, see, for example, reference [8].

- 30 The above-mentioned techniques are based on transmitting the relevant perceptual cues for a human’s spatial hearing in a compact form to the receiver together with the associated mono or stereo downmix-signal. Typical cues can be inter-channel level differences (ILD), inter-channel correlation or coherence (ICC), as well as inter-channel time differences (ITD), inter-channel phase differences (IPD), and overall phase differences (OPD).

- 35 These parameters are, in some cases, transmitted in a frequency and time resolution adapted to the human’s auditory resolution.

- For the transmission, the parameters are typically quantized (or, in some cases, even have to
40 be quantized), where often (especially for low-bit rate scenarios) a rather coarse quantization is used.

The update interval in time is determined by the encoder, depending on the signal characteristics. This means that, not for every sample of the downmix-signal, parameters are transmitted. In other words, in some cases a transmission rate (or transmission frequency, or update rate) of parameters describing the above-mentioned cues may be smaller than a transmission rate (or transmission frequency, or update rate) of audio samples (or groups of audio samples).

Instead of transmitting both inter-channel phase differences (IPDs) and overall phase differences (OPDs), it is also possible to only transmit inter-channel phase differences (IPDs) and estimate the overall phase differences (OPDs) in the decoder.

Since the decoder may, in some cases, have to apply the parameters continuously over time in a gapless manner, e.g. to each sample (or audio sample), intermediate parameters may need to be derived at decoder side, typically by interpolation between past and current parameter sets.

Some conventional interpolation approaches, however, result in poor audio quality.

In the following, a generic binaural cue coding scheme will be described, taking reference to Fig. 7. Fig. 7 shows a block schematic diagram of a binaural cue coding transmission system 800, which comprises a binaural cue coding encoder 810 and a binaural cue coding decoder 820. The binaural cue coding encoder 810 may, for example, receive a plurality of audio signals 812a, 812b, and 812c. Further, the binaural cue coding encoder 810 is configured to downmix the audio input signals 812a-812c using a downmixer 814 to obtain a downmix signal 816, which may, for example, be a sum signal, and which may be designated with "AS" or "X". Further, the binaural cue coding encoder 810 is configured to analyze the audio input signals 812a-812c using an analyzer 818 to obtain the side information signal 819 ("SI"). The sum signal 816 and the side information signal 819 are transmitted from the binaural cue coding encoder 810 to the binaural cue coding decoder 820. The binaural cue coding decoder 820 may be configured to synthesize a multi-channel audio output signal comprising, for example, audio channels $y_1, y_2, \dots, y_N$ on the basis of the sum signal 816 and inter-channel cues 824. For this purpose, the binaural cue coding decoder 820 may comprise a binaural cue coding synthesizer 822, which receives the sum signal 816 and the inter-channel cues 824, and provides the audio signals $y_1, y_2, \dots, y_N$.

The binaural cue coding decoder 820 further comprises a side information processor 826, which is configured to receive the side information 819 and, optionally, a user input 827. The side information processor 826 is configured to provide the inter-channel cues 824 on the basis of the side information 819 and the optional user input 827.

To summarize, the audio input signals are analyzed and downmixed. The sum signal plus the side information is transmitted to the decoder. The inter-channel cues are generated from the side information and local user input. The binaural cue coding synthesis generates the multi-channel audio output signal.

For details, reference is made to the articles "Binaural Cue Coding Part II: Schemes and applications," by C. Faller and F. Baumgarte (published in: IEEE Transactions on Speech and Audio Processing, vol. 11, no. 6, Nov. 2003).

5

However, it has been found that many conventional binaural cue coding decoders provide multi-channel output audio signals with degraded quality if the side information is quantized coarsely or with insufficient resolution.

10

In view of this problem, there is a need for an improved concept of upmixing a downmix audio signal into an upmixed audio signal, which reduces a degradation of the hearing impression if the side information describing a phase relationship between different channels of the upmix signal is quantized with comparatively low resolution.

15

Summary of the Invention

20

An embodiment according to the invention creates an apparatus for upmixing a downmix audio signal describing one or more downmix audio channels into an upmixed audio signal describing a plurality of upmixed audio channels. The apparatus comprises an upmixer configured to apply temporally variable upmix parameters to upmix the downmix signal in order to obtain the upmixed audio signal. The temporally variable upmix parameters comprise temporally variable smoothed phase values. The apparatus further comprises a parameter determinator, which parameter determinator is configured to obtain one or more temporally smoothed upmix parameters to be used by the upmixer on the basis of a quantized upmix parameter input information. The parameter determinator is configured to combine a scaled version of a previous smoothed phase value with a scaled version of an input phase information using a phase change limitation algorithm, to determine a current smoothed phase value on the basis of the previous smoothed phase value and the input phase information.

30

This embodiment according to the invention is based on the finding that audible artifacts in the upmix signals can be reduced or even avoided by combining a scaled version of a previous smoothed phase value with a scaled version of an input phase information using a phase change limitation algorithm, because the consideration of the previous smoothed phase value in combination with a phase change limitation algorithm allows to keep discontinuities of the smoothed phase values reasonably small. A reduction of discontinuities between subsequent smoothed phase values (for example, the previous smoothed phase value and the current smoothed phase value), in turn, helps to avoid (or keep sufficiently small) audible frequency variation at a transition between portions of an audio signal to which the subsequent phase values (e.g. the previous smoothed phase value and the current smoothed phase value) are applied.

40

To summarize the above, the invention creates a general concept of adaptive phase processing for parametric multi-channel audio coding. Embodiments according to the invention supersede other techniques by reducing artifacts in the output signal caused by coarse quantization or rapid changes of phase parameters.

5

In a preferred embodiment, the parameter determinator is configured to combine the scaled version of the previous smoothened phase value with the scaled version of the input phase information, such that the current smoothened phase value is in a smaller angle region out of a first angle region and a second angle region, wherein the first angle region extends, in a mathematically positive direction, from a first start direction defined by the previous smoothened phase value to a first end direction defined by the phase input information, and wherein the second angle region extends, in the mathematically positive direction, from a second start direction defined by the input phase information to a second end direction defined by the previous smoothened phase value. Accordingly, in some embodiments of the invention, a phase variation, which is introduced by a recursive (infinite impulse response type) smoothening of phase values, is kept as small as possible. Accordingly, audible artifacts are kept as small as possible. For example, the apparatus may be configured to ensure that the current smoothened phase value is located within a smaller angle range out of two angle ranges, wherein a first of the two angle ranges covers more than 180° and wherein a second of the angle ranges covers the less than 180° , and wherein the two angle ranges together cover 360° . Accordingly, it is ensured by the phase change limitation algorithm that the phase difference between the previous smoothened phase value and the current smoothened phase value is smaller than 180° and, preferably, even smaller than 90° . This helps to keep audible artifacts as small as possible.

25

In a preferred embodiment, the parameter determinator is configured to select a combination rule out of a plurality of different combination rules in dependence on a difference between the phase input information and the previous smoothened phase value, and to determine the current smoothened phase value using the selected combination rule. Accordingly, it can be achieved that an appropriate combination rule is chosen, which ensures that the phase change between the previous smoothened phase value and the current smoothened phase value is below a predetermined threshold or, more generally, sufficiently small or as small as possible. Accordingly, the inventive apparatus outperforms comparable apparatus, which have a fixed combination rule.

35

In a preferred embodiment, the parameter determinator is configured to select a basic combination rule if a difference between the phase input information and the previous smoothened phase value is in a range between $-\pi$ and $+\pi$, and to select one or more different phase adaptation combination rules otherwise. The basic combination rule defines a linear combination without a constant summand of the scaled version of the phase input information and the scaled version of the previous smoothened phase value. The one or more phase adaptation combination rules define a linear combination, taking into account a constant phase adaptation summand, of the scaled version of the input phase information and the scaled

40

version of the previous smoothed phase value. Accordingly, an advantageous and easy-to-implement linear combination of the previous smoothed phase value and the input phase information can be performed, wherein an additional summand can be selectively applied if the difference between the previous smoothed phase value and the input phase information takes a comparatively large value (greater than π or smaller than $-\pi$). Accordingly, the problematic cases in which there is a large difference between the previous smoothed phase value and the input phase information can be handled with specifically adapted phase adaptation combination rules, which allows keeping the phase changes between subsequent smoothed phase values sufficiently small.

10

In a preferred embodiment, the parameter determinator comprises a smoothing controller, wherein the smoothing controller is configured to selectively disable a phase value smoothing functionality if a difference between the smoothed phase quantity and the corresponding input phase quantity is larger than a predetermined threshold value. Accordingly, the phase value smoothing functionality can be disabled if there is a large change in the input phase information. Typically, very large changes of the input phase information indicate that it is, indeed, desired to perform a non-smoothed phase change, because comparatively large changes of the input phase information (significantly larger than a quantization step) are often related to specific sound events within an audio signal. Thus, a smoothing of the phase values, which improves the auditory impression in most cases, would be detrimental in this specific case. Accordingly, the auditory impression can even be improved by selectively disabling the phase value smoothing functionality.

20

In a preferred embodiment, the smoothing controller is configured to evaluate, as the smoothed phase quantity, a difference between two smoothed phase values and to evaluate, as the corresponding input phase quantity, a difference between two input phase values corresponding to the two smoothed phase values. It has been found that in some cases, a difference between phase values, which are associated with different (upmixed) channels of a multi-channel audio signal, is a particularly meaningful quantity to decide whether the phase value smoothing functionality should be enabled or disabled.

30

In a preferred embodiment, the upmixer is configured to apply, for a given time portion, different temporally smoothed phase rotations, which are defined by different smoothed phase values, to obtain signals of the upmixed audio channels having an inter-channel phase difference if a smoothing function (or a phase value smoothing functionality) is enabled, and to apply temporally non-smoothed phase rotations, which are defined by different non-smoothed phase values, to obtain signals of different of the upmixed audio channels having an inter-channel phase difference if the smoothing function (or the phase value smoothing functionality) is disabled. In this case, the parameter determinator comprises a smoothing controller, which smoothing controller is configured to selectively enable or disable the phase value smoothing functionality if a difference between the smoothed phase values applied to obtain the signals of the different upmixed audio channels differs from a non-smoothed inter-channel phase difference value, which is received by the upmixer or derived from a

35

40

received information by the upmixer, by more than a predetermined threshold value. It has been found that a selective deactivation of the phase value smoothing functionality is particularly useful in terms of improving the hearing impression if an inter-channel phase difference value is evaluated as the criterion for activating and deactivating the phase value smoothing functionality.

In a preferred embodiment, the parameter determinator is configured to adjust the filter time constant for determining a sequence of the smoothed phase values in dependence on a current difference between a smoothed phase value and a corresponding input phase value. By adjusting the filter time constant, it can be achieved that a sufficiently small settling time is obtained for very large changes of the input phase value, while keeping the smoothing characteristics sufficiently good for lower and medium changes of the input phase value. This functionality brings along particular advantages, because a comparatively small (or, at most, medium-sized) change of the input phase value is often caused by a quantization granularity. In other words, a stepwise change of the input phase value, which is caused by a quantization granularity, may result in an efficient operation of the smoothing. In such a case, the smoothing functionality may be particularly advantageous, wherein a comparatively long filter time constant brings good results. In contrast, a very large change of the input phase value, which is significantly larger than a quantization step, typically corresponds to a desired large change of the phase value. In this case, a comparatively short filter time constant brings along good results. Accordingly, by adjusting the filter time constant in dependence on a current difference between a smoothed phase value and a corresponding input phase value, it can be reached that, intentional large changes of the input phase value result in fast changes of the smoothed phase values, while comparatively small changes of the input phase value, which take the size of a quantization step, result in a comparatively slow and smoothed transition of the smoothed phase value. Accordingly, a good hearing impression is reached both for intentional, large changes of the desired phase value and for small changes of the desired phase value (which, nevertheless, may cause a change of the input phase value by one quantization step).

In a preferred embodiment, the parameter determinator is configured to adjust a filter time constant for determining a sequence of smoothed phase values in dependence on differences between a smoothed inter-channel phase difference, which is defined by a difference between two smoothed phase values associated with different channels of the upmixed audio signal, and a non-smoothed inter-channel phase difference, which is defined by a non-smoothed inter-channel phase difference information. It has been found that the concept of selectively adjusting the filter time constant can be used with advantage in combination with a processing of the inter-channel phase differences.

In a preferred embodiment, the apparatus for upmixing is configured to selectively enable or disable a phase value smoothing functionality in dependence on an information extracted from an audio bit stream. It has been found that an improvement of the hearing impression may be

obtained by providing the possibility to selectively enable or disable, under the control of an audio encoder, a phase value smoothing functionality in an audio decoder.

5 An embodiment according to the invention creates a method implementing the functionality of the above-discussed apparatus for upmixing a downmix audio signal into an upmixed audio signal. Said method is based on the same ideas as the above-discussed apparatus.

In addition, embodiments according to the invention create a computer program for performing said method.

10 Brief Description of the Figs.

Embodiments according to the invention will subsequently be described taking reference to the accompanying Figs., in which:

15 Fig. 1 shows a block schematic diagram of an apparatus for upmixing a downmix audio signal, according to an embodiment of the invention;

20 Figs. 2a and 2b show a block schematic diagram of an apparatus for upmixing a downmix audio signal, according to another embodiment of the invention;

25 Fig. 3 shows a schematic representation of overall phase differences OPD1, OPD2 and an inter-channel phase difference IPD;

Figs. 4a and 4b show graphical representations of phase relationships for a first case of the phase change limitation algorithm;

30 Figs. 5a and 5b show graphical representations of phase relationships for a second case of the phase change limitation algorithm;

35 Fig. 6 shows a flow chart of a method for upmixing a downmix audio signal into an upmixed audio signal, according to an embodiment of the invention; and

Fig. 7 shows a block schematic diagram representing a generic binaural cue coding scheme.

40 Detailed Description of the Embodiments

1. Embodiment according to Fig. 1

Fig. 1 shows a block schematic diagram of an apparatus 100 for upmixing a downmix audio signal, according to an embodiment of the invention. The apparatus 100 is configured to receive a downmix audio signal 110 describing one or more downmix audio channels and to provide an upmixed audio signal 120 describing a plurality of upmixed audio channels. The apparatus 100 comprises an upmixer 130 configured to apply temporally variable upmix parameters to upmix the downmix audio signal 110 in order to obtain the upmixed audio signal 120. The apparatus 100 also comprises a parameter determinator 140 configured to receive quantized upmix parameter input information 142. The parameter determinator 140 is configured to obtain one or more temporally smoothened upmix parameters 144 for usage by the upmixer 130 on the basis of the quantized upmix parameter input information 142.

The parameter determinator 140 is configured to combine a scaled version of a previous smoothened phase value with a scaled version of an input phase information 142a, which is included in the quantized upmix parameter input information 142, using a phase change limitation algorithm 146, to determine a current smoothened phase value 144a on the basis of the previous smoothened phase value and the input phase information. The current smoothened phase value 144a is included in the temporally variable, smoothened upmix parameters 144.

In the following, some details regarding the functionality of the apparatus 100 will be described. The downmix audio signal 110 is input into the upmixer 130, for example, in the form of a sequence of sets of complex values representing the downmix audio signal in the time-frequency domain (describing overlapping or non-overlapping frequency bands or frequency subbands at an update rate determined by the encoder not shown here). The upmixer 130 is configured to linearly combine multiple channels of the downmix audio signal 110 in dependence on the temporally variable, smoothened upmix parameters and/or to linearly combine a channel of the downmix audio signal 110 with an auxiliary signal (e.g. de-correlated signal) (wherein the auxiliary signal may be derived from the same audio channel of the downmix audio signal 110, from one or more other audio channels of the downmix audio signal 110, or from a combination of audio channels of the downmix audio signal 110). Thus, the temporally variable, smoothened upmix parameters 144 may be used by the upmixer 130 to decide upon the amplitude scaling and/or a phase rotation (or time delay) used in a generation of the upmixed audio signal 120 (or a channel thereof) on the basis of the downmix audio signal 110.

The parameter determinator 140 is typically configured to provide temporally variable, smoothened upmix parameters 144 at an update rate, which is equal to (or, in some cases, higher than) the update rate of the side information described by the quantized upmix parameter input information 142. The parameter determinator 140 may be configured to avoid (or, at least, reduce) artifacts arising from a coarse (bit rate saving) quantization of the quantized upmix parameter input information 142. For this purpose, the parameter determinator 140 may apply a smoothening of the phase information describing, for example, inter-channel phase differences. This smoothening of the input phase information 142a, which

is included in the quantized upmix parameter input information 142, is performed using a phase change limitation algorithm 143, such that large and abrupt changes of the phase, which would result in audible artifacts, are avoided (or, at least, limited to a tolerable degree).

- 5 The smoothening is preferably performed by combining a previous smoothened phase value with a value of the input phase information 142a, such that a current smoothened phase value is dependent both on the previous smoothened phase value and the current value of the input phase information 142a. By doing so, a particularly smooth transition can be obtained using a simple structure of the smoothing algorithm. In other words, disadvantages of a finite-impulse-
 10 response smoothing can be avoided by providing an infinite-impulse-response type smoothening in which the previous smoothened phase value is considered.

Optionally, the parameter determinator 140 may comprise an additional interpolation functionality, which is advantageous if the quantized upmix parameter input information 142
 15 is transmitted at comparatively long temporal intervals (for example, less than once per set of spectral values of the downmix audio signal 110).

To summarize, the apparatus 100 allows for the provision of temporally variable smoothened phase values 144a on the basis of the quantized upmix parameter input information 142, such
 20 that the temporally variable smoothened phase values 144a are well-suited for the derivation of the upmixed audio signal 120 from the downmix audio signal 110 using the upmixer 130.

Audible artifacts are reduced (or even eliminated) by providing the smoothened phase value 144a using the above-discussed concept, wherein a consideration of a previous smoothened
 25 phase value is combined with a phase change limitation. Accordingly, a good hearing impression of the upmixed audio signal 120 is achieved.

2. Embodiment according to Fig. 2

2.1. Overview over the Embodiment of Fig. 2

Further details regarding the structure and operation of an apparatus for upmixing an audio signal will be described taking reference to Figs. 2a and 2b. Figs. 2a and 2b show a detailed
 35 block schematic diagram of an apparatus 200 for mixing a downmix audio signal, according to another embodiment of the invention.

The apparatus 200 can be considered as a decoder for generating a multi-channel (e.g. 5.1) audio signal on the basis of a downmix audio signal 210 and a side information SI. The apparatus 200 implements the functionalities, which have been described with respect to the
 40 apparatus 100.

The apparatus 200 may, for example, serve to decode a multi-channel audio signal encoded according to a so-called “Binaural Cue Coding”, a so-called “Parametric Stereo” or a so-called

“MPEG Surround”. Naturally, the apparatus 200 may similarly be used to upmix multi-channel audio signals encoded according to other systems using spatial cues.

For simplicity, the apparatus 200 is described, which performs an upmix of a single channel downmix audio signal into a two-channel signal. However, the concept described here can easily be extended to cases in which the downmix audio signal comprises more than one channel, and also to cases in which the upmixed audio signal comprises more than two channels.

2.2. Input Signals and Input Timing of the Embodiment of Fig. 2

The apparatus 200 is configured to receive the downmix audio signal 210 and the side information 212. Further, the apparatus 200 is configured to provide an upmixed audio signal 214 comprising, for example, multiple channels.

The downmix audio signal 210 may, for example, be a sum signal generated by an encoder (e.g. by the BCC encoder 810 shown in Fig. 7). The downmix audio signal 210 may, for instance, be represented in a time-frequency domain, for example, in the form of a complex-valued frequency decomposition. For instance, audio contents of a plurality of frequency subbands (which may be overlapping or non-overlapping) of the audio signal may be represented by corresponding complex values. For a given frequency band, the downmix audio signal may be represented by a sequence of complex values describing the audio content in the frequency subband under consideration for subsequent (overlapping or non-overlapping) time intervals. The subsequent complex values for subsequent time intervals may be obtained, for example, using a filterbank (e.g. QMF filterbank), a Fast Fourier Transform, or the like, in the apparatus 100 (which may be part of a multi-channel audio signal decoder), or in an additional device coupled to the apparatus 100. However, the representation of the downmix audio signal 210 described here is typically not identical to the representation of the downmix signal used for a transmission of the downmix audio signal from a multi-channel audio signal encoder to a multi-channel audio signal decoder or to the apparatus 100. Accordingly, the downmix audio signal 210 may be represented by a stream of sets or vectors of complex values.

In the following, it will be assumed that subsequent time intervals of the downmix audio signal 210 are designated with an integer-valued index k . It will also be assumed that the apparatus 200 receives one set or vector of complex values per interval k and per channel of the downmix audio signal 210. Thus, one sample (set or vector of complex values) is received for every audio sample update interval described by time index k .

In other words, audio samples (“AS”) of the downmix audio signal 210 are received by the apparatus 210, such that a single audio sample AS is associated with each audio sample update interval k .

The apparatus 200 further receives a side information 212 describing the upmix parameters. For instance, the side information 212 may describe one or more of the following upmix parameters: Inter-channel level difference (ILD), inter-channel correlation (or coherence) (ICC), inter-channel time difference (ITD), inter-channel phase difference (IPD) or overall-phase difference (OPD). Typically, the side information 212 comprises the ILD parameters and at least one out of the parameters ICC, ITD, IPD, OPD. However, in order to save bandwidth, the side information 212 is, in some embodiments, only transmitted towards, or received by, the apparatus 200 once per multiple of the audio sample update intervals k of the downmix audio signal 210 (or the transmission of a single set of side information may be temporally spread over a plurality of audio sample update intervals k). Thus, in some cases, there is only one set of side information parameters for a plurality of audio sample update intervals k . However, in other cases, there may be one set of side information parameters for each audio sample update interval k .

Intervals at which the side information is updated are designed with the index n , wherein, for the sake of simplicity only, it will be assumed in the following that the subsequent time intervals of the downmix audio signal 210, which are designated with the integer-value index k , are identical to the time intervals at which the side information SI 212 is updated, such that the relationship $k=n$ holds. However, if an update of the side information SI 212 is performed only once per a plurality of subsequent time intervals k of the downmix audio signal 210, an interpolation may be performed, for example, between subsequent input phase information values α_n or subsequent smoothened phase values $\tilde{\alpha}_n$.

For example, side information may be transmitted to (or received by) the apparatus 200 at the audio sample update intervals $k=4$, $k=8$ and $k=16$. In contrast, no side information 212 may be transmitted to (or received by) the apparatus between said audio sample update intervals. Thus, the update intervals of the side information 212 may vary over time, as the encoder may, for example, decide to provide a side information update only when required (e.g. when the decoder recognizes that the side information is changed by more than a predetermined value). For example, the side information received by the apparatus 200 for the audio sample update interval $k=4$ may be associated with the audio sample update intervals $k=3, 4, 5$. Similarly, the side information received by the apparatus 200 for the audio sample update interval $k=8$ may be associated with the audio sample update intervals $k=6, 7, 8, 9, 10$, and so on. However, a different association is naturally possible and the update intervals for the side information may naturally also be larger or smaller than discussed.

2.3. Output Signals and Output Timing of the Embodiment of Fig. 2

However, the apparatus 200 serves to provide upmixed audio signals in a complex-valued frequency composition. For example, the apparatus 200 may be configured to provide the upmixed audio signals 214, such that the upmixed audio signals comprise the same audio sample update interval or audio signal update rate as the downmix audio signal 210. In other

words, for each sample (or audio sample update interval k) of the downmix audio signal 210, a sample of the upmixed audio signal 214 is generated in some embodiments.

2.4. Upmix

In the following, it will be described in detail how an update of the upmix parameters, which are used for upmixing the downmix audio signal 210, can be obtained for each audio sample update interval k even though the decoder input side information 212 may be updated, in some embodiments, only at larger update intervals. In the following, the processing for a single subband will be described, but the concept can naturally be extended to multiple subbands.

The apparatus 200 comprises, as a key component, an upmixer 230, which is configured to operate as a complex-valued linear combiner. The upmixer 230 is configured to receive a sample $x(t)$ or $x(k)$ of the downmix audio signal 210 (e.g. representing a certain frequency band) associated with the audio sample update interval k . The signal $x(t)$ or $x(k)$ is sometimes also designated as “dry signal”. In addition, the upmixer 230 is configured to receive samples $q(t)$ or $q(k)$ representing a de-correlated version of the downmix audio signal.

