



(19)中華民國智慧財產局

(12)發明說明書公告本

(11)證書號數：TW I634546 B

(45)公告日：中華民國 107 (2018) 年 09 月 01 日

(21)申請案號：106146055

(22)申請日：中華民國 102 (2013) 年 05 月 03 日

(51)Int. Cl. : G10L19/00 (2013.01)

H04S3/00 (2006.01)

(30)優先權：2012/05/14 歐洲專利局

12305537.8

(71