Further, the apparatus 200 comprises a de-correlator (e.g. a delayer or reverberator) 240, which is configured to receive samples $x(k)$ of the downmix audio signal and to provide, on the basis thereof, samples $q(k)$ of a de-correlated version of the downmix audio signal (represented by $x(k)$). The de-correlated version (samples $q(k)$) of the downmix audio signal (samples $x(k)$) may be designated as “wet signal”.

The upmixer 230 comprises, for example, a matrix-vector multiplier 232, which is configured to perform a real-valued (or, in some cases, complex-valued) linear combination of the “dry signal” (represented by $x(k)$) and the “wet signal” (represented by $q(k)$) to obtain a first upmixed channel signal (represented by samples $y_1(k)$) and a second upmixed channel signal (represented by samples $y_2(k)$). The matrix-vector multiplier 232 may, for example, be configured to perform the following matrix-vector multiplication to obtain the samples $y_1(k)$ and $y_2(k)$ of the upmixed channel signals:

$$\begin{bmatrix} y_1(k) \\ y_2(k) \end{bmatrix} = \mathbf{H}(k) \begin{bmatrix} x(k) \\ q(k) \end{bmatrix}$$

The matrix-vector multiplier 232, or the complex-valued linear combiner 230, may further comprise a phase adjuster 233, which is configured to adjust phases of the samples $y_1(k)$ and $y_2(k)$ representing the upmixed channel signals. For example, the phase adjuster 233 may be configured to obtain the phase-adjusted first upmixed channel signal, which is represented by samples $\tilde{y}_1(k)$ according to

$$\tilde{y}_1(k) = e^{j\alpha_1(k)} y_1(k),$$

and to obtain the phase adjusted second upmixed channel signal, which is represented by samples $\tilde{y}_2(k)$, according to

$$\tilde{y}_2(k) = e^{j\alpha_2(k)} y_2(k).$$

Accordingly, the upmixed audio signal 214, samples of which are designated with $\tilde{y}_1(k)$ and $\tilde{y}_2(k)$, is obtained on the basis of the dry signal and the wet signal, by the complex-valued linear combiner 230 using the temporally variable upmix parameters. The temporally variable
 10 smoothed phase values $\tilde{\alpha}_n$ are used to determine the phases (or inter-channel phase differences) of the upmixed audio signals $\tilde{y}_1(k)$ and $\tilde{y}_2(k)$. For example, the phase adjustor 232 may be configured to apply the temporally variable smoothed phase values. However, alternatively, the temporally variable smoothed phase values may already be used by the matrix vector multiplier 232 (or even in the generation of the entries of the matrix $\mathbf{H}$). In this
 15 case, the phase adjuster 233 may be omitted entirely.

2.5 Update Of The Upmix Parameters

As can be seen from the above equations, it is desirable to update the upmix parameter matrix
 20 $\mathbf{H}(k)$ and the upmix channel phase values $\alpha_1(k)$, $\alpha_2(k)$ for each audio sample update interval k . Updating the upmix parameter matrix for each audio sample update interval k brings the advantage that the upmix parameter matrix is always well-adapted to the actual acoustic environment. Updating the upmix parameter matrix for every audio sample update interval k also allows keeping step-wise changes of the upmix parameter matrix $\mathbf{H}$ (or of the entries
 25 thereof) between subsequent audio sample intervals k small, as changes of the upmix parameter matrix are distributed over multiple audio sample update intervals, even if the side information 212 is updated only once per multiple of the audio sample update intervals k . Also, it is desirable to smoothen any changes of the upmix parameter matrix $\mathbf{H}$ which would arise from a quantization of the side information SI, 212. Similarly, it is desirable to update the
 30 upmix channel phase values $\alpha_1(k)$ and $\alpha_2(k)$ sufficiently often, in order to avoid, at least during a continuous audio signal, step-wise changes of said upmix channel phase values. Also, it is desirable to temporally smoothen the upmix channel phase values, in order to reduce or avoid artifacts that could be caused by a quantization of the side information SI, 212.

35 The apparatus 200 comprises a side information processing unit 250, which is configured to provide the temporally variable upmix parameters 262, for instance, the entries $H_{ij}(k)$ of the matrix $\mathbf{H}(k)$ and the upmix channel phase values $\alpha_1(k)$, $\alpha_2(k)$, on the basis of the side information 212. The side information processing unit 250 is, for example, configured to provide an updated set of upmix parameters for every audio sample update interval k , even if
 40 the side information 212 is updated only once per multiple audio sample update intervals k . However, in some embodiments the side information processing 250 may be configured to

provide an updated set of temporally variable smoothing upmix parameter less often, for example only once per update of the side information SI, 212.

The side information processing unit 250 comprises an upmix parameter input information determinator 252, which is configured to receive the side information 212 and to derive, on the basis thereof, one or more upmix parameters (for example in the form of a sequence 254 of magnitude values of upmix parameters and a sequence 256 of phase values of upmix parameters), which may be considered as a upmix parameter input information (comprising, for example, an input magnitude information 254 and an input phase information 256). For example, the upmix parameter input information determinator 252 may combine a plurality of cues (e.g., ILD, ICC, ITD, IPD, OPD) to obtain the upmix parameter input information 254, 256, or may individually evaluate one or more of the cues. The upmix parameter input information determinator 252 is configured to describe the upmix parameters in the form of a sequence 254 of input magnitude values (also designated as input magnitude information) and a separate sequence 256 of input phase values (also designated as input phase information). The elements of the sequence 256 of input phase values may be considered as an input phase information α_n . The input magnitude values of the sequence 254 may, for example, represent an absolute value of a complex number, and the input phase values of the sequence 256 may, for example, represent an angle value (or phase value) of the complex number (measured, for example, with respect to a real-part-axis in a real-part-imaginary-part orthogonal coordinate system).

Thus, the upmix parameter input information determinator 252 may provide the sequence 254 of input magnitude values of upmix parameters and the sequence 256 of input phase values of upmix parameters. The upmix parameter input information determinator 252 may be configured to derive from one set of side information a complete set of upmix parameters (for example, a complete set of matrix elements of the matrix $\mathbf{H}$ and a complete set of phase values α_1, α_2). There may be an association between a set of side information 212 and a set of input upmix parameters 254, 256. Accordingly, the upmix parameter input information determinator 252 may be configured to update the input upmix parameters of the sequences 254, 256 once per upmix parameter update interval, i.e., once per update of the set of side information.

The side information processing unit further comprises a parameter smoother (sometimes also designated briefly as "parameter determinator") 260, which will be described in detail in the following. The parameter smoother 260 is configured to receive the sequence 254 of the (real-valued) input magnitude values of upmix parameters (or matrix elements) and the sequence 256 of (real-valued) input phase values of upmix parameters (or matrix elements), which may be considered as an input phase information α_n . Further, the parameter smoother is configured to provide a sequence of temporally variable smoothed upmix parameters 262 on the basis of a smoothing of the sequence 254 and the sequence 256.

The parameter smoother 260 comprises a magnitude-value smoother 270 and a phase value smoother 272.

The magnitude-value smoother is configured to receive the sequence 254 and provide, on the basis thereof, a sequence 274 of smoothed magnitude values of upmix parameters (or of matrix elements of a matrix $\tilde{\mathbf{H}}_n$). The magnitude value smoother 270 may, for example, be
 5 configured to perform a magnitude value smoothing, which will be discussed in detail below.

Similarly, the phase value smoother 272 may be configured to receive the sequence 256 and to provide, on the basis thereof, a sequence 276 of temporally variable smoothed phase values of upmix parameters (or of matrix values). The phase value smoother 272 may, for example,
 10 be configured to perform a smoothing algorithm, which will be described in detail below.

In some embodiments, the magnitude value smoother 270 and the phase value smoother are configured to perform the magnitude value smoothing and the phase value smoothing separately or independently. Thus, the magnitude values of the sequence 254 do not affect the phase value smoothing, and the phase values of the sequence 256 do not affect the magnitude value smoothing. However, it is assumed that the magnitude value smoother 270 and the phase value smoother 272 operate in a time-synchronized manner such that the sequences 274, 276 comprise corresponding pairs of smoothed magnitude values and smoothed phase values of upmix parameters.
 15
 20

Typically, the parameter smoother 260 acts separately on different upmix parameters or matrix elements. Thus, the parameter smoother 260 may receive one sequence 254 of magnitude values for each upmix parameter (out of a plurality of upmix parameters) or matrix element of the matrix $\mathbf{H}$. Similarly, the parameter smoother 260 may receive one sequence 256 of input phase values α_n for phase adjustment of each upmixed audio channel.
 25

2.6 Details Regarding The Parameter Smoothing

In the following, details regarding an embodiment of the present invention, which reduces phase processing artifacts caused by the quantization of IPDs/OPDs and/or the estimation of OPDs in a decoder, will be described. For simplicity, the following description restricts to an upmix from one to two channels only, without restricting the general case of an upmix from m to n channels, where the same techniques could be applied.
 30

The decoder's upmix procedure from, for example, one to two channels is carried out by a matrix multiplication of a vector consisting of the downmix signal x (also designated with $x(k)$), called the dry signal, and a decorrelated version of the downmix signal q (also designated with $q(k)$), called the wet signal, with an upmix matrix $\mathbf{H}$. The wet signal q has been generated by feeding the downmix signal x through a de-correlation filter 240. The upmix signal y is a vector containing the first and second channel (e.g., $y_1(k)$ and $y_2(k)$) of the output. All signals x , q , y may be available in a complex-valued frequency decomposition (e.g., time-frequency-domain representation).
 35
 40

This matrix operation is performed (for example, separately) for all subband samples of every frequency band (or at least for some subband samples of some frequency bands). For instance, the matrix operation may be performed in accordance with the following equation:

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix} = \mathbf{H} \begin{bmatrix} x \\ q \end{bmatrix} .$$

The coefficients of the upmix matrix $\mathbf{H}$ are derived from the spatial cues, typically ILDs and ICCs, resulting in real-valued matrix elements that basically perform a mix of dry and wet signals for each channel based on the ICCs, and adjust the output levels of both output channels as determined by the ILDs.

For the transmission of the spatial cues (e.g., ILD, ICC, ITD, IPD and/or OPD) it is desirable (or even necessary) to quantize some or all types of parameters in the encoder. Especially for low bit rate scenarios, it is often desirable (or even necessary) to use a rather coarse quantization to reduce the amount of transmitted data. However, for certain types of signals, a coarse quantization may result in audible artifacts. To reduce these artifacts, a smoothing operation may be applied to the elements of the upmix matrix $\mathbf{H}$ to smooth the transition between adjacent quantizer steps, which is causing the artifacts.

The smoothing is performed, for example, by a simple low-pass filtering of the matrix elements:

$$\tilde{\mathbf{H}}_n = \delta \mathbf{H}_n + (1 - \delta) \tilde{\mathbf{H}}_{n-1}$$

This smoothing may, for example, be performed by the magnitude value smoother 270, wherein the current input magnitude information $\mathbf{H}_n$ (e.g. provided by the upmix parameter input information determinator 252 and designated with 254) may be combined with a previous smoothed magnitude value (or magnitude matrix) $\tilde{\mathbf{H}}_{n-1}$, in order to obtain a current smoothed magnitude value (or magnitude matrix) $\tilde{\mathbf{H}}_n$.

As smoothing may have a negative effect on signal portions, where the spatial parameters change rapidly, the smoothing may be controlled by additional side information transmitted from the encoder.

In the following, the application and determination of the phase values will be described in more detail. If IPDs and/or OPDs are used, an additional phase shift may be applied to the output signals (for example, to the signals defined by the samples $y_1(k)$ and $y_2(k)$). The IPD describes the phase difference between the two channels (for example, the phase-adjusted

first upmix channel signal defined by the samples $\tilde{y}_1(k)$ and the phase-adjusted second upmix channel signal defined by the samples $\tilde{y}_2(k)$ while on OPD describes a phase difference between one channel and the downmix.

5

In the following, the definition of the IPDs and the OPDs will be briefly explained taking reference to Fig. 3, which shows a schematic representation of phase relationships between the downmix signal and a plurality of channel signals. Taking reference now to Fig. 3, a phase of the downmix signal (or of a spectral coefficient $x(k)$ thereof) is represented by a first pointer 310. A phase of a phase-adjusted first upmixed channel signal (or of a spectral coefficient $\tilde{y}_1(k)$ thereof) is represented by a second pointer 320. A phase difference between the downmix signal (or a spectral value or coefficient thereof) and the phase-adjusted first upmixed channel signal (or a spectral coefficient thereof) is designated with OPD1. A phase-adjusted second upmix channel signal (or a spectral coefficient $\tilde{y}_2(k)$ thereof) is represented by a third pointer 330. A phase difference between the downmix signal (or the spectral coefficient thereof) and the phase-adjusted second upmixed channel signal (or the spectral coefficient thereof) is designated with OPD2. A phase difference between the phase-adjusted first upmixed channel signal (or a spectral coefficient thereof) and the phase-adjusted second upmixed channel signal (or a spectral coefficient thereof) is designated with IPD.

20

To reconstruct the phase properties of the original signal (for example, to provide the phase-adjusted first upmixed channel signal and the phase-adjusted second upmixed channel signal with appropriate phases on the basis of the dry signal) the OPDs for both channels should be known. Often, the IPD is transmitted together with one OPD (the second OPD can then be calculated from these). To reduce the amount of transmitted data, it is also possible to only transmit IPDs and to estimate the OPDs in the decoder, using the phase information contained in the downmix signal together with the transmitted ILDs and IPDs. This processing may, for example, be performed by the upmix parameter input information determinator 252.

30

The phase reconstruction in the decoder (for example, in the apparatus 200) is performed by a complex rotation of the output subband signals (for example of the signals described by the spectral coefficient $y_1(k)$, $y_2(k)$) in accordance with the following equations:

35

$$\begin{aligned}\tilde{y}_1 &= e^{j\alpha_1} y_1 \\ \tilde{y}_2 &= e^{j\alpha_2} y_2\end{aligned}$$

In the above equations, the angles α_1 and α_2 are equal to the OPDs for the two channels (or, for example, the smoothed OPDs).

40

As described above, coarse quantization of parameters (for example ILD parameters and/or ICC parameters) can result in audible artifacts, which is also true for quantization of IPDs and OPDs. As the above described smoothing operation is applied to the elements of the upmix matrix $\mathbf{H}_n$, it only reduces artifacts caused by quantization of ILDs and ICCs, while those
 5 caused by quantization of phase parameters are not affected.

Furthermore, additional artifacts may be introduced by the above-described time-variant phase rotation, which is applied to each output channel. It has been found that, if the phase shift angles α_1 and α_2 fluctuate rapidly over time, the applied rotation angle may cause a short
 10 dropout or a change of the instantaneous signal frequency.

Both of these problems can be reduced significantly by applying a modified version of the above-described smoothing approach to the angles α_1 and α_2 . As in this case, the smoothing filter is applied to angles, which wrap around every 2π , it is preferable to modify the
 15 smoothing filter by a so-called unwrapping. Accordingly, a smoothened phase value $\tilde{\alpha}_n$ is computed according to the following algorithm, which typically provides for a limitation of a phase change:

$$\tilde{\alpha}_n = \begin{cases} (\delta(\alpha_n - 2\pi) + (1 - \delta)\tilde{\alpha}_{n-1}) \bmod 2\pi & \text{if } (\alpha_n - \tilde{\alpha}_{n-1}) > \pi \\ (\delta(\alpha_n + 2\pi) + (1 - \delta)\tilde{\alpha}_{n-1}) \bmod 2\pi & \text{if } (\alpha_n - \tilde{\alpha}_{n-1}) < -\pi \\ \delta\alpha_n + (1 - \delta)\tilde{\alpha}_{n-1} & \text{else} \end{cases}$$

20

In the following, the functionality of the above-described algorithm will be briefly discussed taking reference to Figs. 4a, 4b, 5a and 5b. Taking reference to the above equation or algorithm for the computation of the current smoothened phase value $\tilde{\alpha}_n$, it can be seen that the current smoothened phase value $\tilde{\alpha}_n$ is obtained by a weighted linear combination, without
 25 an additional summand, of the current input phase information α_n and the previous smoothened phase value $\tilde{\alpha}_{n-1}$, if a difference between the values α_n and $\tilde{\alpha}_{n-1}$ is smaller than or equal to π ("else" case of the above equation). Assuming that δ is a parameter between zero and one (excluding zero and one), which determines (or represents) a time constant of the smoothing process, the current smoothened phase value $\tilde{\alpha}_n$ will lie between the values of α_n
 30 and $\tilde{\alpha}_{n-1}$. For example, if $\delta = 0.5$, the value of $\tilde{\alpha}_n$ is the average (arithmetic mean) between α_n and $\tilde{\alpha}_{n-1}$.

However, if the difference between α_n and $\tilde{\alpha}_{n-1}$ is larger than π , the first case (line) of the above equation is fulfilled. In this case, the current smoothened phase value $\tilde{\alpha}_n$ is obtained by
 35 a linear combination of α_n and $\tilde{\alpha}_{n-1}$, taking into consideration a constant phase modification term $-2\pi\delta$. Accordingly, it is achieved that a difference between $\tilde{\alpha}_n$ and $\tilde{\alpha}_{n-1}$ is kept sufficiently small. An example of this situation is shown in Fig. 4a, wherein the phase $\tilde{\alpha}_{n-1}$ is illustrated by a first pointer 410, the phase α_n is illustrated by a second pointer 412 and the phase $\tilde{\alpha}_n$ is illustrated by a third pointer 414.

40

Fig. 4b illustrates the same situation for different values $\tilde{\alpha}_{n-1}$ and α_n . Again, the phase values $\tilde{\alpha}_{n-1}$, α_n and $\tilde{\alpha}_n$ are illustrated by pointers 450, 452, 454.

Again, it is achieved that the angle difference between $\tilde{\alpha}_n$ and $\tilde{\alpha}_{n-1}$ is kept sufficiently small. In both cases, the direction defined by the phase value $\tilde{\alpha}_n$ is the smaller one of two angle regions, wherein the first of the two angle regions would be covered by rotating the pointer 410, 450 towards the pointer 412, 452 in a mathematically positive (counter-clockwise) direction, and wherein the second angle region would be covered by rotating the pointer 412, 452 towards the pointers 410, 450 in the mathematically positive (counter-clockwise) direction.

However, if it is found that the difference between the phase values α_n and $\tilde{\alpha}_{n-1}$ is smaller than $-\pi$, the value of $\tilde{\alpha}_n$ is obtained using the second case (line) of the above equation. The phase value $\tilde{\alpha}_n$ is obtained by a linear combination of the phase values α_n and $\tilde{\alpha}_{n-1}$, with a constant phase adaptation term $2\pi\delta$. Examples of this case, in which $\alpha_n - \tilde{\alpha}_{n-1}$ is smaller than $-\pi$, are illustrated in Figs. 5a and 5b.

To summarize, the phase value smoother 272 may be configured to select different phase value calculation rules (which may be linear combination rules) in dependence on the difference between the values α_n and $\tilde{\alpha}_{n-1}$.

2.7 Optional Extensions of the Smoothing Concept

In the following, some optional extensions of the above-discussed phase value smoothing concept will be discussed. As for the other parameters (e.g., ILD, ICC, ITD) there may be signals, where a fast change of the rotation angles is necessary, for example, if the IPD of the original signal (for example a signal processed by an encoder) changes rapidly. For such signals, the smoothing, which is performed by the phase value smoother 272, would (in some cases) have a negative effect on the output quality and should not be applied in such cases. To avoid a possible bit rate overhead required for controlling the smoothing from the encoder for every signal processing band, an adaptive smoothing control (for example, implemented using a smoothing controller) can be used in the decoder (for example in the apparatus 200): the resulting IPD (i.e., the difference between the two smoothed angles, for example between the angles $\alpha_1(k)$ and $\alpha_2(k)$) is computed and is compared to the transmitted IPD (for example an inter-channel phase difference described by the input phase information α_n). If a difference is greater than a certain threshold, smoothing may be disabled and the unprocessed angles (for example the angles α_n described by the input phase information and provided by the upmix parameter input information determinator) may be used (for example by the phase adjuster 233), and otherwise the low-pass filtered angle (e.g., the smoothened phase values $\tilde{\alpha}_n$ provided by the phase value smoother 272) may be applied to the output signal (for example by the phase adjuster 233).

In an (optional) advanced version, the algorithm, which is applied by the phase value smoother 272, could be extended using a variable filter time constant, which is modified based on the current difference between processed and unprocessed IPDs. For example, the value of the parameter δ (which determines the filter time constant) can be adjusted in dependence on a difference between the current smoothened phase value $\tilde{\alpha}_n$ and the current input phase value α_n , or in dependence on a difference between the previous smoothened phase value $\tilde{\alpha}_{n-1}$ and the current input phase value α_n .

In some embodiments, additionally a single bit can (optionally) be transmitted in the bit stream (which represents the downmix audio signal 210 and the side information 212) to completely enable or disable the smoothing from the encoder for all bands in case of certain critical signals, for which the adaptive smoothing control does not give optimal results.

3. Conclusion

To summarize the above, a general concept of adaptive phase processing for parametric multi-channel audio coding has been described. Embodiments according to the current invention supersede other techniques by reducing artifacts in the output signal caused by coarse quantization or rapid changes of phase parameters.

4. Method

An embodiment according to the invention comprises a method for upmixing a downmix audio signal describing one or more downmix audio channels into an upmixed audio signal describing a plurality of upmixed audio channels. Fig. 6 shows a flow chart of such a method, which is designated in its entirety with 700.

The method 700 comprises a step 710 of combining a scaled version of a previous smoothened phase value with a scaled version of a current phase input information using a phase change limitation algorithm, to determine a current smoothened phase value on the basis of the previous smoothened phase value and the input phase information.

The method 700 also comprises a step 720 of applying temporally variable upmix parameters to upmix a downmix audio signal in order to obtain an upmixed audio signal, wherein the temporally variable upmix parameter comprises temporally smoothened phase values.

Naturally, the method 700 can be supplemented by any of the features and functionalities, which are described herein with respect to the inventive apparatus.

5. Implementation Alternatives

Although some aspects have been described in the context of an apparatus, it is clear that these aspects also represent a description of the corresponding method, where a block or device

corresponds to a method step or a feature of a method step. Analogously, aspects described in the context of a method step also represent a description of a corresponding block or item or feature of a corresponding apparatus. Some or all of the method steps may be executed by (or using) a hardware apparatus, like for example, a microprocessor, a programmable computer or an electronic circuit. In some embodiments, some one or more of the most important method steps may be executed by such an apparatus.

Depending on certain implementation requirements, embodiments of the invention can be implemented in hardware or in software. The implementation can be performed using a digital storage medium, for example a floppy disk, a DVD, a Blue-Ray, a CD, a ROM, a PROM, an EPROM, an EEPROM or a FLASH memory, having electronically readable control signals stored thereon, which cooperate (or are capable of cooperating) with a programmable computer system such that the respective method is performed. Therefore, the digital storage medium may be computer readable.

Some embodiments according to the invention comprise a data carrier having electronically readable control signals, which are capable of cooperating with a programmable computer system, such that one of the methods described herein is performed.

Generally, embodiments of the present invention can be implemented as a computer program product with a program code, the program code being operative for performing one of the methods when the computer program product runs on a computer. The program code may for example be stored on a machine readable carrier.

Other embodiments comprise the computer program for performing one of the methods described herein, stored on a machine readable carrier.

In other words, an embodiment of the inventive method is, therefore, a computer program having a program code for performing one of the methods described herein, when the computer program runs on a computer.

A further embodiment of the inventive methods is, therefore, a data carrier (or a digital storage medium, or a computer-readable medium) comprising, recorded thereon, the computer program for performing one of the methods described herein.

A further embodiment of the inventive method is, therefore, a data stream or a sequence of signals representing the computer program for performing one of the methods described herein. The data stream or the sequence of signals may for example be configured to be transferred via a data communication connection, for example via the Internet.

A further embodiment comprises a processing means, for example a computer, or a programmable logic device, configured to or adapted to perform one of the methods described herein.

A further embodiment comprises a computer having installed thereon the computer program for performing one of the methods described herein.

5 In some embodiments, a programmable logic device (for example a field programmable gate array) may be used to perform some or all of the functionalities of the methods described herein. In some embodiments, a field programmable gate array may cooperate with a microprocessor in order to perform one of the methods described herein. Generally, the methods are preferably performed by any hardware apparatus.

10

The above described embodiments are merely illustrative for the principles of the present invention. It is understood that modifications and variations of the arrangements and the details described herein will be apparent to others skilled in the art. It is the intent, therefore, to be limited only by the scope of the impending patent claims and not by the specific details presented by way of description and explanation of the embodiments herein.

15

References

- 5 [1] C. Faller and F. Baumgarte, "Efficient representation of spatial audio using perceptual parameterization", IEEE WASPAA, Mohonk, NY, October 2001
- [2] F. Baumgarte and C. Faller, "Estimation of auditory spatial cues for binaural cue coding", ICASSP, Orlando, FL, May 2002
- 10 [3] C. Faller and F. Baumgarte, "Binaural cue coding: a novel and efficient representation of spatial audio," ICASSP, Orlando, FL, May 2002
- [4] C. Faller and F. Baumgarte, "Binaural cue coding applied to audio compression with flexible rendering", AES 113th Convention, Los Angeles, Preprint 5686, October 2002
- 15 [5] C. Faller and F. Baumgarte, "Binaural Cue Coding - Part II: Schemes and applications," IEEE Trans, on Speech and Audio Proc., vol. 11, no. 6, Nov. 2003
- [6] J. Breebaart, S. van de Par, A. Kohlrausch, E. Schuijers, "High-Quality Parametric Spatial Audio Coding at Low Bitrates", AES 116th Convention, Berlin, Preprint 6072, 20 May 2004
- [7] E. Schuijers, J. Breebaart, H. Purnhagen, J. Engdegard, "Low Complexity Parametric Stereo Coding", AES 116th Convention, Berlin, Preprint 6073, May 2004
- 25 [8] ISO/IEC JTC 1/SC 29/WG 11, 23003-1, MPEG Surround
- [9] J. Blauert, Spatial Hearing: The Psychophysics of Human Sound Localization, The MIT Press, Cambridge, MA, revised edition 1997
- 30

Claims

1. An apparatus (100; 200) for upmixing a downmix audio signal (110;210) describing one or more downmix audio channels into an upmixed audio signal (120;214) describing a plurality of upmixed audio channels, the apparatus comprising:

an upmixer (130;230) configured to apply temporally variable upmix parameters (144; 262) to upmix the downmix audio signal, in order to obtain the upmixed audio signal, wherein the temporally variable upmix parameters comprise temporally variable smoothened phase values (144a; 270);

a parameter determinator (140; 250), wherein the parameter determinator is configured to obtain one or more temporally smoothened upmix parameters (α_n) for usage by the upmixer (130;230) on the basis of a quantized upmix parameter input information (142; 212),

wherein the parameter determinator (140;250) is configured to combine a scaled version $((1-\delta)\tilde{\alpha}_{n-1})$ of a previous smoothened phase value ($\tilde{\alpha}_{n-1}$) with a scaled version ($\delta\alpha_n$) of an input phase information (α_n) using a phase change limitation algorithm, to determine a current smoothened phase value ($\tilde{\alpha}_n$) on the basis of the previous smoothened phase value and the input phase information.

2. The apparatus (100;200) according to claim 1, wherein the parameter determinator (140;250) is configured to combine the scaled version $((1-\delta)\tilde{\alpha}_{n-1})$ of the previous smoothened phase value ($\tilde{\alpha}_{n-1}$) with the scaled version ($\delta\alpha_n$) of the input phase information (α_n), such that the current smoothened phase value ($\tilde{\alpha}_n$) is in a smaller angle region out a first angle region and a second angle region, wherein the first angle region extends, in a mathematically positive direction, from a first start direction defined by the previous smoothened phase value ($\tilde{\alpha}_{n-1}$) to a first end direction defined by the input phase information (α_n), and wherein the second angle region extends, in a mathematically positive direction, from a second start direction defined by the input phase information (α_n) to a second end direction defined by the previous smoothened phase value ($\tilde{\alpha}_{n-1}$).

3. The apparatus (100;200) according to claim 1 or claim 2, wherein the parameter determinator (140;250) is configured to select a combination rule out of a plurality of different combination rules in dependence on a difference ($\alpha_n - \tilde{\alpha}_{n-1}$) between the input phase information (α_n) and the previous smoothened phase value ($\tilde{\alpha}_{n-1}$), and to determine the current smoothened phase value ($\tilde{\alpha}_n$) using the selected combination rule.

4. The apparatus (100;200) according to claim 3, wherein the parameter determinator (140;250) is configured to select a basic phase combination rule, if the difference between the input phase information (α_n) and the previous smoothened phase ($\tilde{\alpha}_{n-1}$) value is in a

range between $-\pi$ and $+\pi$, and to select one or more different phase adaptation combination rules otherwise;

wherein the basic phase combination rule defines a linear combination, without a constant summand, of the scaled version ($\delta\alpha_n$) of the input phase information and the scaled version $((1-\delta)\tilde{\alpha}_{n-1})$ of the previous smoothed phase value; and

wherein the one or more phase adaptation combination rules define a linear combination, taking into account a constant phase adaptation summand ($+\pi$, $-\pi$), of the scaled version of the input phase information and the scaled version of the previous smoothed phase value.

5. The apparatus (100;200) according to one of claims 1 to 4, wherein the parameter determinator is configured to obtain a current smoothed phase value $\tilde{\alpha}_n$ according to the following equation:

$$\tilde{\alpha}_n = \begin{cases} (\delta(\alpha_n - 2\pi) + (1-\delta)\tilde{\alpha}_{n-1}) \bmod 2\pi & \text{if } (\alpha_n - \tilde{\alpha}_{n-1}) > \pi \\ (\delta(\alpha_n + 2\pi) + (1-\delta)\tilde{\alpha}_{n-1}) \bmod 2\pi & \text{if } (\alpha_n - \tilde{\alpha}_{n-1}) < -\pi \\ \delta\alpha_n + (1-\delta)\tilde{\alpha}_{n-1} & \text{else} \end{cases}$$

wherein

$\tilde{\alpha}_{n-1}$ designates the previous smoothed phase value;

α_n designates the input phase information;

“mod” designates a MODULO-operator; and

δ designates a smoothing parameter, a value of which is in an interval between zero and one, excluding the boundaries of the interval.

6. The (100;200) apparatus according to one of claims 1 to 5, wherein the parameter determinator (140;250) comprises a smoothing controller,

wherein the smoothing controller is configured to selectively disable a phase value smoothing functionality if a difference between a smoothed phase quantity ($\tilde{\alpha}_n$) and a corresponding input phase quantity (α_n) is larger than a predetermined threshold value.

7. The apparatus (100;200) according to claim 6, wherein the smoothing controller is configured to evaluate, as the smoothed phase quantity, a difference between two smoothed phase values (α_1 , α_2), and to evaluate, as the corresponding input phase

quantity, a difference between two input phase values (256) corresponding to the two smoothed phase values (α_1, α_2).

8. The apparatus (100;200) according to one of claims 1 to 7, wherein the upmixer (130;230) is configured to apply, for a given time portion, different temporally smoothed phase rotations (α_1, α_2), which are defined by different smoothed phase values (α_1, α_2), to obtain signals ($\tilde{y}_1(k), \tilde{y}_2(k)$) of different of the upmixed audio channels having an inter-channel phase difference, if a smoothing function is enabled, and to apply temporally non-smoothed phase rotations (256), which are defined by different non-smoothed phase values, to obtain signals of different of the upmixed audio channels having an inter-channel phase difference, if the smoothing function is disabled;

wherein the parameter determinator (140;250) comprises a smoothing controller; and

wherein the smoothing controller is configured to selectively disable a phase value smoothing function if a difference between the smoothed phase values (α_1, α_2) applied to obtain the signals ($\tilde{y}_1(k), \tilde{y}_2(k)$) of the different upmixed audio channels differs from a non-smoothed inter-channel phase difference value (212), which is received by the apparatus (100;200) or derived (252) from a received information (212) by the apparatus, by more than a predetermined threshold value.

9. The apparatus (100;200) according to one of claims 1 to 8, wherein the parameter determinator (140;250) is configured to adjust a filter time constant (δ) for determining a sequence (262) of smoothed phase values ($\tilde{\alpha}_n$) in dependence on a current difference between a smoothed phase value ($\tilde{\alpha}_n$) and a corresponding input phase value (α_n).

10. The apparatus (100;200) according to one of claims 1 to 9, wherein the parameter determinator (140;250) is configured to adjust a filter time constant (δ) for determining a sequence (262) of smoothed phase values ($\tilde{\alpha}_n$) in dependence on a difference between a smoothed inter-channel phase difference which is defined by a difference between two smoothed phase values (α_1, α_2) associated with different channels of the upmixed audio signal, and a non-smoothed inter-channel phase difference, which is defined by a non-smoothed inter-channel phase difference information (212).

11. The apparatus (100;200) according to one of claims 1 to 10, wherein the apparatus for upmixing is configured to selectively enable and disable a phase value smoothing function in dependence on an information extracted from an audio bitstream.

12. A method (700) for upmixing a downmix audio signal describing one or more downmix audio channels into an upmixed audio signal describing a plurality of upmixed audio channels, the method comprising:
- 5 combining (710) a scaled version of a previous smoothed phase value with a scaled version of a current phase input information using a phase change limitation algorithm, to determine a current temporally smoothed phase value on the basis of the previous smoothed phase value and the input phase information; and
- 10 applying (720) temporally variable upmix parameters, to upmix a downmix audio signal in order to obtain an upmixed audio signal, wherein the temporally variable upmix parameters comprise temporally smoothed phase values.
13. A computer program for performing the method according to claim 12, when the
- 15 computer program runs on a computer.

**Apparatus, Method and Computer Program for Upmixing a Downmix Audio Signal
using a Phase Value Smoothing**

Abstract

5

An apparatus for upmixing a downmix audio signal describing one or more downmix audio channels into an upmixed audio signal describing a plurality of upmixed audio channels comprises an upmixer and a parameter determinator. The upmixer is configured to apply temporally variable upmix parameters to upmix the downmix audio signal in order to obtain
10 the upmixed audio signal, wherein the temporally variable upmix parameters comprise temporally variable smoothened phase values. The parameter determinator is configured to obtain one or more temporally smoothened upmix parameters for usage by the upmixer on the basis of a quantized upmix parameter input information. The parameter determinator is configured to combine a scaled version of a previous smoothened phase value with a scaled
15 version of an input phase information using a phase change limitation algorithm, to determine a current smoothened phase value on the basis of the previous smoothened phase value and the phase input information.

20 Fig.

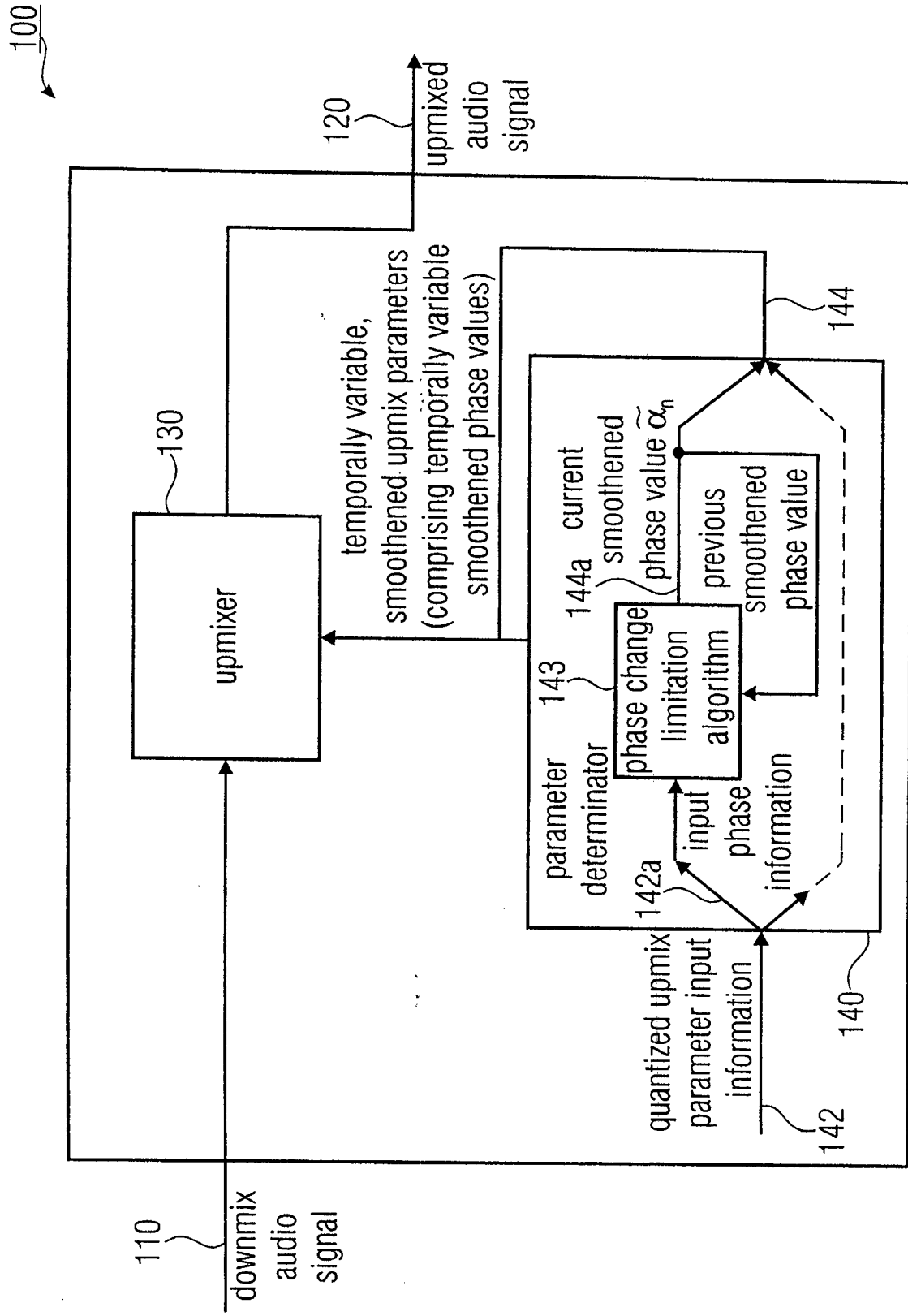


FIG 1

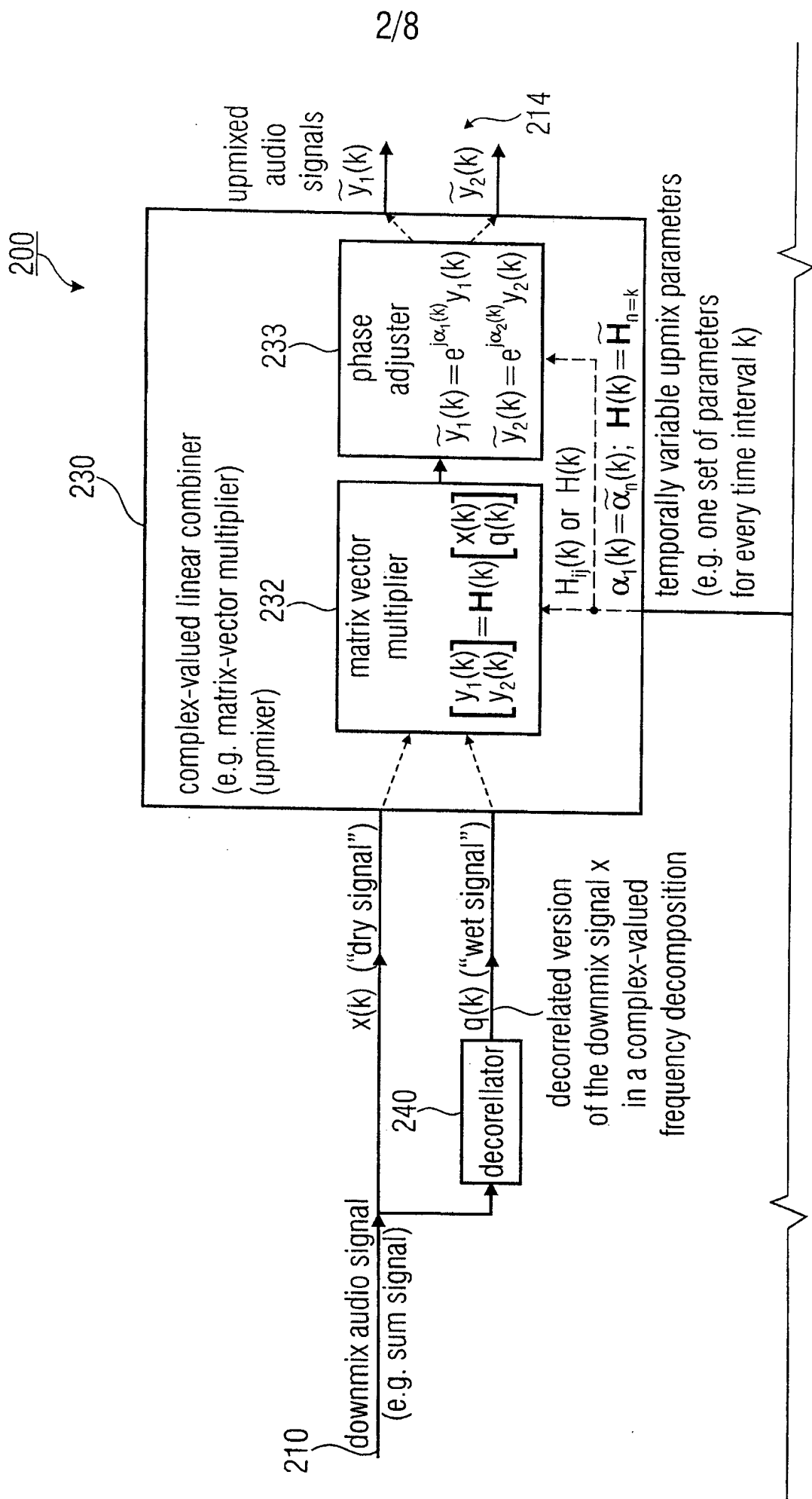


FIG 2A FIG 2B

FIG 2A

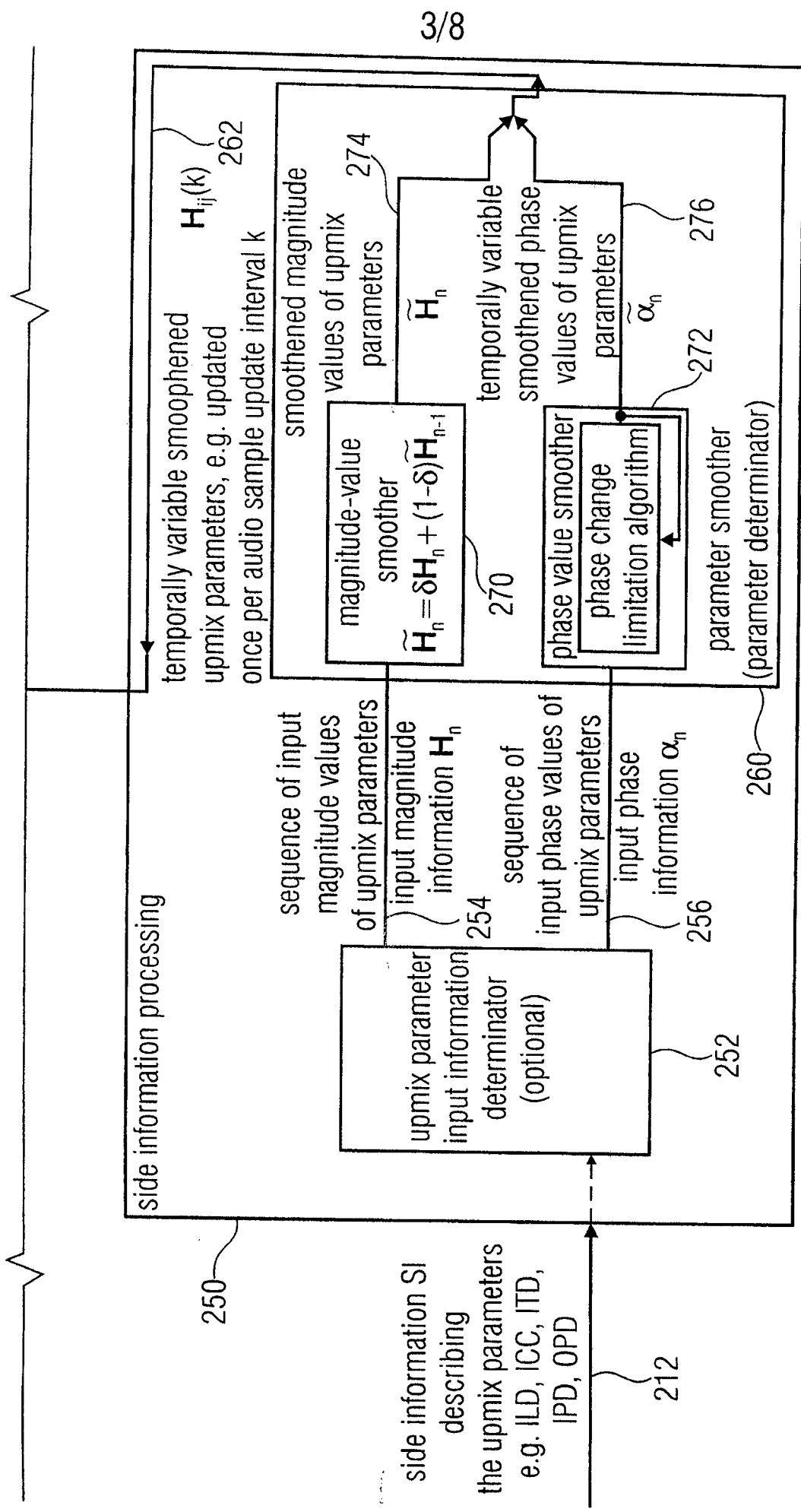


FIG 2A FIG 2B

FIG 2B

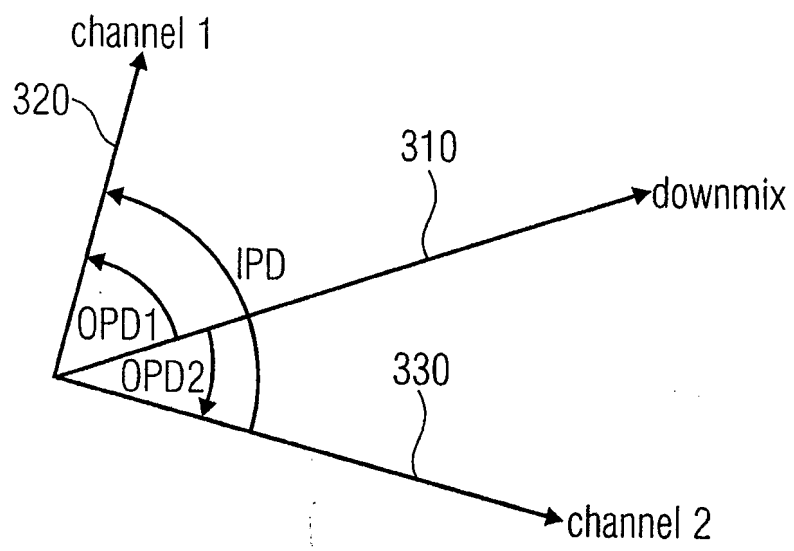
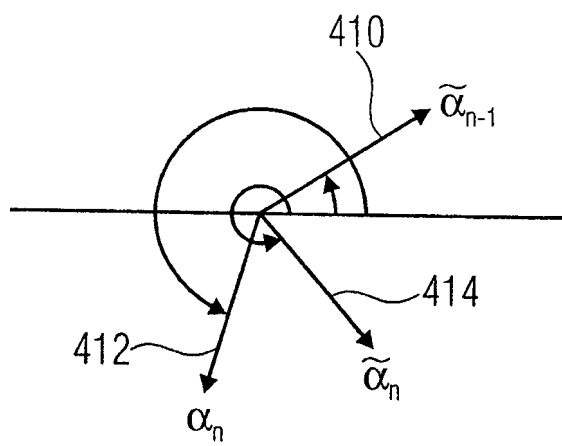


FIG 3



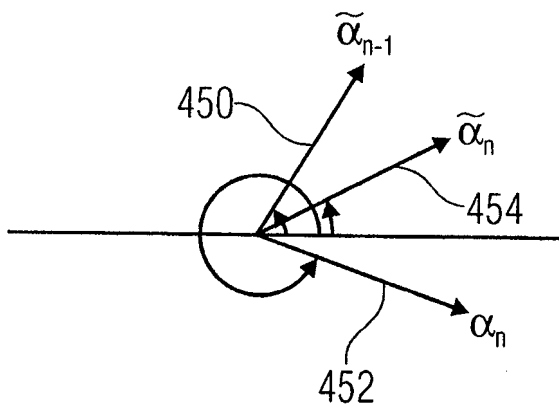
$$\delta=0.5$$

$$(\alpha_n - \tilde{\alpha}_{n-1}) > \pi$$

$$\delta\alpha_n + (1-\delta)\tilde{\alpha}_{n-1} < 2\delta\pi$$

(modulo case)

FIG 4A

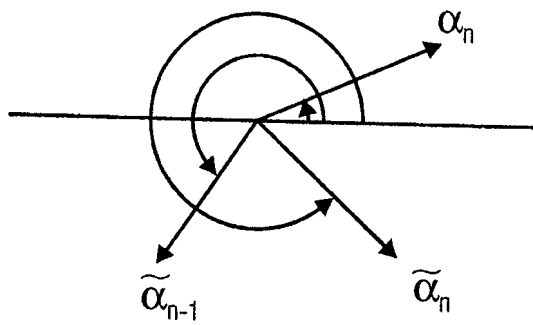


$$\delta=0.5$$

$$(\alpha_n - \tilde{\alpha}_{n-1}) > \pi$$

$$\delta\alpha_n + (1-\delta)\tilde{\alpha}_{n-1} > 2\delta\pi$$

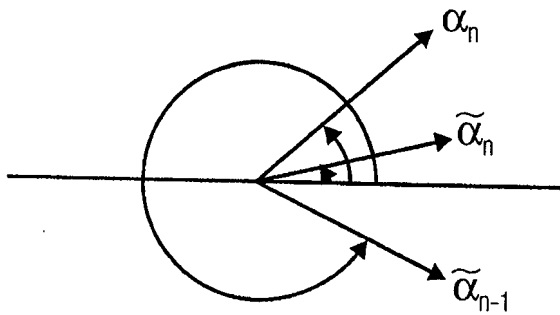
FIG 4B



$$(\alpha_n - \tilde{\alpha}_{n-1}) < -\pi$$

$$\delta\alpha_n + (1-\delta)\tilde{\alpha}_{n-1} < (1-\delta)2\pi$$

FIG 5A



$$(\alpha_n - \tilde{\alpha}_{n-1}) < -\pi$$

$$\delta\alpha_n + (1-\delta)\tilde{\alpha}_{n-1} > (1-\delta)2\pi$$

(modulo case)

FIG 5B

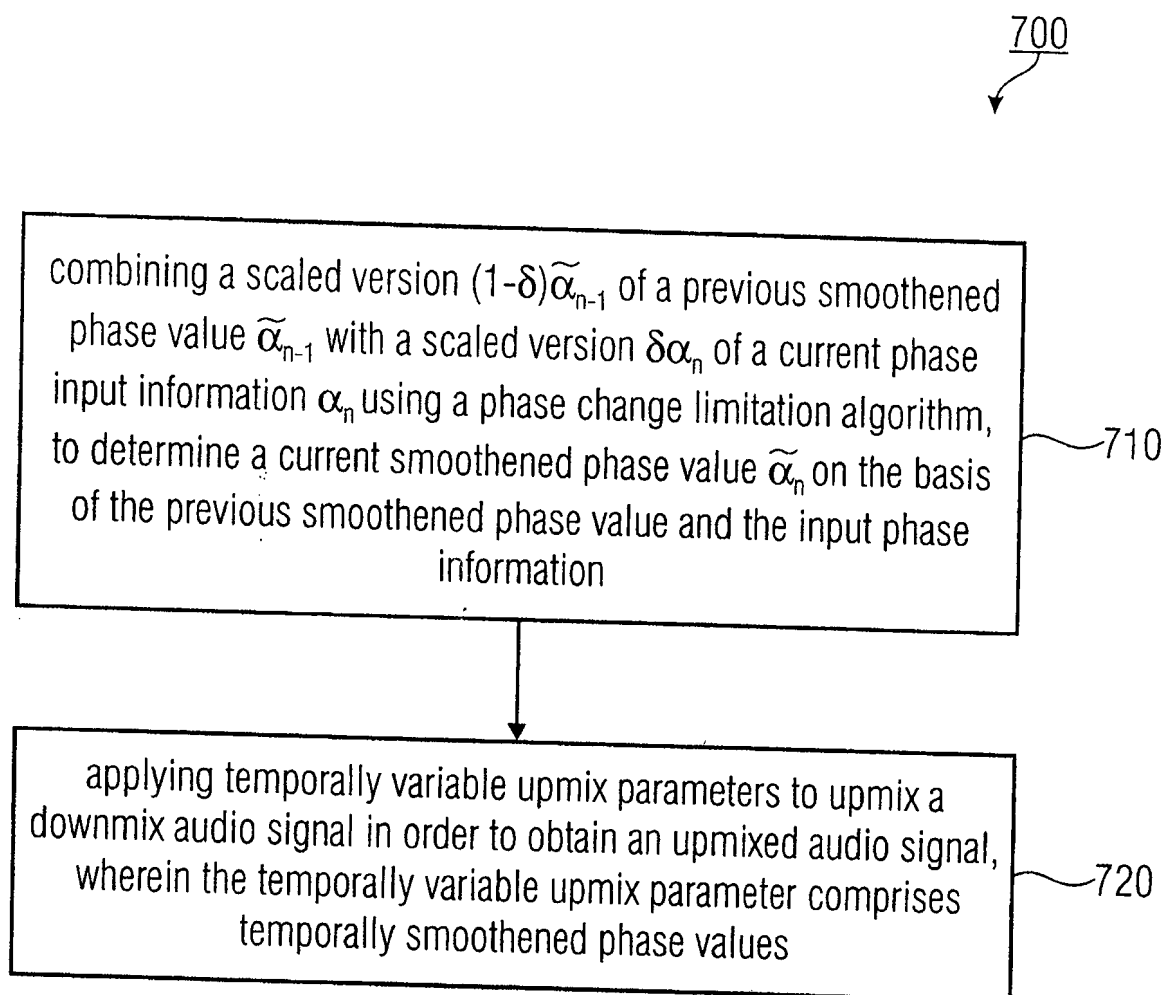


FIG 6

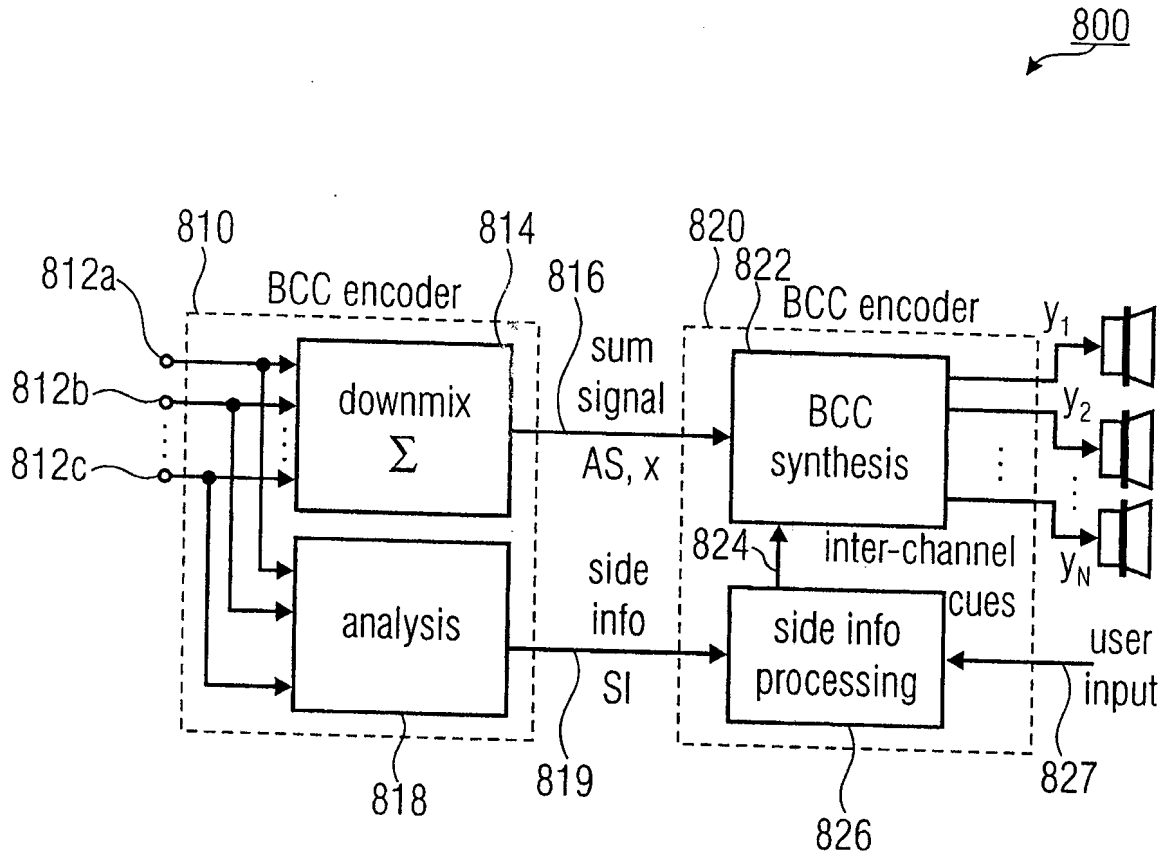


FIG 7

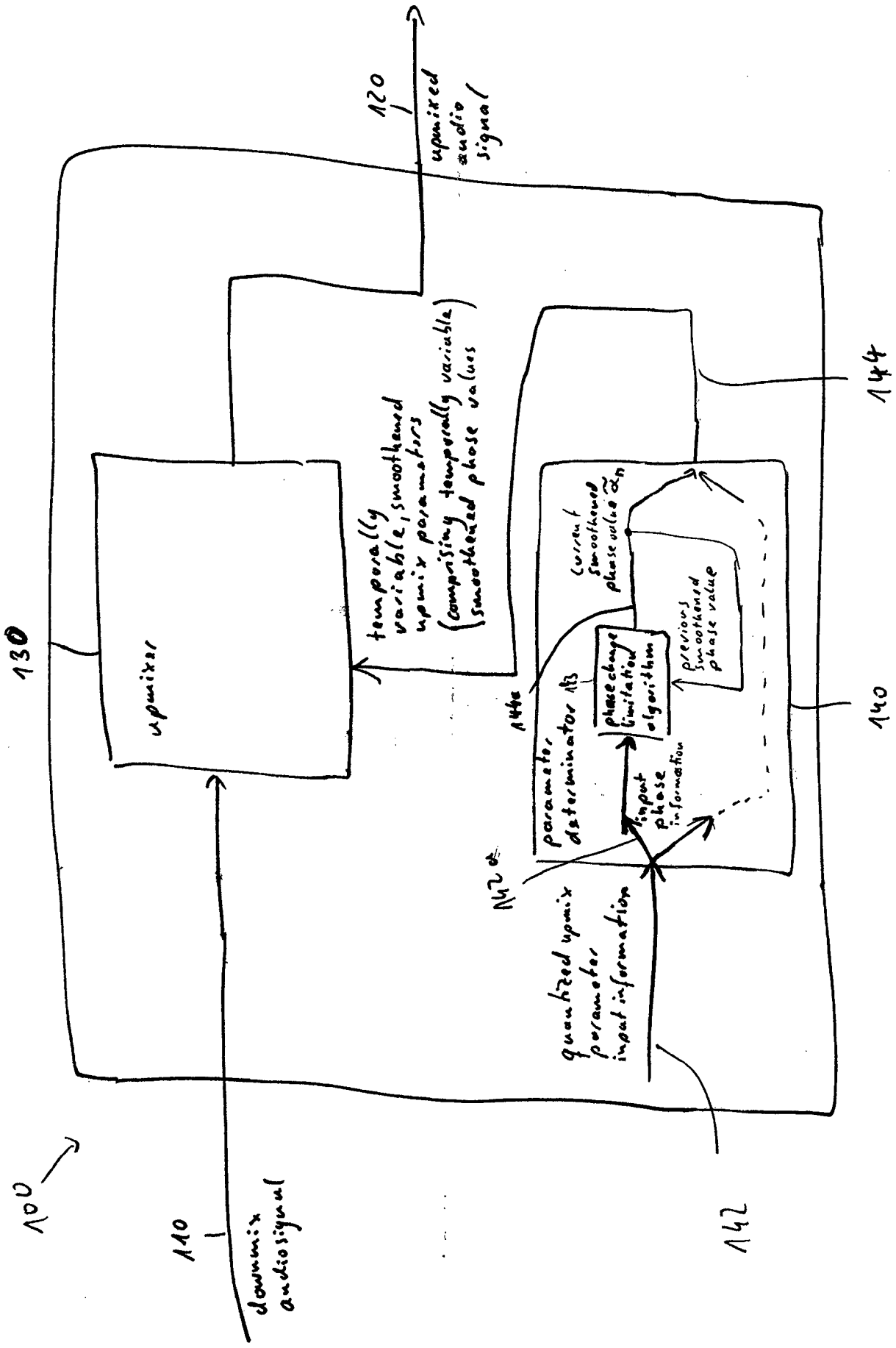


Fig. 1

200

210

downmix audio signal
(e.g. 800 samples)

$x(k)$ (audio signal)

240

decorrelator

$\alpha(k)$ (amb signal)

decorrelated version of
the downmix audio signal
in a complex-valued
frequency decomposition

complex valued linear combiner
(e.g. matrix-vector multiplier)
(upmixer)

232

matrix-vector
multiplier

$\begin{bmatrix} y_1(k) \\ y_2(k) \end{bmatrix} = H(k) \begin{bmatrix} x(k) \\ \alpha(k) \end{bmatrix}$

233

phase
adjuster

$\tilde{y}_1(k) = y_1(k) \cdot \tilde{\phi}_1(k)$
 $\tilde{y}_2(k) = y_2(k) \cdot \tilde{\phi}_2(k)$

upmixed audio signals

$\tilde{y}_1(k)$

$\tilde{y}_2(k)$

214

$H_{ij}(k) = \frac{\partial}{\partial \alpha_n(k)} H(k) ; H(k) = \tilde{H}_n(k)$

temporally variable
upmix parameters

(e.g. one set of parameters
for every time interval k)

Fig. 2a

250

side information processing

upmix parameter
input information
determinator
(optional)

side information 51
describing the upmix parameters
e.g. 128, 160, 170, 180, 190

sequence of input 254
magnitude values
of input parameters
input magnitude
information
 H_n

sequence of input 256
phase values
of upmix parameters
input phase
information ϕ_n

252

260

temporally variable smoothed
upmix parameters
e.g. updated once per
audio sample update interval k

magnitude value
smoother

$\tilde{H}_n = \delta H_n + (1-\delta) \tilde{H}_{n-1}$

smoothed
magnitude values
of upmix parameters

$\tilde{H}_n$

temporally variable
smoothed
phase values
of upmix parameters
 $\tilde{\phi}_n$

phase value smoother
phase change
limitation algorithm

parameter smoother
(parameter
determinator)

272

270

270

Fig. 2b

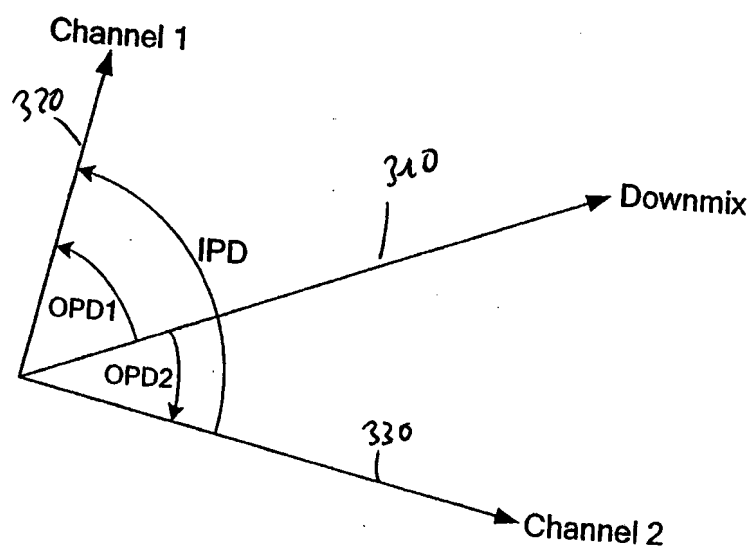
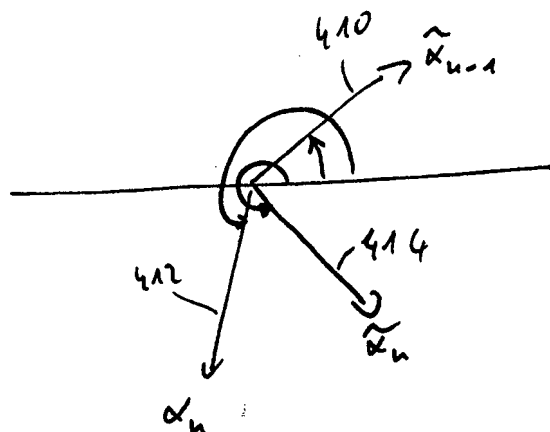


Fig. 3



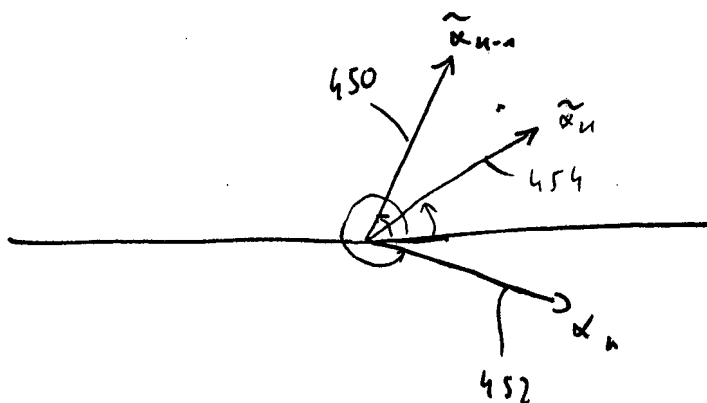
$$\delta = 0.5$$

$$(\alpha_n - \tilde{\alpha}_{n-1}) > \pi$$

$$\delta \alpha_n + (1-\delta) \tilde{\alpha}_{n-1} < 2\delta\pi$$

(modulo case)

Fig. 4a



$$\delta = 0.5$$

$$(\alpha_n - \tilde{\alpha}_{n-1}) > \pi$$

$$\delta \alpha_n + (1-\delta) \tilde{\alpha}_{n-1} > 2\delta\pi$$

Fig. 4b

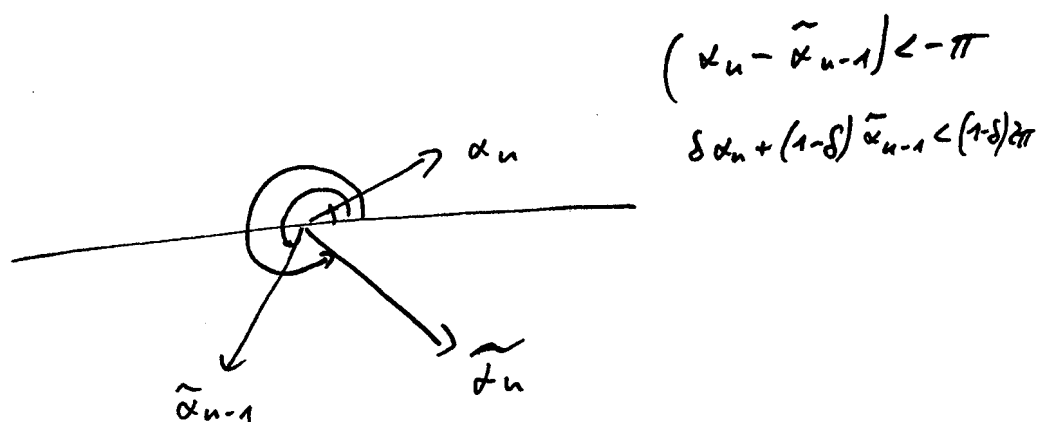


Fig. 5a

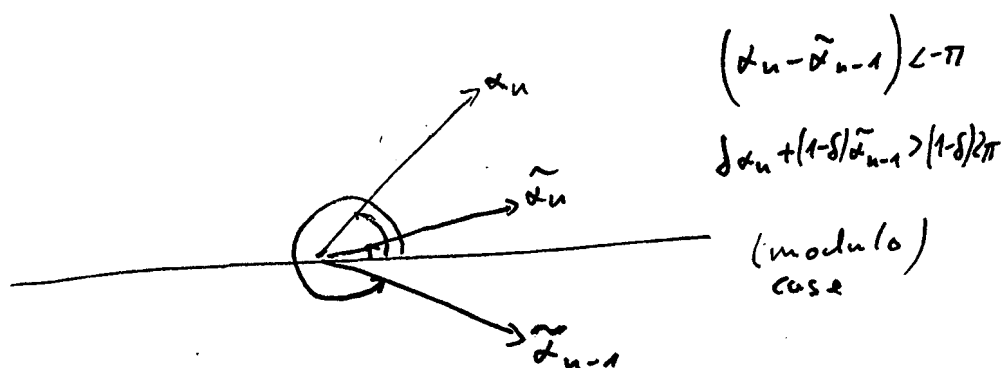


Fig. 5b

700



Combining a scaled version $(1-\delta)\tilde{\theta}_{n-1}$ of a previous smoothed phase value $\tilde{\theta}_{n-1}$ with a scaled version $\delta\alpha_n$ of a current phase input information α_n using a phase change limitation algorithm, to determine a current smoothed phase value $\tilde{\theta}_n$ on the basis of the previous smoothed phase value and the input phase information

710



applying temporally variable upmix parameters to upmix a downmix audio signal in order to obtain an upmixed audio signal, wherein the temporally variable upmix parameter comprises temporally smoothed phase values

720



Fig. 6

800

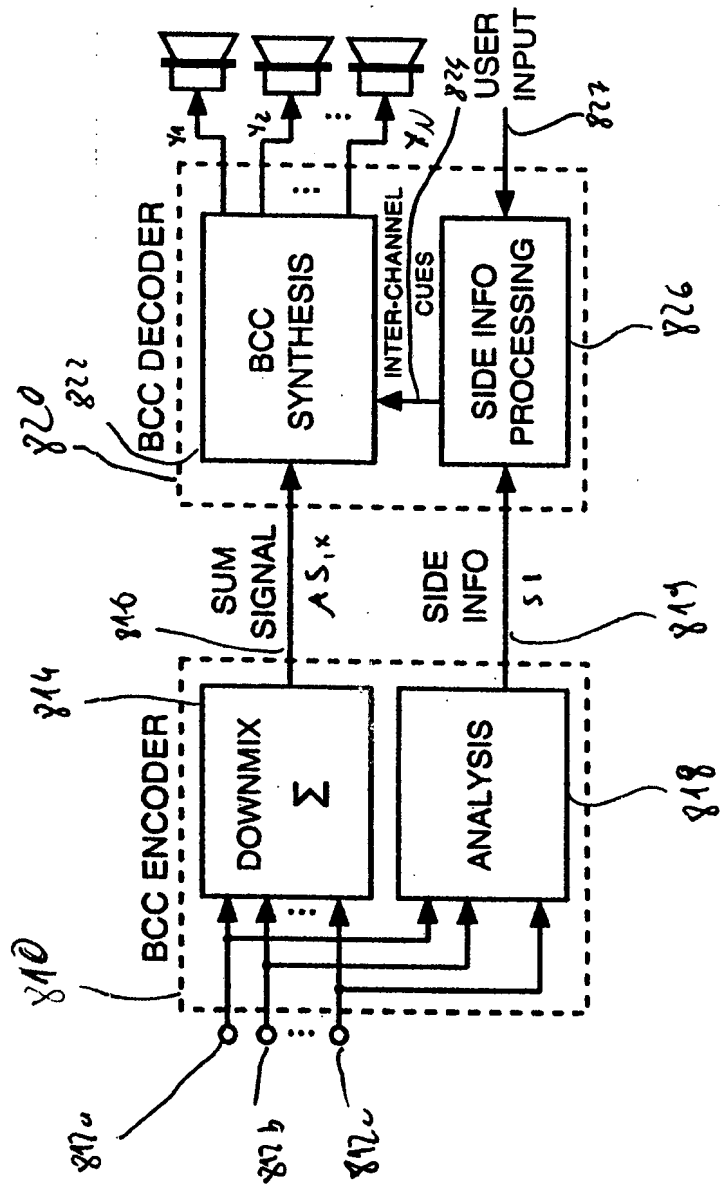


Fig. 7



(51) International Patent Classification:
G10L 19/00 (2006.01)

(21) International Application Number:
PCT/EP2010/054448

(22) International Filing Date:
1 April 2010 (01.04.2010)

(25) Filing Language: English

(26) Publication Language: English

(30) Priority Data:
61/167,607 8 April 2009 (08.04.2009) US

(71) Applicant (for all designated States except US):
FRAUNHOFER-GESELLSCHAFT ZUR FÖRDERUNG DER ANGEWANDTEN FORSCHUNG E.V. [DE/DE]; Hansastraße 27c, 80686 München (DE).

(72) Inventors; and

(75) Inventors/Applicants (for US only): **NEUSINGER, Matthias** [DE/DE]; Bergstrasse 10, 91186 Rohr (DE). **ROBILIARD, Julien** [FR/DE]; Innerer Kleinreuther Weg 25 A, 90408 Nürnberg (DE). **HILPERT, Johannes** [DE/DE]; Herrnhuettestraße 46, 90411 Nürnberg (DE).

(74) Agents: **BURGER, Markus** et al.; P. O. Box 24t, 82043 Pullach (DE).

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

(84) Designated States (unless otherwise indicated, for every kind of regional protection available): ARIPO (BW, GH, GM, KE, LR, 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, HR, HU, IE, IS, IT, LT, LU, LV, MC, MK, MT, NL, NO, PL, PT, RO, SE, SI, SK, SM, TR), OAPI (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG).

Published:

- with international search report (Art. 21(3))
- before the expiration of the time limit for amending the claims and to be republished in the event of receipt of amendments (Rule 48.2(h))

(54) Title: APPARATUS, METHOD AND COMPUTER PROGRAM FOR UPMIXING A DOWNMIX AUDIO SIGNAL USING A PHASE VALUE SMOOTHING

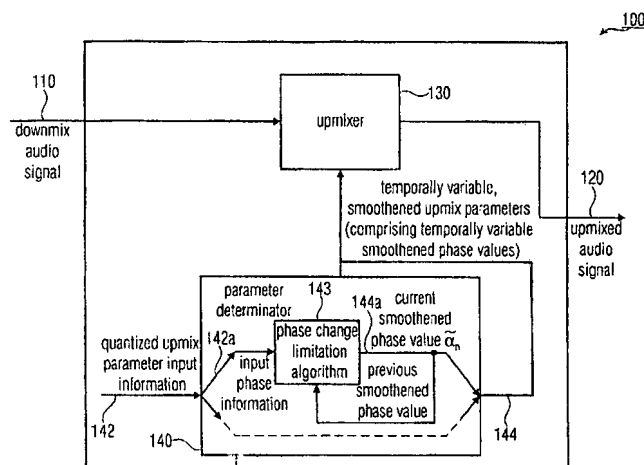


FIG 1

(57) Abstract: An apparatus for upmixing a downmix audio signal describing one or more downmix audio channels into an upmixed audio signal describing a plurality of upmixed audio channels comprises an upmixer and a parameter determinator. The upmixer is configured to apply temporally variable upmix parameters to upmix the downmix audio signal in order to obtain the upmixed audio signal, wherein the temporally variable upmix parameters comprise temporally variable smoothed phase values. The parameter determinator is configured to obtain one or more temporally smoothed upmix parameters for usage by the upmixer on the basis of a quantized upmix parameter input information. The parameter determinator is configured to combine a scaled version of a previous smoothed phase value with a scaled version of an input phase information using a phase change limitation algorithm, to determine a current smoothed phase value on the basis of the previous smoothed phase value and the phase input information.

**Apparatus, Method and Computer Program for Upmixing a Downmix Audio Signal
using a Phase Value Smoothing**

5 Technical Field

Embodiments according to the invention are related to an apparatus, a method, and a computer program for upmixing a downmix audio signal.

- 10 Some embodiments according to the invention are related to an adaptive phase parameter smoothing for parametric multi-channel audio coding.

Background of the Invention

- 15 In the following, the context of the invention will be described. Recent development in the area of parametric audio coding delivers techniques for jointly coding a multi-channel audio (e.g. 5.1) signal into one (or more) downmix channels plus a side information stream. These techniques are known as Binaural Cue Coding, Parametric Stereo, and MPEG Surround etc.

- 20 A number of publications describe the so-called "Binaural Cue Coding" parametric multi-channel coding approach, see for example references [1][2][3][4][5].

- 25 "Parametric Stereo" is a related technique for the parametric coding of a two-channel stereo signal based on a transmitted mono signal plus parameter side information, see, for example, references [6][7].

- "MPEG Surround" is an ISO standard for parametric multi-channel coding, see, for example, reference [8].

- 30 The above-mentioned techniques are based on transmitting the relevant perceptual cues for a human's spatial hearing in a compact form to the receiver together with the associated mono or stereo downmix-signal. Typical cues can be inter-channel level differences (ILD), inter-channel correlation or coherence (ICC), as well as inter-channel time differences
35 (ITD), inter-channel phase differences (IPD), and overall phase differences (OPD).

These parameters are, in some cases, transmitted in a frequency and time resolution adapted to the human's auditory resolution.

For the transmission, the parameters are typically quantized (or, in some cases, even have to be quantized), where often (especially for low-bit rate scenarios) a rather coarse quantization is used.

5

The update interval in time is determined by the encoder, depending on the signal characteristics. This means that, not for every sample of the downmix-signal, parameters are transmitted. In other words, in some cases a transmission rate (or transmission frequency, or update rate) of parameters describing the above-mentioned cues may be smaller than a transmission rate (or transmission frequency, or update rate) of audio samples (or groups of audio samples).

10

Instead of transmitting both inter-channel phase differences (IPDs) and overall phase differences (OPDs), it is also possible to only transmit inter-channel phase differences (IPDs) and estimate the overall phase differences (OPDs) in the decoder.

15

Since the decoder may, in some cases, have to apply the parameters continuously over time in a gapless manner, e.g. to each sample (or audio sample), intermediate parameters may need to be derived at decoder side, typically by interpolation between past and current parameter sets.

20

Some conventional interpolation approaches, however, result in poor audio quality.

25

In the following, a generic binaural cue coding scheme will be described, taking reference to Fig. 7. Fig. 7 shows a block schematic diagram of a binaural cue coding transmission system 800, which comprises a binaural cue coding encoder 810 and a binaural cue coding decoder 820. The binaural cue coding encoder 810 may, for example, receive a plurality of audio signals 812a, 812b, and 812c. Further, the binaural cue coding encoder 810 is configured to downmix the audio input signals 812a-812c using a downmixer 814 to obtain a downmix signal 816, which may, for example, be a sum signal, and which may be designated with "AS" or "X". Further, the binaural cue coding encoder 810 is configured to analyze the audio input signals 812a-812c using an analyzer 818 to obtain the side information signal 819 ("SI"). The sum signal 816 and the side information signal 819 are transmitted from the binaural cue coding encoder 810 to the binaural cue coding decoder 820. The binaural cue coding decoder 820 may be configured to synthesize a multi-channel audio output signal comprising, for example, audio channels $y_1, y_2, \dots, y_N$ on the basis of the sum signal 816 and inter-channel cues 824. For this purpose, the binaural cue coding

30

35

decoder 820 may comprise a binaural cue coding synthesizer 822, which receives the sum signal 816 and the inter-channel cues 824, and provides the audio signals $y_1, y_2, \dots, y_N$.

5 The binaural cue coding decoder 820 further comprises a side information processor 826, which is configured to receive the side information 819 and, optionally, a user input 827. The side information processor 826 is configured to provide the inter-channel cues 824 on the basis of the side information 819 and the optional user input 827.

10 To summarize, the audio input signals are analyzed and downmixed. The sum signal plus the side information is transmitted to the decoder. The inter-channel cues are generated from the side information and local user input. The binaural cue coding synthesis generates the multi-channel audio output signal.

15 For details, reference is made to the articles "Binaural Cue Coding Part II: Schemes and applications," by C. Faller and F. Baumgarte (published in: IEEE Transactions on Speech and Audio Processing, vol. 11, no. 6, Nov. 2003).

20 However, it has been found that many conventional binaural cue coding decoders provide multi-channel output audio signals with degraded quality if the side information is quantized coarsely or with insufficient resolution.

25 In view of this problem, there is a need for an improved concept of upmixing a downmix audio signal into an upmixed audio signal, which reduces a degradation of the hearing impression if the side information describing a phase relationship between different channels of the upmix signal is quantized with comparatively low resolution.

Summary of the Invention

30 An embodiment according to the invention creates an apparatus for upmixing a downmix audio signal describing one or more downmix audio channels into an upmixed audio signal describing a plurality of upmixed audio channels. The apparatus comprises an upmixer configured to apply temporally variable upmix parameters to upmix the downmix signal in order to obtain the upmixed audio signal. The temporally variable upmix parameters comprise temporally variable smoothened phase values. The apparatus further comprises a
35 parameter determinator, which parameter determinator is configured to obtain one or more temporally smoothened upmix parameters to be used by the upmixer on the basis of a quantized upmix parameter input information. The parameter determinator is configured to combine a scaled version of a previous smoothened phase value with a scaled version of an

input phase information using a phase change limitation algorithm, to determine a current smoothed phase value on the basis of the previous smoothed phase value and the input phase information.

- 5 This embodiment according to the invention is based on the finding that audible artifacts in the upmix signals can be reduced or even avoided by combining a scaled version of a previous smoothed phase value with a scaled version of an input phase information using a phase change limitation algorithm, because the consideration of the previous smoothed phase value in combination with a phase change limitation algorithm allows to
- 10 keep discontinuities of the smoothed phase values reasonably small. A reduction of discontinuities between subsequent smoothed phase values (for example, the previous smoothed phase value and the current smoothed phase value), in turn, helps to avoid (or keep sufficiently small) audible frequency variation at a transition between portions of an audio signal to which the subsequent phase values (e.g. the previous smoothed phase
- 15 value and the current smoothed phase value) are applied.

- To summarize the above, the invention creates a general concept of adaptive phase processing for parametric multi-channel audio coding. Embodiments according to the invention supersede other techniques by reducing artifacts in the output signal caused by
- 20 coarse quantization or rapid changes of phase parameters.

- In a preferred embodiment, the parameter determinator is configured to combine the scaled version of the previous smoothed phase value with the scaled version of the input phase information, such that the current smoothed phase value is in a smaller angle region out
- 25 of a first angle region and a second angle region, wherein the first angle region extends, in a mathematically positive direction, from a first start direction defined by the previous smoothed phase value to a first end direction defined by the phase input information, and wherein the second angle region extends, in the mathematically positive direction, from a second start direction defined by the input phase information to a second end direction
- 30 defined by the previous smoothed phase value. Accordingly, in some embodiments of the invention, a phase variation, which is introduced by a recursive (infinite impulse response type) smoothing of phase values, is kept as small as possible. Accordingly, audible artifacts are kept as small as possible. For example, the apparatus may be configured to ensure that the current smoothed phase value is located within a smaller
- 35 angle range out of two angle ranges, wherein a first of the two angle ranges covers more than 180° and wherein a second of the angle ranges covers the less than 180° , and wherein the two angle ranges together cover 360° . Accordingly, it is ensured by the phase change limitation algorithm that the phase difference between the previous smoothed phase

value and the current smoothened phase value is smaller than 180° and, preferably, even smaller than 90° . This helps to keep audible artifacts as small as possible.

5 In a preferred embodiment, the parameter determinator is configured to select a combination rule out of a plurality of different combination rules in dependence on a difference between the phase input information and the previous smoothened phase value, and to determine the current smoothened phase value using the selected combination rule. Accordingly, it can be achieved that an appropriate combination rule is chosen, which ensures that the phase change between the previous smoothened phase value and the
10 current smoothened phase value is below a predetermined threshold or, more generally, sufficiently small or as small as possible. Accordingly, the inventive apparatus outperforms comparable apparatus, which have a fixed combination rule.

15 In a preferred embodiment, the parameter determinator is configured to select a basic combination rule if a difference between the phase input information and the previous smoothened phase value is in a range between $-\pi$ and $+\pi$, and to select one or more different phase adaptation combination rules otherwise. The basic combination rule defines a linear combination without a constant summand of the scaled version of the phase input information and the scaled version of the previous smoothened phase value. The one or
20 more phase adaptation combination rules define a linear combination, taking into account a constant phase adaptation summand, of the scaled version of the input phase information and the scaled version of the previous smoothened phase value. Accordingly, an advantageous and easy-to-implement linear combination of the previous smoothened phase value and the input phase information can be performed, wherein an additional summand
25 can be selectively applied if the difference between the previous smoothened phase value and the input phase information takes a comparatively large value (greater than π or smaller than $-\pi$). Accordingly, the problematic cases in which there is a large difference between the previous smoothened phase value and the input phase information can be handled with specifically adapted phase adaptation combination rules, which allows
30 keeping the phase changes between subsequent smoothened phase values sufficiently small.

35 In a preferred embodiment, the parameter determinator comprises a smoothing controller, wherein the smoothing controller is configured to selectively disable a phase value smoothing functionality if a difference between the smoothened phase quantity and the corresponding input phase quantity is larger than a predetermined threshold value. Accordingly, the phase value smoothing functionality can be disabled if there is a large change in the input phase information. Typically, very large changes of the input phase

information indicate that it is, indeed, desired to perform a non-smoothened phase change, because comparatively large changes of the input phase information (significantly larger than a quantization step) are often related to specific sound events within an audio signal. Thus, a smoothing of the phase values, which improves the auditory impression in most cases, would be detrimental in this specific case. Accordingly, the auditory impression can even be improved by selectively disabling the phase value smoothing functionality.

In a preferred embodiment, the smoothing controller is configured to evaluate, as the smoothened phase quantity, a difference between two smoothened phase values and to evaluate, as the corresponding input phase quantity, a difference between two input phase values corresponding to the two smoothened phase values. It has been found that in some cases, a difference between phase values, which are associated with different (upmixed) channels of a multi-channel audio signal, is a particularly meaningful quantity to decide whether the phase value smoothing functionality should be enabled or disabled.

In a preferred embodiment, the upmixer is configured to apply, for a given time portion, different temporally smoothened phase rotations, which are defined by different smoothened phase values, to obtain signals of the upmixed audio channels having an inter-channel phase difference if a smoothing function (or a phase value smoothing functionality) is enabled, and to apply temporally non-smoothened phase rotations, which are defined by different non-smoothened phase values, to obtain signals of different of the upmixed audio channels having an inter-channel phase difference if the smoothing function (or the phase value smoothing functionality) is disabled. In this case, the parameter determinator comprises a smoothing controller, which smoothing controller is configured to selectively enable or disable the phase value smoothing functionality if a difference between the smoothened phase values applied to obtain the signals of the different upmixed audio channels differs from a non-smoothened inter-channel phase difference value, which is received by the upmixer or derived from a received information by the upmixer, by more than a predetermined threshold value. It has been found that a selective deactivation of the phase value smoothing functionality is particularly useful in terms of improving the hearing impression if an inter-channel phase difference value is evaluated as the criterion for activating and deactivating the phase value smoothing functionality.

In a preferred embodiment, the parameter determinator is configured to adjust the filter time constant for determining a sequence of the smoothened phase values in dependence on a current difference between a smoothened phase value and a corresponding input phase value. By adjusting the filter time constant, it can be achieved that a sufficiently small settling

time is obtained for very large changes of the input phase value, while keeping the smoothing characteristics sufficiently good for lower and medium changes of the input phase value. This functionality brings along particular advantages, because a comparatively small (or, at most, medium-sized) change of the input phase value is often caused by a quantization granularity. In other words, a stepwise change of the input phase value, which is caused by a quantization granularity, may result in an efficient operation of the smoothing. In such a case, the smoothing functionality may be particularly advantageous, wherein a comparatively long filter time constant brings good results. In contrast, a very large change of the input phase value, which is significantly larger than a quantization step, typically corresponds to a desired large change of the phase value. In this case, a comparatively short filter time constant brings along good results. Accordingly, by adjusting the filter time constant in dependence on a current difference between a smoothened phase value and a corresponding input phase value, it can be reached that, intentional large changes of the input phase value result in fast changes of the smoothened phase values, while comparatively small changes of the input phase value, which take the size of a quantization step, result in a comparatively slow and smoothed transition of the smoothened phase value. Accordingly, a good hearing impression is reached both for intentional, large changes of the desired phase value and for small changes of the desired phase value (which, nevertheless, may cause a change of the input phase value by one quantization step).

In a preferred embodiment, the parameter determinator is configured to adjust a filter time constant for determining a sequence of smoothened phase values in dependence on differences between a smoothened inter-channel phase difference, which is defined by a difference between two smoothened phase values associated with different channels of the upmixed audio signal, and a non-smoothened inter-channel phase difference, which is defined by a non-smoothened inter-channel phase difference information. It has been found that the concept of selectively adjusting the filter time constant can be used with advantage in combination with a processing of the inter-channel phase differences.

In a preferred embodiment, the apparatus for upmixing is configured to selectively enable or disable a phase value smoothing functionality in dependence on an information extracted from an audio bit stream. It has been found that an improvement of the hearing impression may be obtained by providing the possibility to selectively enable or disable, under the control of an audio encoder, a phase value smoothing functionality in an audio decoder.

An embodiment according to the invention creates a method implementing the functionality of the above-discussed apparatus for upmixing a downmix audio signal into an upmixed audio signal. Said method is based on the same ideas as the above-discussed apparatus.

5

In addition, embodiments according to the invention create a computer program for performing said method.

Brief Description of the Figs.

10

Embodiments according to the invention will subsequently be described taking reference to the accompanying Figs., in which:

15

Fig. 1 shows a block schematic diagram of an apparatus for upmixing a downmix audio signal, according to an embodiment of the invention;

20

Figs. 2a and 2b show a block schematic diagram of an apparatus for upmixing a downmix audio signal, according to another embodiment of the invention;

25

Fig. 3 shows a schematic representation of overall phase differences OPD1, OPD2 and an inter-channel phase difference IPD;

Figs. 4a and 4b show graphical representations of phase relationships for a first case of the phase change limitation algorithm;

Figs. 5a and 5b show graphical representations of phase relationships for a second case of the phase change limitation algorithm;

30

Fig. 6 shows a flow chart of a method for upmixing a downmix audio signal into an upmixed audio signal, according to an embodiment of the invention; and

35

Fig. 7 shows a block schematic diagram representing a generic binaural cue coding scheme.

Detailed Description of the Embodiments

1. Embodiment according to Fig. 1

5

Fig. 1 shows a block schematic diagram of an apparatus 100 for upmixing a downmix audio signal, according to an embodiment of the invention. The apparatus 100 is configured to receive a downmix audio signal 110 describing one or more downmix audio channels and to provide an upmixed audio signal 120 describing a plurality of upmixed audio channels. The apparatus 100 comprises an upmixer 130 configured to apply temporally variable upmix parameters to upmix the downmix audio signal 110 in order to obtain the upmixed audio signal 120. The apparatus 100 also comprises a parameter determinator 140 configured to receive quantized upmix parameter input information 142. The parameter determinator 140 is configured to obtain one or more temporally smoothed upmix parameters 144 for usage by the upmixer 130 on the basis of the quantized upmix parameter input information 142.

10

The parameter determinator 140 is configured to combine a scaled version of a previous smoothed phase value with a scaled version of an input phase information 142a, which is included in the quantized upmix parameter input information 142, using a phase change limitation algorithm 146, to determine a current smoothed phase value 144a on the basis of the previous smoothed phase value and the input phase information. The current smoothed phase value 144a is included in the temporally variable, smoothed upmix parameters 144.

15

20

In the following, some details regarding the functionality of the apparatus 100 will be described. The downmix audio signal 110 is input into the upmixer 130, for example, in the form of a sequence of sets of complex values representing the downmix audio signal in the time-frequency domain (describing overlapping or non-overlapping frequency bands or frequency subbands at an update rate determined by the encoder not shown here). The upmixer 130 is configured to linearly combine multiple channels of the downmix audio signal 110 in dependence on the temporally variable, smoothed upmix parameters and/or to linearly combine a channel of the downmix audio signal 110 with an auxiliary signal (e.g. de-correlated signal) (wherein the auxiliary signal may be derived from the same audio channel of the downmix audio signal 110, from one or more other audio channels of the downmix audio signal 110, or from a combination of audio channels of the downmix audio signal 110). Thus, the temporally variable, smoothed upmix parameters 144 may be used by the upmixer 130 to decide upon the amplitude scaling and/or a phase rotation

25

30

35

(or time delay) used in a generation of the upmixed audio signal 120 (or a channel thereof) on the basis of the downmix audio signal 110.

5 The parameter determinator 140 is typically configured to provide temporally variable, smoothened upmix parameters 144 at an update rate, which is equal to (or, in some cases, higher than) the update rate of the side information described by the quantized upmix parameter input information 142. The parameter determinator 140 may be configured to avoid (or, at least, reduce) artifacts arising from a coarse (bit rate saving) quantization of the quantized upmix parameter input information 142. For this purpose, the parameter
10 determinator 140 may apply a smoothening of the phase information describing, for example, inter-channel phase differences. This smoothening of the input phase information 142a, which is included in the quantized upmix parameter input information 142, is performed using a phase change limitation algorithm 143, such that large and abrupt changes of the phase, which would result in audible artifacts, are avoided (or, at least,
15 limited to a tolerable degree).

The smoothening is preferably performed by combining a previous smoothened phase value with a value of the input phase information 142a, such that a current smoothened phase value is dependent both on the previous smoothened phase value and the current
20 value of the input phase information 142a. By doing so, a particularly smooth transition can be obtained using a simple structure of the smoothing algorithm. In other words, disadvantages of a finite-impulse-response smoothing can be avoided by providing an infinite-impulse-response type smoothening in which the previous smoothened phase value is considered.

25 Optionally, the parameter determinator 140 may comprise an additional interpolation functionality, which is advantageous if the quantized upmix parameter input information 142 is transmitted at comparatively long temporal intervals (for example, less than once per set of spectral values of the downmix audio signal 110).

30 To summarize, the apparatus 100 allows for the provision of temporally variable smoothened phase values 144a on the basis of the quantized upmix parameter input information 142, such that the temporally variable smoothened phase values 144a are well-suited for the derivation of the upmixed audio signal 120 from the downmix audio signal
35 110 using the upmixer 130.

Audible artifacts are reduced (or even eliminated) by providing the smoothened phase value 144a using the above-discussed concept, wherein a consideration of a previous

smoothened phase value is combined with a phase change limitation. Accordingly, a good hearing impression of the upmixed audio signal 120 is achieved.

2. Embodiment according to Fig. 2

2.1. Overview over the Embodiment of Fig. 2

Further details regarding the structure and operation of an apparatus for upmixing an audio signal will be described taking reference to Figs. 2a and 2b. Figs. 2a and 2b show a detailed block schematic diagram of an apparatus 200 for mixing a downmix audio signal, according to another embodiment of the invention.

The apparatus 200 can be considered as a decoder for generating a multi-channel (e.g. 5.1) audio signal on the basis of a downmix audio signal 210 and a side information SI. The apparatus 200 implements the functionalities, which have been described with respect to the apparatus 100.

The apparatus 200 may, for example, serve to decode a multi-channel audio signal encoded according to a so-called "Binaural Cue Coding", a so-called "Parametric Stereo" or a so-called "MPEG Surround". Naturally, the apparatus 200 may similarly be used to upmix multi-channel audio signals encoded according to other systems using spatial cues.

For simplicity, the apparatus 200 is described, which performs an upmix of a single channel downmix audio signal into a two-channel signal. However, the concept described here can easily be extended to cases in which the downmix audio signal comprises more than one channel, and also to cases in which the upmixed audio signal comprises more than two channels.

2.2. Input Signals and Input Timing of the Embodiment of Fig. 2

The apparatus 200 is configured to receive the downmix audio signal 210 and the side information 212. Further, the apparatus 200 is configured to provide an upmixed audio signal 214 comprising, for example, multiple channels.

The downmix audio signal 210 may, for example, be a sum signal generated by an encoder (e.g. by the BCC encoder 810 shown in Fig. 7). The downmix audio signal 210 may, for instance, be represented in a time-frequency domain, for example, in the form of a complex-valued frequency decomposition. For instance, audio contents of a plurality of

frequency subbands (which may be overlapping or non-overlapping) of the audio signal may be represented by corresponding complex values. For a given frequency band, the downmix audio signal may be represented by a sequence of complex values describing the audio content in the frequency subband under consideration for subsequent (overlapping or non-overlapping) time intervals. The subsequent complex values for subsequent time intervals may be obtained, for example, using a filterbank (e.g. QMF filterbank), a Fast Fourier Transform, or the like, in the apparatus 100 (which may be part of a multi-channel audio signal decoder), or in an additional device coupled to the apparatus 100. However, the representation of the downmix audio signal 210 described here is typically not identical to the representation of the downmix signal used for a transmission of the downmix audio signal from a multi-channel audio signal encoder to a multi-channel audio signal decoder or to the apparatus 100. Accordingly, the downmix audio signal 210 may be represented by a stream of sets or vectors of complex values.

In the following, it will be assumed that subsequent time intervals of the downmix audio signal 210 are designated with an integer-valued index k . It will also be assumed that the apparatus 200 receives one set or vector of complex values per interval k and per channel of the downmix audio signal 210. Thus, one sample (set or vector of complex values) is received for every audio sample update interval described by time index k .

In other words, audio samples ("AS") of the downmix audio signal 210 are received by the apparatus 210, such that a single audio sample AS is associated with each audio sample update interval k .

The apparatus 200 further receives a side information 212 describing the upmix parameters. For instance, the side information 212 may describe one or more of the following upmix parameters: Inter-channel level difference (ILD), inter-channel correlation (or coherence) (ICC), inter-channel time difference (ITD), inter-channel phase difference (IPD) or overall-phase difference (OPD). Typically, the side information 212 comprises the ILD parameters and at least one out of the parameters ICC, ITD, IPD, OPD. However, in order to save bandwidth, the side information 212 is, in some embodiments, only transmitted towards, or received by, the apparatus 200 once per multiple of the audio sample update intervals k of the downmix audio signal 210 (or the transmission of a single set of side information may be temporally spread over a plurality of audio sample update intervals k). Thus, in some cases, there is only one set of side information parameters for a plurality of audio sample update intervals k . However, in other cases, there may be one set of side information parameters for each audio sample update interval k .

Intervals at which the side information is updated are designed with the index n , wherein, for the sake of simplicity only, it will be assumed in the following that the subsequent time intervals of the downmix audio signal 210, which are designated with the integer-value index k , are identical to the time intervals at which the side information SI 212 is updated, such that the relationship $k=n$ holds. However, if an update of the side information SI 212 is performed only once per a plurality of subsequent time intervals k of the downmix audio signal 210, an interpolation may be performed, for example, between subsequent input phase information values α_n or subsequent smoothened phase values $\tilde{\alpha}_n$.

For example, side information may be transmitted to (or received by) the apparatus 200 at the audio sample update intervals $k=4$, $k=8$ and $k=16$. In contrast, no side information 212 may be transmitted to (or received by) the apparatus between said audio sample update intervals. Thus, the update intervals of the side information 212 may vary over time, as the encoder may, for example, decide to provide a side information update only when required (e.g. when the decoder recognizes that the side information is changed by more than a predetermined value). For example, the side information received by the apparatus 200 for the audio sample update interval $k=4$ may be associated with the audio sample update intervals $k=3, 4, 5$. Similarly, the side information received by the apparatus 200 for the audio sample update interval $k=8$ may be associated with the audio sample update intervals $k=6, 7, 8, 9, 10$, and so on. However, a different association is naturally possible and the update intervals for the side information may naturally also be larger or smaller than discussed.

2.3. Output Signals and Output Timing of the Embodiment of Fig. 2

However, the apparatus 200 serves to provide upmixed audio signals in a complex-valued frequency composition. For example, the apparatus 200 may be configured to provide the upmixed audio signals 214, such that the upmixed audio signals comprise the same audio sample update interval or audio signal update rate as the downmix audio signal 210. In other words, for each sample (or audio sample update interval k) of the downmix audio signal 210, a sample of the upmixed audio signal 214 is generated in some embodiments.

2.4. Upmix

In the following, it will be described in detail how an update of the upmix parameters, which are used for upmixing the downmix audio signal 210, can be obtained for each audio sample update interval k even though the decoder input side information 212 may be updated, in some embodiments, only at larger update intervals. In the following, the

processing for a single subband will be described, but the concept can naturally be extended to multiple subbands.

The apparatus 200 comprises, as a key component, an upmixer 230, which is configured to operate as a complex-valued linear combiner. The upmixer 230 is configured to receive a sample $x(t)$ or $x(k)$ of the downmix audio signal 210 (e.g. representing a certain frequency band) associated with the audio sample update interval k . The signal $x(t)$ or $x(k)$ is sometimes also designated as “dry signal”. In addition, the upmixer 230 is configured to receive samples $q(t)$ or $q(k)$ representing a de-correlated version of the downmix audio signal.

Further, the apparatus 200 comprises a de-correlator (e.g. a delayer or reverberator) 240, which is configured to receive samples $x(k)$ of the downmix audio signal and to provide, on the basis thereof, samples $q(k)$ of a de-correlated version of the downmix audio signal (represented by $x(k)$). The de-correlated version (samples $q(k)$) of the downmix audio signal (samples $x(k)$) may be designated as “wet signal”.

The upmixer 230 comprises, for example, a matrix-vector multiplier 232, which is configured to perform a real-valued (or, in some cases, complex-valued) linear combination of the “dry signal” (represented by $x(k)$) and the “wet signal” (represented by $q(k)$) to obtain a first upmixed channel signal (represented by samples $y_1(k)$) and a second upmixed channel signal (represented by samples $y_2(k)$). The matrix-vector multiplier 232 may, for example, be configured to perform the following matrix-vector multiplication to obtain the samples $y_1(k)$ and $y_2(k)$ of the upmixed channel signals:

$$\begin{bmatrix} y_1(k) \\ y_2(k) \end{bmatrix} = \mathbf{H}(k) \begin{bmatrix} x(k) \\ q(k) \end{bmatrix}$$

The matrix-vector multiplier 232, or the complex-valued linear combiner 230, may further comprise a phase adjuster 233, which is configured to adjust phases of the samples $y_1(k)$ and $y_2(k)$ representing the upmixed channel signals. For example, the phase adjuster 233 may be configured to obtain the phase-adjusted first upmixed channel signal, which is represented by samples $\tilde{y}_1(k)$ according to

$$\tilde{y}_1(k) = e^{j\alpha_1(k)} y_1(k),$$

and to obtain the phase adjusted second upmixed channel signal, which is represented by samples $\tilde{y}_2(k)$, according to

$$\tilde{y}_2(k) = e^{j\alpha_2(k)} y_2(k).$$

5 Accordingly, the upmixed audio signal 214, samples of which are designated with $\tilde{y}_1(k)$ and $\tilde{y}_2(k)$, is obtained on the basis of the dry signal and the wet signal, by the complex-valued linear combiner 230 using the temporally variable upmix parameters. The temporally variable smoothened phase values $\tilde{\alpha}_n$ are used to determine the phases (or
10 inter-channel phase differences) of the upmixed audio signals $\tilde{y}_1(k)$ and $\tilde{y}_2(k)$. For example, the phase adjuster 232 may be configured to apply the temporally variable smoothened phase values. However, alternatively, the temporally variable smoothened phase values may already be used by the matrix vector multiplier 232 (or even in the generation of the entries of the matrix **H**). In this case, the phase adjuster 233 may be
15 omitted entirely.

2.5 Update Of The Upmix Parameters

As can be seen from the above equations, it is desirable to update the upmix parameter
20 matrix **H**(k) and the upmix channel phase values $\alpha_1(k)$, $\alpha_2(k)$ for each audio sample update interval k. Updating the upmix parameter matrix for each audio sample update interval k brings the advantage that the upmix parameter matrix is always well-adapted to the actual acoustic environment. Updating the upmix parameter matrix for every audio sample update interval k also allows keeping step-wise changes of the upmix parameter matrix **H** (or of
25 the entries thereof) between subsequent audio sample intervals k small, as changes of the upmix parameter matrix are distributed over multiple audio sample update intervals, even if the side information 212 is updated only once per multiple of the audio sample update intervals k. Also, it is desirable to smoothen any changes of the upmix parameter matrix **H** which would arise from a quantization of the side information SI, 212. Similarly, it is
30 desirable to update the upmix channel phase values $\alpha_1(k)$ and $\alpha_2(k)$ sufficiently often, in order to avoid, at least during a continuous audio signal, step-wise changes of said upmix channel phase values. Also, it is desirable to temporally smoothen the upmix channel phase values, in order to reduce or avoid artifacts that could be caused by a quantization of the side information SI, 212.

35

The apparatus 200 comprises a side information processing unit 250, which is configured to provide the temporally variable upmix parameters 262, for instance, the entries $H_{ij}(k)$ of

the matrix $\mathbf{H}(k)$ and the upmix channel phase values $\alpha_1(k)$, $\alpha_2(k)$, on the basis of the side information 212. The side information processing unit 250 is, for example, configured to provide an updated set of upmix parameters for every audio sample update interval k , even if the side information 212 is updated only once per multiple audio sample update intervals k . However, in some embodiments the side information processing 250 may be configured to provide an updated set of temporally variable smoothing upmix parameter less often, for example only once per update of the side information SI, 212.

The side information processing unit 250 comprises an upmix parameter input information determinator 252, which is configured to receive the side information 212 and to derive, on the basis thereof, one or more upmix parameters (for example in the form of a sequence 254 of magnitude values of upmix parameters and a sequence 256 of phase values of upmix parameters), which may be considered as a upmix parameter input information (comprising, for example, an input magnitude information 254 and an input phase information 256). For example, the upmix parameter input information determinator 252 may combine a plurality of cues (e.g., ILD, ICC, ITD, IPD, OPD) to obtain the upmix parameter input information 254, 256, or may individually evaluate one or more of the cues. The upmix parameter input information determinator 252 is configured to describe the upmix parameters in the form of a sequence 254 of input magnitude values (also designated as input magnitude information) and a separate sequence 256 of input phase values (also designated as input phase information). The elements of the sequence 256 of input phase values may be considered as an input phase information α_n . The input magnitude values of the sequence 254 may, for example, represent an absolute value of a complex number, and the input phase values of the sequence 256 may, for example, represent an angle value (or phase value) of the complex number (measured, for example, with respect to a real-part-axis in a real-part-imaginary-part orthogonal coordinate system).

Thus, the upmix parameter input information determinator 252 may provide the sequence 254 of input magnitude values of upmix parameters and the sequence 256 of input phase values of upmix parameters. The upmix parameter input information determinator 252 may be configured to derive from one set of side information a complete set of upmix parameters (for example, a complete set of matrix elements of the matrix $\mathbf{H}$ and a complete set of phase values α_1 , α_2). There may be an association between a set of side information 212 and a set of input upmix parameters 254, 256. Accordingly, the upmix parameter input information determinator 252 may be configured to update the input upmix parameters of the sequences 254, 256 once per upmix parameter update interval, i.e., once per update of the set of side information.

The side information processing unit further comprises a parameter smoother (sometimes also designated briefly as “parameter determinator”) 260, which will be described in detail in the following. The parameter smoother 260 is configured to receive the sequence 254 of the (real-valued) input magnitude values of upmix parameters (or matrix elements) and the sequence 256 of (real-valued) input phase values of upmix parameters (or matrix elements), which may be considered as an input phase information α_n . Further, the parameter smoother is configured to provide a sequence of temporally variable smoothened upmix parameters 262 on the basis of a smoothing of the sequence 254 and the sequence 256.

10

The parameter smoother 260 comprises a magnitude-value smoother 270 and a phase value smoother 272.

15

The magnitude-value smoother is configured to receive the sequence 254 and provide, on the basis thereof, a sequence 274 of smoothened magnitude values of upmix parameters (or of matrix elements of a matrix $\tilde{\mathbf{H}}_n$). The magnitude value smoother 270 may, for example, be configured to perform a magnitude value smoothing, which will be discussed in detail below.

20

Similarly, the phase value smoother 272 may be configured to receive the sequence 256 and to provide, on the basis thereof, a sequence 276 of temporally variable smoothened phase values of upmix parameters (or of matrix values). The phase value smoother 272 may, for example, be configured to perform a smoothing algorithm, which will be described in detail below.

25

In some embodiments, the magnitude value smoother 270 and the phase value smoother are configured to perform the magnitude value smoothing and the phase value smoothing separately or independently. Thus, the magnitude values of the sequence 254 do not affect the phase value smoothing, and the phase values of the sequence 256 do not affect the magnitude value smoothing. However, it is assumed that the magnitude value smoother 270 and the phase value smoother 272 operate in a time-synchronized manner such that the sequences 274, 276 comprise corresponding pairs of smoothened magnitude values and smoothened phase values of upmix parameters.

30

Typically, the parameter smoother 260 acts separately on different upmix parameters or matrix elements. Thus, the parameter smoother 260 may receive one sequence 254 of magnitude values for each upmix parameter (out of a plurality of upmix parameters) or matrix element of the matrix $\mathbf{H}$. Similarly, the parameter smoother 260 may receive one

35

sequence 256 of input phase values α_n for phase adjustment of each upmixed audio channel.

2.6 Details Regarding The Parameter Smoothing

5 In the following, details regarding an embodiment of the present invention, which reduces phase processing artifacts caused by the quantization of IPDs/OPDs and/or the estimation of OPDs in a decoder, will be described. For simplicity, the following description restricts to an upmix from one to two channels only, without restricting the general case of an
10 upmix from m to n channels, where the same techniques could be applied.

The decoder's upmix procedure from, for example, one to two channels is carried out by a matrix multiplication of a vector consisting of the downmix signal x (also designated with x(k)), called the dry signal, and a decorrelated version of the downmix signal q (also
15 designated with q(k)), called the wet signal, with an upmix matrix **H**. The wet signal q has been generated by feeding the downmix signal x through a de-correlation filter 240. The upmix signal y is a vector containing the first and second channel (e.g., $y_1(k)$ and $y_2(k)$) of the output. All signals x, q, y may be available in a complex-valued frequency decomposition (e.g., time-frequency-domain representation).
20

This matrix operation is performed (for example, separately) for all subband samples of every frequency band (or at least for some subband samples of some frequency bands). For instance, the matrix operation may be performed in accordance with the following equation:
25

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix} = \mathbf{H} \begin{bmatrix} x \\ q \end{bmatrix}$$

The coefficients of the upmix matrix **H** are derived from the spatial cues, typically ILDs and ICCs, resulting in real-valued matrix elements that basically perform a mix of dry and
30 wet signals for each channel based on the ICCs, and adjust the output levels of both output channels as determined by the ILDs.

For the transmission of the spatial cues (e.g., ILD, ICC, ITD, IPD and/or OPD) it is desirable (or even necessary) to quantize some or all types of parameters in the encoder.
35 Especially for low bit rate scenarios, it is often desirable (or even necessary) to use a rather coarse quantization to reduce the amount of transmitted data. However, for certain types of signals, a coarse quantization may result in audible artifacts. To reduce these artifacts, a

smoothing operation may be applied to the elements of the upmix matrix $\mathbf{H}$ to smooth the transition between adjacent quantizer steps, which is causing the artifacts.

- 5 The smoothing is performed, for example, by a simple low-pass filtering of the matrix elements:

$$\tilde{\mathbf{H}}_n = \delta \mathbf{H}_n + (1 - \delta) \tilde{\mathbf{H}}_{n-1}$$

10

- This smoothing may, for example, be performed by the magnitude value smoother 270, wherein the current input magnitude information $\mathbf{H}_n$ (e.g. provided by the upmix parameter input information determinator 252 and designated with 254) may be combined with a
15 previous smoothed magnitude value (or magnitude matrix) $\tilde{\mathbf{H}}_{n-1}$, in order to obtain a current smoothed magnitude value (or magnitude matrix) $\tilde{\mathbf{H}}_n$.

- As smoothing may have a negative effect on signal portions, where the spatial parameters change rapidly, the smoothing may be controlled by additional side information
20 transmitted from the encoder.

- In the following, the application and determination of the phase values will be described in more detail. If IPDs and/or OPDs are used, an additional phase shift may be may be
25 applied to the output signals (for example, to the signals defined by the samples $y_1(k)$ and $y_2(k)$). The IPD describes the phase difference between the two channels (for example, the phase-adjusted first upmix channel signal defined by the samples $\tilde{y}_1(k)$ and the phase-adjusted second upmix channel signal defined by the samples $\tilde{y}_2(k)$) while on OPD describes a phase difference between one channel and the downmix.

30

- In the following, the definition of the IPDs and the OPDs will be briefly explained taking reference to Fig. 3, which shows a schematic representation of phase relationships between the downmix signal and a plurality of channel signals. Taking reference now to Fig. 3, a
35 phase of the downmix signal (or of a spectral coefficient $x(k)$ thereof) is represented by a first pointer 310. A phase of a phase-adjusted first upmixed channel signal (or of a spectral coefficient $\tilde{y}_1(k)$ thereof) is represented by a second pointer 320. A phase difference between the downmix signal (or a spectral value or coefficient thereof) and the phase-

adjusted first upmixed channel signal (or a spectral coefficient thereof) is designated with OPD1. A phase-adjusted second upmix channel signal (or a spectral coefficient $\tilde{y}_2(k)$ thereof) is represented by a third pointer 330. A phase difference between the downmix signal (or the spectral coefficient thereof) and the phase-adjusted second upmixed channel signal (or the spectral coefficient thereof) is designated with OPD2. A phase difference between the phase-adjusted first upmixed channel signal (or a spectral coefficient thereof) and the phase-adjusted second upmixed channel signal (or a spectral coefficient thereof) is designated with IPD.

10

To reconstruct the phase properties of the original signal (for example, to provide the phase-adjusted first upmixed channel signal and the phase-adjusted second upmixed channel signal with appropriate phases on the basis of the dry signal) the OPDs for both channels should be known. Often, the IPD is transmitted together with one OPD (the second OPD can then be calculated from these). To reduce the amount of transmitted data, it is also possible to only transmit IPDs and to estimate the OPDs in the decoder, using the phase information contained in the downmix signal together with the transmitted ILDs and IPDs. This processing may, for example, be performed by the upmix parameter input information determinator 252.

20

The phase reconstruction in the decoder (for example, in the apparatus 200) is performed by a complex rotation of the output subband signals (for example of the signals described by the spectral coefficient $y_1(k)$, $y_2(k)$) in accordance with the following equations:

25

$$\begin{aligned}\tilde{y}_1 &= e^{j\alpha_1} y_1 \\ \tilde{y}_2 &= e^{j\alpha_2} y_2\end{aligned}$$

In the above equations, the angles α_1 and α_2 are equal to the OPDs for the two channels (or, for example, the smoothened OPDs).

30

As described above, coarse quantization of parameters (for example ILD parameters and/or ICC parameters) can result in audible artifacts, which is also true for quantization of IPDs and OPDs. As the above described smoothing operation is applied to the elements of the upmix matrix $\mathbf{H}_n$, it only reduces artifacts caused by quantization of ILDs and ICCs, while those caused by quantization of phase parameters are not affected.

35

Furthermore, additional artifacts may be introduced by the above-described time-variant phase rotation, which is applied to each output channel. It has been found that, if the phase shift angles α_1 and α_2 fluctuate rapidly over time, the applied rotation angle may cause a short dropout or a change of the instantaneous signal frequency.

Both of these problems can be reduced significantly by applying a modified version of the above-described smoothing approach to the angles α_1 and α_2 . As in this case, the smoothing filter is applied to angles, which wrap around every 2π , it is preferable to modify the smoothing filter by a so-called unwrapping. Accordingly, a smoothened phase value $\tilde{\alpha}_n$ is computed according to the following algorithm, which typically provides for a limitation of a phase change:

$$\tilde{\alpha}_n = \begin{cases} (\delta(\alpha_n - 2\pi) + (1 - \delta)\tilde{\alpha}_{n-1}) \bmod 2\pi & \text{if } (\alpha_n - \tilde{\alpha}_{n-1}) > \pi \\ (\delta(\alpha_n + 2\pi) + (1 - \delta)\tilde{\alpha}_{n-1}) \bmod 2\pi & \text{if } (\alpha_n - \tilde{\alpha}_{n-1}) < -\pi \\ \delta\alpha_n + (1 - \delta)\tilde{\alpha}_{n-1} & \text{else} \end{cases}$$

In the following, the functionality of the above-described algorithm will be briefly discussed taking reference to Figs. 4a, 4b, 5a and 5b. Taking reference to the above equation or algorithm for the computation of the current smoothened phase value $\tilde{\alpha}_n$, it can be seen that the current smoothened phase value $\tilde{\alpha}_n$ is obtained by a weighted linear combination, without an additional summand, of the current input phase information α_n and the previous smoothened phase value $\tilde{\alpha}_{n-1}$, if a difference between the values α_n and $\tilde{\alpha}_{n-1}$ is smaller than or equal to π ("else" case of the above equation). Assuming that δ is a parameter between zero and one (excluding zero and one), which determines (or represents) a time constant of the smoothing process, the current smoothened phase value $\tilde{\alpha}_n$ will lie between the values of α_n and $\tilde{\alpha}_{n-1}$. For example, if $\delta = 0.5$, the value of $\tilde{\alpha}_n$ is the average (arithmetic mean) between α_n and $\tilde{\alpha}_{n-1}$.

However, if the difference between α_n and $\tilde{\alpha}_{n-1}$ is larger than π , the first case (line) of the above equation is fulfilled. In this case, the current smoothened phase value $\tilde{\alpha}_n$ is obtained by a linear combination of α_n and $\tilde{\alpha}_{n-1}$, taking into consideration a constant phase modification term $-2\pi\delta$. Accordingly, it is achieved that a difference between $\tilde{\alpha}_n$ and $\tilde{\alpha}_{n-1}$ is kept sufficiently small. An example of this situation is shown in Fig. 4a, wherein the phase $\tilde{\alpha}_{n-1}$ is illustrated by a first pointer 410, the phase α_n is illustrated by a second pointer 412 and the phase $\tilde{\alpha}_n$ is illustrated by a third pointer 414.

Fig. 4b illustrates the same situation for different values $\tilde{\alpha}_{n-1}$ and α_n . Again, the phase values $\tilde{\alpha}_{n-1}$, α_n and $\tilde{\alpha}_n$ are illustrated by pointers 450, 452, 454.

Again, it is achieved that the angle difference between $\tilde{\alpha}_n$ and $\tilde{\alpha}_{n-1}$ is kept sufficiently small. In both cases, the direction defined by the phase value $\tilde{\alpha}_n$ is the smaller one of two angle regions, wherein the first of the two angle regions would be covered by rotating the pointer 410, 450 towards the pointer 412, 452 in a mathematically positive (counter-clockwise) direction, and wherein the second angle region would be covered by rotating the pointer 412, 452 towards the pointers 410, 450 in the mathematically positive (counter-clockwise) direction.

However, if it is found that the difference between the phase values α_n and $\tilde{\alpha}_{n-1}$ is smaller than $-\pi$, the value of $\tilde{\alpha}_n$ is obtained using the second case (line) of the above equation. The phase value $\tilde{\alpha}_n$ is obtained by a linear combination of the phase values α_n and $\tilde{\alpha}_{n-1}$, with a constant phase adaptation term $2\pi\delta$. Examples of this case, in which $\alpha_n - \tilde{\alpha}_{n-1}$ is smaller than $-\pi$, are illustrated in Figs. 5a and 5b.

To summarize, the phase value smoother 272 may be configured to select different phase value calculation rules (which may be linear combination rules) in dependence on the difference between the values α_n and $\tilde{\alpha}_{n-1}$.

2.7 Optional Extensions of the Smoothing Concept

In the following, some optional extensions of the above-discussed phase value smoothing concept will be discussed. As for the other parameters (e.g., ILD, ICC, ITD) there may be signals, where a fast change of the rotation angles is necessary, for example, if the IPD of the original signal (for example a signal processed by an encoder) changes rapidly. For such signals, the smoothing, which is performed by the phase value smoother 272, would (in some cases) have a negative effect on the output quality and should not be applied in such cases. To avoid a possible bit rate overhead required for controlling the smoothing from the encoder for every signal processing band, an adaptive smoothing control (for example, implemented using a smoothing controller) can be used in the decoder (for example in the apparatus 200): the resulting IPD (i.e., the difference between the two smoothed angles, for example between the angles $\alpha_1(k)$ and $\alpha_2(k)$) is computed and is compared to the transmitted IPD (for example an inter-channel phase difference described by the input phase information α_n). If a difference is greater than a certain threshold, smoothing may be disabled and the unprocessed angles (for example the angles α_n described by the input phase information and provided by the upmix parameter input

information determinator) may be used (for example by the phase adjuster 233), and otherwise the low-pass filtered angle (e.g., the smoothened phase values $\tilde{\alpha}_n$ provided by the phase value smoother 272) may be applied to the output signal (for example by the phase adjuster 233).

5

In an (optional) advanced version, the algorithm, which is applied by the phase value smoother 272, could be extended using a variable filter time constant, which is modified based on the current difference between processed and unprocessed IPDs. For example, the value of the parameter δ (which determines the filter time constant) can be adjusted in dependence on a difference between the current smoothened phase value $\tilde{\alpha}_n$ and the current input phase value α_n , or in dependence on a difference between the previous smoothened phase value $\tilde{\alpha}_{n-1}$ and the current input phase value α_n .

10

In some embodiments, additionally a single bit can (optionally) be transmitted in the bit stream (which represents the downmix audio signal 210 and the side information 212) to completely enable or disable the smoothing from the encoder for all bands in case of certain critical signals, for which the adaptive smoothing control does not give optimal results.

15

20 3. Conclusion

To summarize the above, a general concept of adaptive phase processing for parametric multi-channel audio coding has been described. Embodiments according to the current invention supersede other techniques by reducing artifacts in the output signal caused by coarse quantization or rapid changes of phase parameters.

25

4. Method

An embodiment according to the invention comprises a method for upmixing a downmix audio signal describing one or more downmix audio channels into an upmixed audio signal describing a plurality of upmixed audio channels. Fig. 6 shows a flow chart of such a method, which is designated in its entirety with 700.

30

The method 700 comprises a step 710 of combining a scaled version of a previous smoothened phase value with a scaled version of a current phase input information using a phase change limitation algorithm, to determine a current smoothened phase value on the basis of the previous smoothened phase value and the input phase information.

35

The method 700 also comprises a step 720 of applying temporally variable upmix parameters to upmix a downmix audio signal in order to obtain an upmixed audio signal, wherein the temporally variable upmix parameter comprises temporally smoothened phase values.

Naturally, the method 700 can be supplemented by any of the features and functionalities, which are described herein with respect to the inventive apparatus.

5. Implementation Alternatives

Although some aspects have been described in the context of an apparatus, it is clear that these aspects also represent a description of the corresponding method, where a block or device corresponds to a method step or a feature of a method step. Analogously, aspects described in the context of a method step also represent a description of a corresponding block or item or feature of a corresponding apparatus. Some or all of the method steps may be executed by (or using) a hardware apparatus, like for example, a microprocessor, a programmable computer or an electronic circuit. In some embodiments, some one or more of the most important method steps may be executed by such an apparatus.

Depending on certain implementation requirements, embodiments of the invention can be implemented in hardware or in software. The implementation can be performed using a digital storage medium, for example a floppy disk, a DVD, a Blue-Ray, a CD, a ROM, a PROM, an EPROM, an EEPROM or a FLASH memory, having electronically readable control signals stored thereon, which cooperate (or are capable of cooperating) with a programmable computer system such that the respective method is performed. Therefore, the digital storage medium may be computer readable.

Some embodiments according to the invention comprise a data carrier having electronically readable control signals, which are capable of cooperating with a programmable computer system, such that one of the methods described herein is performed.

Generally, embodiments of the present invention can be implemented as a computer program product with a program code, the program code being operative for performing one of the methods when the computer program product runs on a computer. The program code may for example be stored on a machine readable carrier.

Other embodiments comprise the computer program for performing one of the methods described herein, stored on a machine readable carrier.

5 In other words, an embodiment of the inventive method is, therefore, a computer program having a program code for performing one of the methods described herein, when the computer program runs on a computer.

10 A further embodiment of the inventive methods is, therefore, a data carrier (or a digital storage medium, or a computer-readable medium) comprising, recorded thereon, the computer program for performing one of the methods described herein.

15 A further embodiment of the inventive method is, therefore, a data stream or a sequence of signals representing the computer program for performing one of the methods described herein. The data stream or the sequence of signals may for example be configured to be transferred via a data communication connection, for example via the Internet.

20 A further embodiment comprises a processing means, for example a computer, or a programmable logic device, configured to or adapted to perform one of the methods described herein.

A further embodiment comprises a computer having installed thereon the computer program for performing one of the methods described herein.

25 In some embodiments, a programmable logic device (for example a field programmable gate array) may be used to perform some or all of the functionalities of the methods described herein. In some embodiments, a field programmable gate array may cooperate with a microprocessor in order to perform one of the methods described herein. Generally, the methods are preferably performed by any hardware apparatus.

30 The above described embodiments are merely illustrative for the principles of the present invention. It is understood that modifications and variations of the arrangements and the details described herein will be apparent to others skilled in the art. It is the intent, therefore, to be limited only by the scope of the impending patent claims and not by the specific details presented by way of description and explanation of the embodiments
35 herein.

References

- 5 [1] C. Faller and F. Baumgarte, "Efficient representation of spatial audio using perceptual parameterization", IEEE WASPAA, Mohonk, NY, October 2001
- [2] F. Baumgarte and C. Faller, "Estimation of auditory spatial cues for binaural cue coding", ICASSP, Orlando, FL, May 2002
- 10 [3] C. Faller and F. Baumgarte, "Binaural cue coding: a novel and efficient representation of spatial audio," ICASSP, Orlando, FL, May 2002
- [4] C. Faller and F. Baumgarte, "Binaural cue coding applied to audio compression with flexible rendering", AES 113th Convention, Los Angeles, Preprint 5686, October 2002
- 15 [5] C. Faller and F. Baumgarte, "Binaural Cue Coding - Part II: Schemes and applications," IEEE Trans, on Speech and Audio Proc., vol. 11, no. 6, Nov. 2003
- 20 [6] J. Breebaart, S. van de Par, A. Kohlrausch, E. Schuijers, "High-Quality Parametric Spatial Audio Coding at Low Bitrates", AES 116th Convention, Berlin, Preprint 6072, May 2004
- 25 [7] E. Schuijers, J. Breebaart, H. Purnhagen, J. Engdegard, "Low Complexity Parametric Stereo Coding", AES 116th Convention, Berlin, Preprint 6073, May 2004
- [8] ISO/IEC JTC 1/SC 29/WG 11, 23003-1, MPEG Surround
- 30 [9] J. Blauert, Spatial Hearing: The Psychophysics of Human Sound Localization, The MIT Press, Cambridge, MA, revised edition 1997

Claims

1. An apparatus (100; 200) for upmixing a downmix audio signal (110;210) describing one or more downmix audio channels into an upmixed audio signal (120;214) describing a plurality of upmixed audio channels, the apparatus comprising:
 - an upmixer (130;230) configured to apply temporally variable upmix parameters (144; 262) to upmix the downmix audio signal, in order to obtain the upmixed audio signal, wherein the temporally variable upmix parameters comprise temporally variable smoothed phase values (144a; 270);
 - a parameter determinator (140; 250), wherein the parameter determinator is configured to obtain one or more temporally smoothed upmix parameters (α_n) for usage by the upmixer (130;230) on the basis of a quantized upmix parameter input information (142; 212),
 - wherein the parameter determinator (140;250) is configured to combine a scaled version $((1-\delta)\tilde{\alpha}_{n-1})$ of a previous smoothed phase value ($\tilde{\alpha}_{n-1}$) with a scaled version ($\delta\alpha_n$) of an input phase information (α_n) using a phase change limitation algorithm, to determine a current smoothed phase value ($\tilde{\alpha}_n$) on the basis of the previous smoothed phase value and the input phase information.
2. The apparatus (100;200) according to claim 1, wherein the parameter determinator (140;250) is configured to combine the scaled version $((1-\delta)\tilde{\alpha}_{n-1})$ of the previous smoothed phase value ($\tilde{\alpha}_{n-1}$) with the scaled version ($\delta\alpha_n$) of the input phase information (α_n), such that the current smoothed phase value ($\tilde{\alpha}_n$) is in a smaller angle region out a first angle region and a second angle region, wherein the first angle region extends, in a mathematically positive direction, from a first start direction defined by the previous smoothed phase value ($\tilde{\alpha}_{n-1}$) to a first end direction defined by the input phase information (α_n), and wherein the second angle region extends, in a mathematically positive direction, from a second start direction defined by the input phase information (α_n) to a second end direction defined by the previous smoothed phase value ($\tilde{\alpha}_{n-1}$).
3. The apparatus (100;200) according to claim 1 or claim 2, wherein the parameter determinator (140;250) is configured to select a combination rule out of a plurality of different combination rules in dependence on a difference ($\alpha_n - \tilde{\alpha}_{n-1}$) between the input phase information (α_n) and the previous smoothed phase value ($\tilde{\alpha}_{n-1}$), and to

determine the current smoothened phase value ($\tilde{\alpha}_n$) using the selected combination rule.

4. The apparatus (100;200) according to claim 3, wherein the parameter determinator (140;250) is configured to select a basic phase combination rule, if the difference between the input phase information (α_n) and the previous smoothened phase ($\tilde{\alpha}_{n-1}$) value is in a range between $-\pi$ and $+\pi$, and to select one or more different phase adaptation combination rules otherwise;

wherein the basic phase combination rule defines a linear combination, without a constant summand, of the scaled version ($\delta\alpha_n$) of the input phase information and the scaled version $((1-\delta)\tilde{\alpha}_{n-1})$ of the previous smoothened phase value; and

wherein the one or more phase adaptation combination rules define a linear combination, taking into account a constant phase adaptation summand ($+\pi$, $-\pi$), of the scaled version of the input phase information and the scaled version of the previous smoothened phase value.

5. The apparatus (100;200) according to one of claims 1 to 4, wherein the parameter determinator is configured to obtain a current smoothened phase value $\tilde{\alpha}_n$ according to the following equation:

$$\tilde{\alpha}_n = \begin{cases} (\delta(\alpha_n - 2\pi) + (1-\delta)\tilde{\alpha}_{n-1}) \bmod 2\pi & \text{if } (\alpha_n - \tilde{\alpha}_{n-1}) > \pi \\ (\delta(\alpha_n + 2\pi) + (1-\delta)\tilde{\alpha}_{n-1}) \bmod 2\pi & \text{if } (\alpha_n - \tilde{\alpha}_{n-1}) < -\pi \\ \delta\alpha_n + (1-\delta)\tilde{\alpha}_{n-1} & \text{else} \end{cases}$$

wherein

$\tilde{\alpha}_{n-1}$ designates the previous smoothened phase value;

α_n designates the input phase information;

“mod” designates a MODULO-operator; and

δ designates a smoothing parameter, a value of which is in an interval between zero and one, excluding the boundaries of the interval.

6. The (100;200) apparatus according to one of claims 1 to 5, wherein the parameter determinator (140;250) comprises a smoothing controller,
- 5 wherein the smoothing controller is configured to selectively disable a phase value smoothing functionality if a difference between a smoothed phase quantity ($\tilde{\alpha}_n$) and a corresponding input phase quantity (α_n) is larger than a predetermined threshold value.
7. The apparatus (100;200) according to claim 6, wherein the smoothing controller is configured to evaluate, as the smoothed phase quantity, a difference between two smoothed phase values (α_1, α_2), and to evaluate, as the corresponding input phase quantity, a difference between two input phase values (256) corresponding to the two smoothed phase values (α_1, α_2).
8. The apparatus (100;200) according to one of claims 1 to 7, wherein the upmixer (130;230) is configured to apply, for a given time portion, different temporally smoothed phase rotations (α_1, α_2), which are defined by different smoothed phase values (α_1, α_2), to obtain signals ($\tilde{y}_1(k), \tilde{y}_2(k)$) of different of the upmixed audio channels having an inter-channel phase difference, if a smoothing function is enabled, and to apply temporally non-smoothed phase rotations (256), which are defined by different non-smoothed phase values, to obtain signals of different of the upmixed audio channels having an inter-channel phase difference, if the smoothing function is disabled;
- 25 wherein the parameter determinator (140;250) comprises a smoothing controller; and
- 30 wherein the smoothing controller is configured to selectively disable a phase value smoothing function if a difference between the smoothed phase values (α_1, α_2) applied to obtain the signals ($\tilde{y}_1(k), \tilde{y}_2(k)$) of the different upmixed audio channels differs from a non-smoothed inter-channel phase difference value (212), which is received by the apparatus (100;200) or derived (252) from a received information (212) by the apparatus, by more than a predetermined threshold value.
9. The apparatus (100;200) according to one of claims 1 to 8, wherein the parameter determinator (140;250) is configured to adjust a filter time constant (δ) for determining a sequence (262) of smoothed phase values ($\tilde{\alpha}_n$) in dependence on a

current difference between a smoothed phase value ($\tilde{\alpha}_n$) and a corresponding input phase value (α_n).

- 5 10. The apparatus (100;200) according to one of claims 1 to 9, wherein the parameter determinator (140;250) is configured to adjust a filter time constant (δ) for determining a sequence (262) of smoothed phase values ($\tilde{\alpha}_n$) in dependence on a difference between a smoothed inter-channel phase difference which is defined by a difference between two smoothed phase values (α_1, α_2) associated with different channels of the upmixed audio signal, and a non-smoothed inter-channel phase difference, which is defined by a non-smoothed inter-channel phase difference information (212).
- 10
- 15 11. The apparatus (100;200) according to one of claims 1 to 10, wherein the apparatus for upmixing is configured to selectively enable and disable a phase value smoothing function in dependence on an information extracted from an audio bitstream.
- 20 12. A method (700) for upmixing a downmix audio signal describing one or more downmix audio channels into an upmixed audio signal describing a plurality of upmixed audio channels, the method comprising:
- 25 combining (710) a scaled version of a previous smoothed phase value with a scaled version of a current phase input information using a phase change limitation algorithm, to determine a current temporally smoothed phase value on the basis of the previous smoothed phase value and the input phase information; and
- 30 applying (720) temporally variable upmix parameters, to upmix a downmix audio signal in order to obtain an upmixed audio signal, wherein the temporally variable upmix parameters comprise temporally smoothed phase values.
13. A computer program for performing the method according to claim 12, when the computer program runs on a computer.

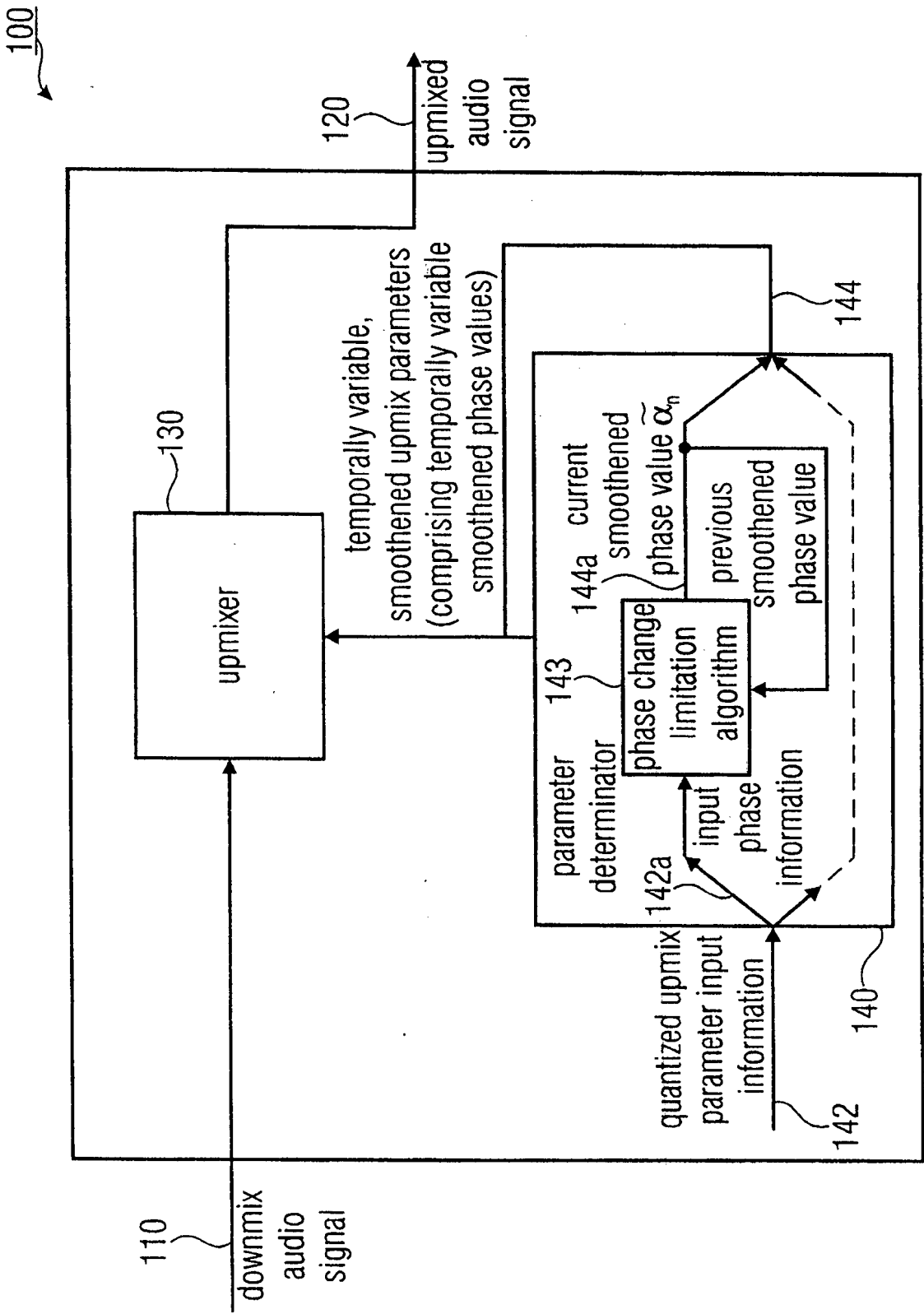
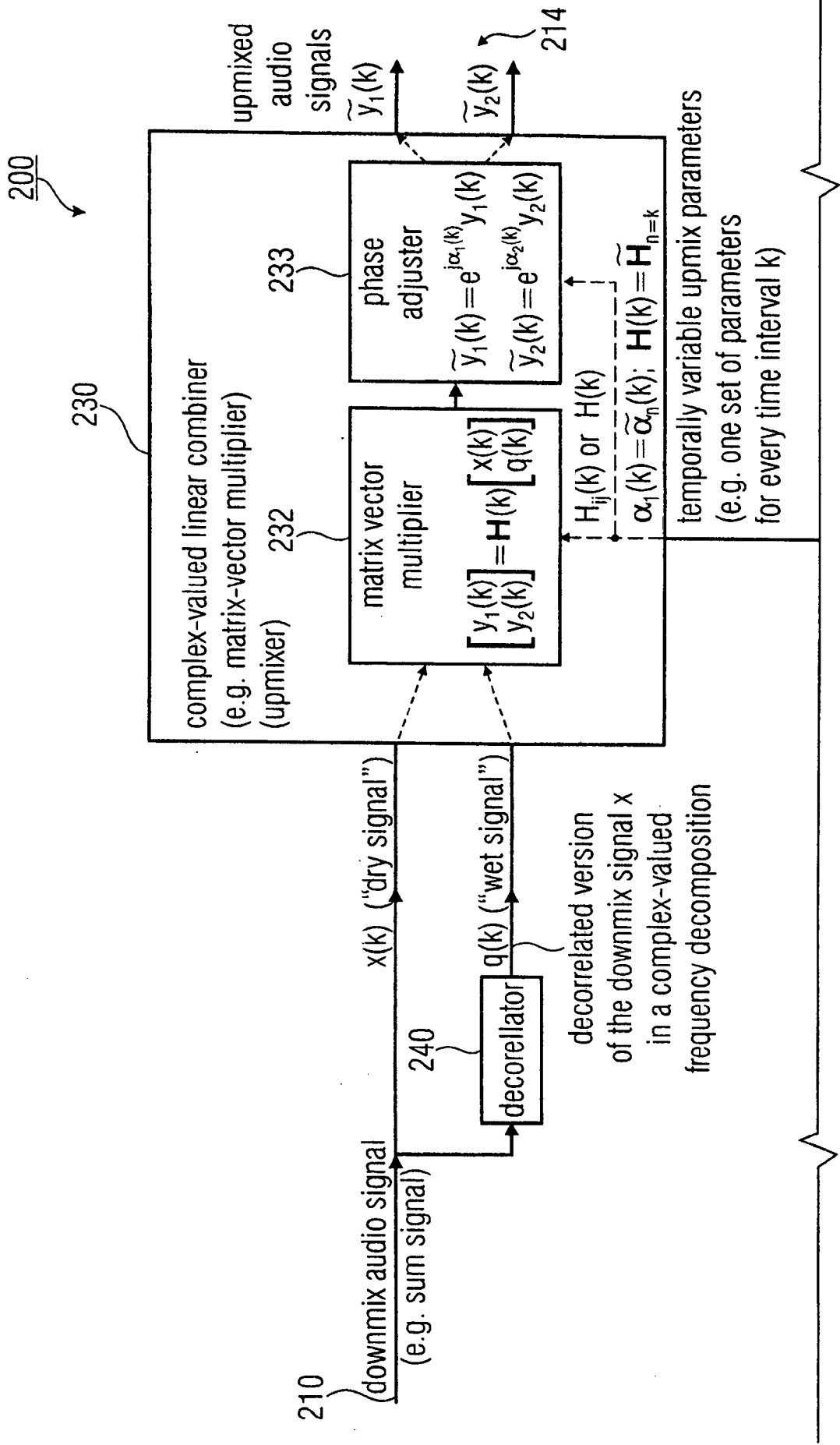


FIG 1

152



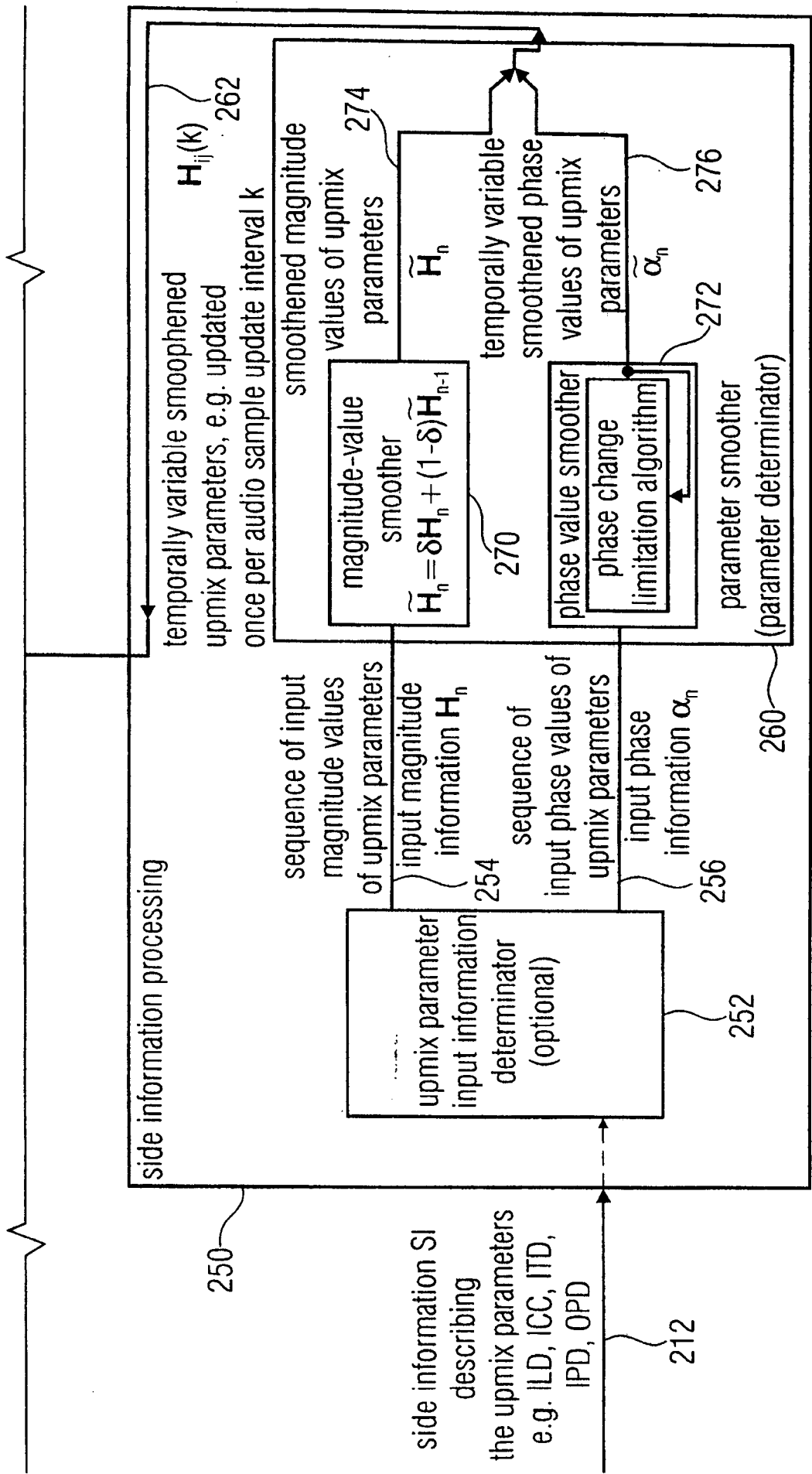


FIG 2A FIG 2B

FIG 2B

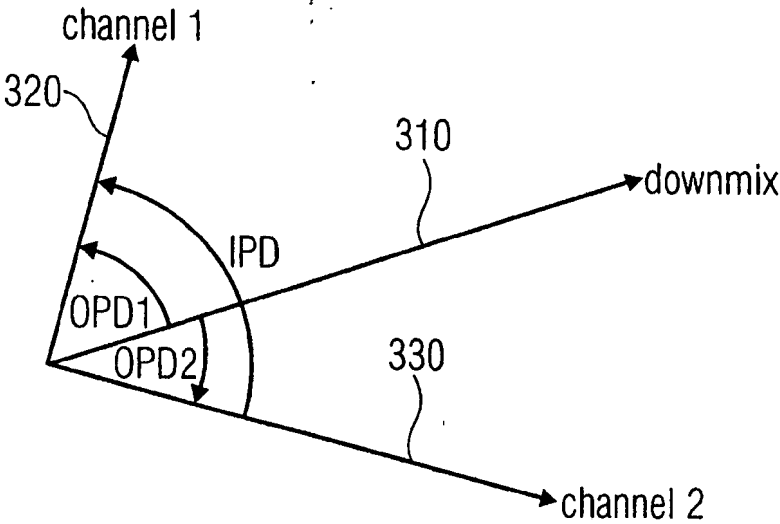
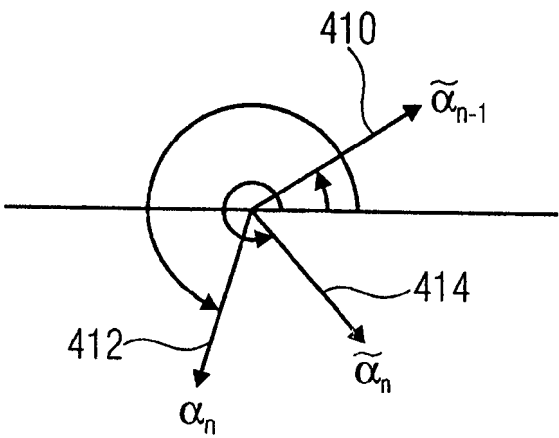


FIG 3

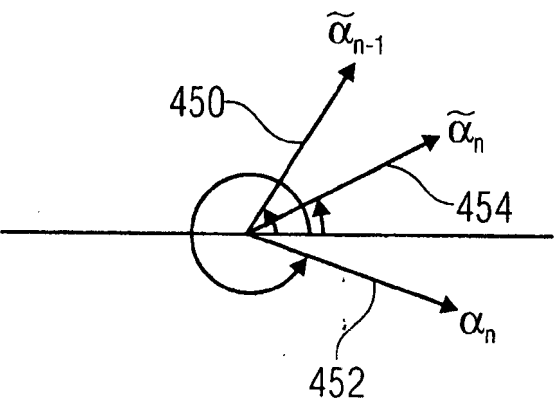
155



$\delta=0.5$
 $(\alpha_n - \tilde{\alpha}_{n-1}) > \pi$

$\delta\alpha_n + (1-\delta)\tilde{\alpha}_{n-1} < 2\delta\pi$
(modulo case)

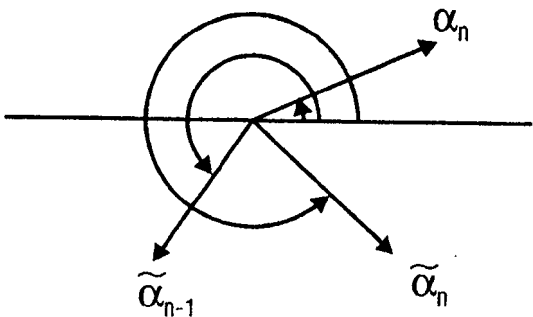
FIG 4A



$\delta=0.5$
 $(\alpha_n - \tilde{\alpha}_{n-1}) > \pi$

$\delta\alpha_n + (1-\delta)\tilde{\alpha}_{n-1} > 2\delta\pi$

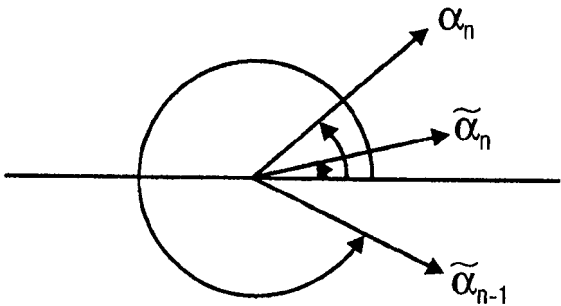
FIG 4B



$$(\alpha_n - \tilde{\alpha}_{n-1}) < -\pi$$

$$\delta\alpha_n + (1-\delta)\tilde{\alpha}_{n-1} < (1-\delta)2\pi$$

FIG 5A



$$(\alpha_n - \tilde{\alpha}_{n-1}) < -\pi$$

$$\delta\alpha_n + (1-\delta)\tilde{\alpha}_{n-1} > (1-\delta)2\pi$$

(modulo case)

FIG 5B

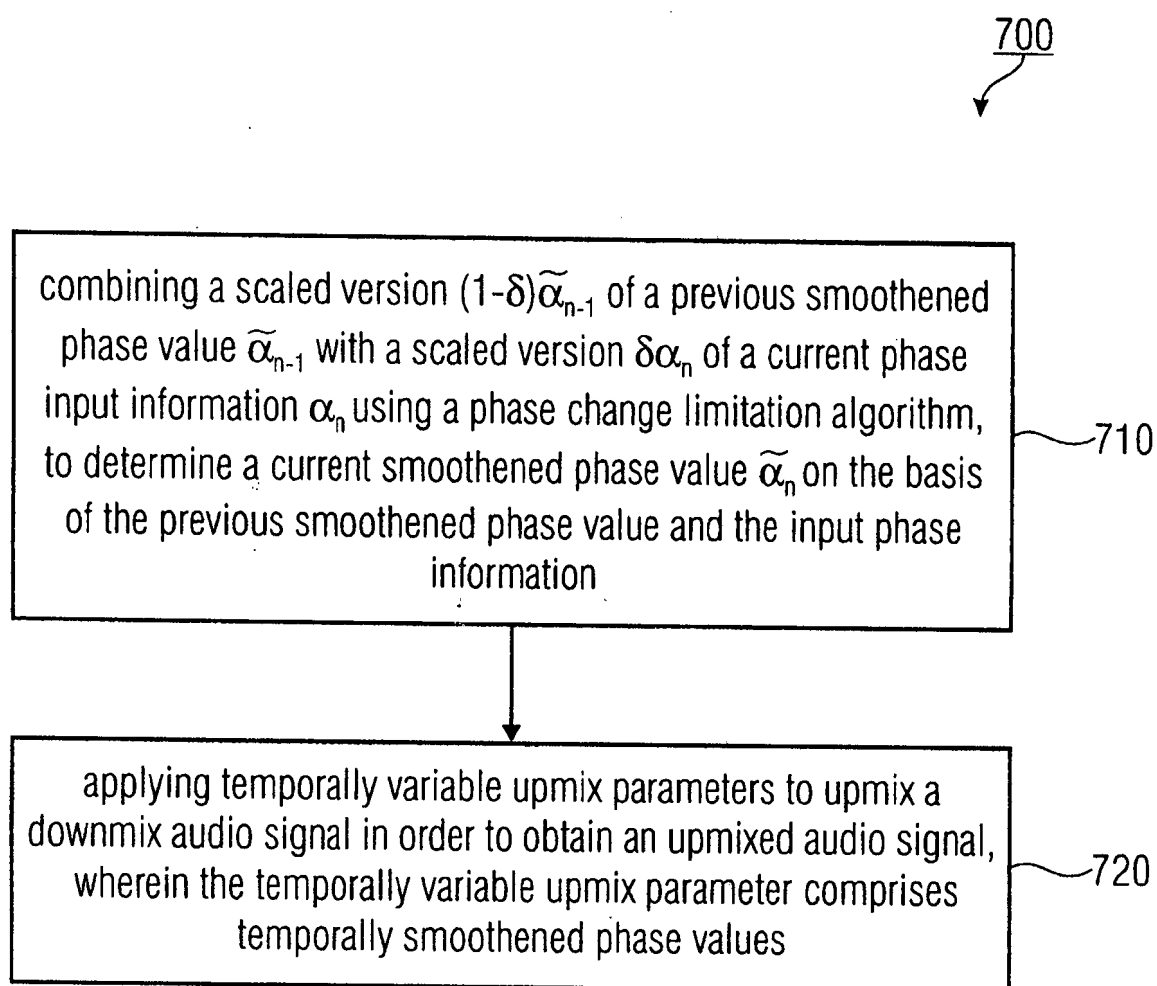


FIG 6

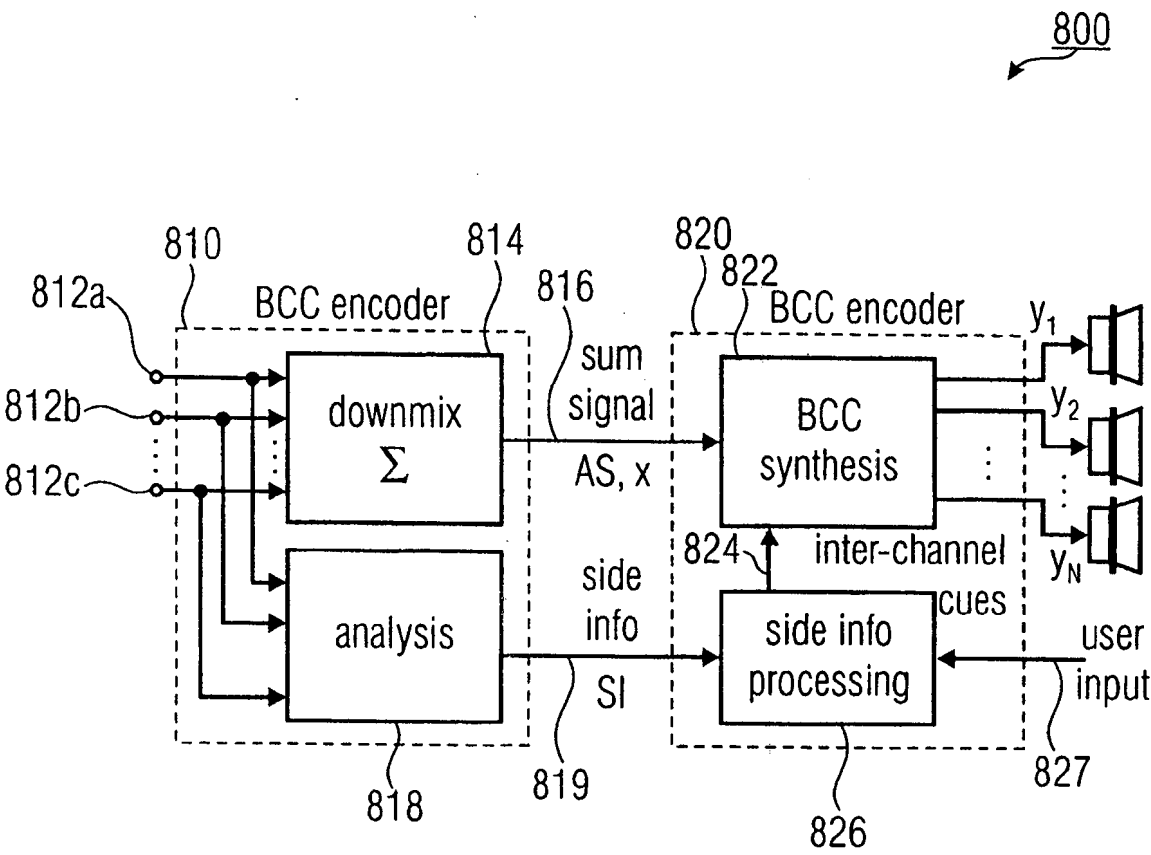


FIG 7

159

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No

PCT/EP2010/054448

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

INV. G10L19/00

ADD.

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)

G10L H04S

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

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

EPO-Internal

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
X	WERNER OOMEN ET AL: "MPEG4-Ext2: CE on Low Complexity parametric stereo" ITU STUDY GROUP 16 - VIDEO CODING EXPERTS GROUP -ISO/IEC MPEG & ITU-T VCEG(ISO/IEC JTC1/SC29/WG11 AND ITU-T SG16 Q6), XX, XX, no. M10366, 2 December 2003 (2003-12-02), XP030039221 page 17; figure 3 page 23, last paragraph - page 24, paragraph 1; figure 8 page 31 - page 32 ----- -/-	1,9-13



Further documents are listed in the continuation of Box C.



See patent family annex.

* Special categories of cited documents:

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

"T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention

"X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone

"Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art.

"&" document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search

22 July 2010

Date of mailing of the international search report

30/07/2010

Name and mailing address of the ISA/

European Patent Office, P.B. 5818 Patentlaan 2
NL - 2280 HV Rijswijk
Tel. (+31-70) 340-2040,
Fax: (+31-70) 340-3016

Authorized officer

Ramos Sánchez, U

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No
PCT/EP2010/054448

C(Continuation). DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT		
Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
X	WO 2005/086139 A1 (DOLBY LAB LICENSING CORP [US]; DAVIS MARK FRANKLIN [US]) 15 September 2005 (2005-09-15) page 21, lines 23-27; table 2 page 26, lines 14-17 page 38, lines 19-28 page 45, line 25 - page 46, line 32	1,12,13
X,P	EP 2 169 666 A1 (LG ELECTRONICS INC [KR]) 31 March 2010 (2010-03-31) page 9, lines 13-58; table 2	1,12,13
X,P	KIM JUNGHOE ET AL: "Enhanced Stereo Coding with Phase Parameters for MPEG Unified Speech and Audio Coding" AES CONVENTION 127; OCTOBER 2009, AES, 60 EAST 42ND STREET, ROOM 2520 NEW YORK 10165-2520, USA, 1 October 2009 (2009-10-01), XP040509156 page 4, right-hand column - page 5, right-hand column, paragraph 1	1-4,6-13

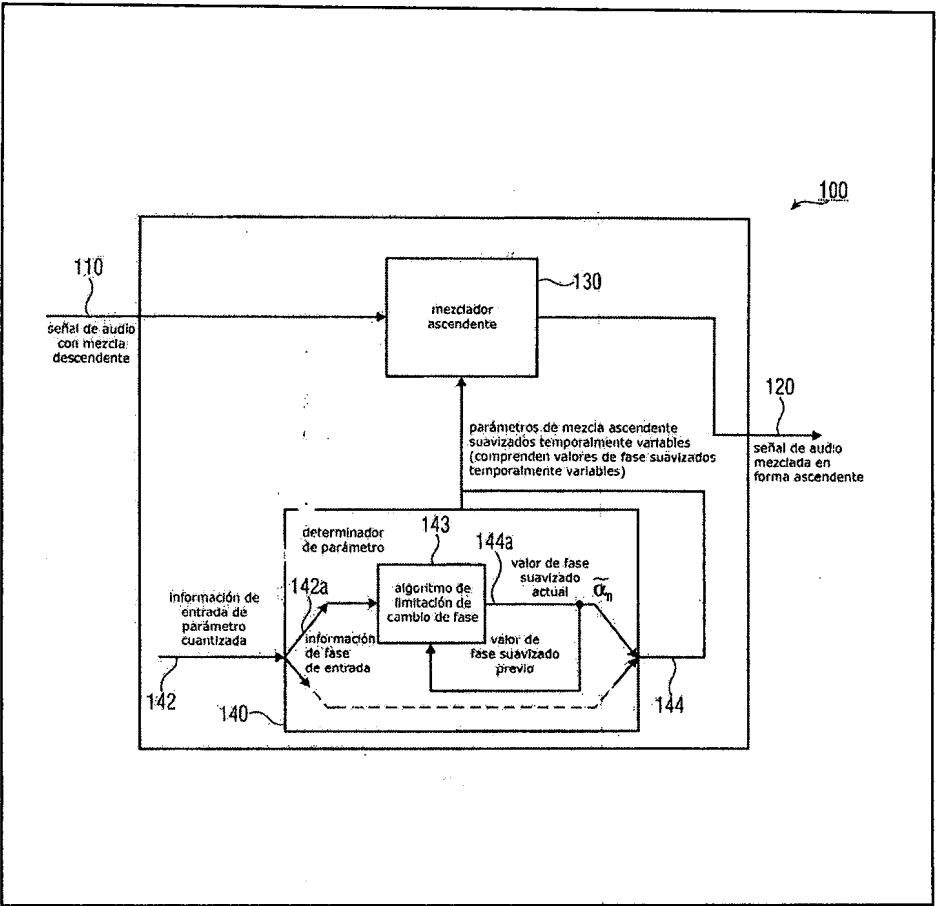
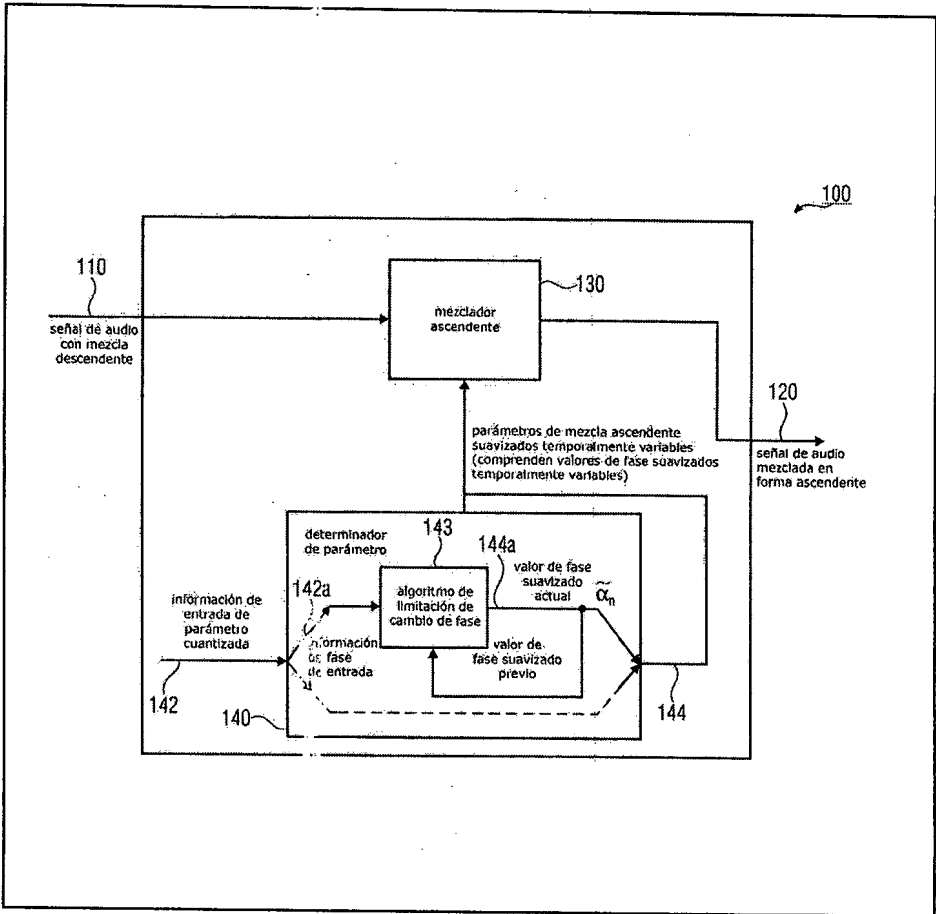
INTERNATIONAL SEARCH REPORT

Information on patent family members

International application No

PCT/EP2010/054448

Patent document cited in search report		Publication date	Patent family member(s)	Publication date
WO 2005086139	A1	15-09-2005	AT 390683 T	15-04-2008
			AT 430360 T	15-05-2009
			AU 2005219956 A1	15-09-2005
			AU 2009202483 A1	16-07-2009
			BR PI0508343 A	24-07-2007
			CA 2556575 A1	15-09-2005
			DE 602005005640 T2	14-05-2009
			EP 1721312 A1	15-11-2006
			EP 2065885 A1	03-06-2009
			ES 2324926 T3	19-08-2009
			HK 1119820 A1	04-09-2009
			JP 2007526522 T	13-09-2007
			KR 20060132682 A	21-12-2006
			SG 149871 A1	27-02-2009
			US 2008031463 A1	07-02-2008
EP 2169666	A1	31-03-2010	WO 2010036059 A2	01-04-2010
			US 2010079187 A1	01-04-2010





No. 11-065844- -00000-0000

Fecha: 2011-05-27 14:34:06 Dep. 2020 DIR.NUEVASCR
Tra. 11 PATENTEIYII Eve: 378 FASENACIONALI
Act. 411 PRESENTACION Folios: 163

PATENTE DE INVENCION ☐ MODEL

☐ Indicación que se solicita 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 (De ser el caso formato de descuento)

Completa ☐ Incompleta ☐

PATENTE DE INVENCION PCT ☒ MODELO DE UTILIDAD PCT ☐ Art.33 Decisión 486/00, Circular Única

☒ Indicación que se solicita una PCT

☒ Copia de la solicitud en español, tal como fue presentada inicialmente (capítulo descriptivo, reivindicatorio, resumen)

☒ Dibujos de ser estos pertinentes

☒ Comprobante de pago de las tasas establecidas (de ser el caso formato de descuento)

Completa ☒ Incompleta ☐

DISEÑO INDUSTRIAL ☐ (Art. 119 Decisión 486/00)

☐ Indicación que se solicita 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 ☐ (Art. 92 Decisión 486/00)

☐ Indicación que se solicita un esquema de trazado

☐ Datos de identificación del solicitante o de la persona que presenta la solicitud

☐ Representación gráfica de un esquema de trazado

☐ Comprobante de pago de las tasas establecidas

Completa ☐ Incompleta ☐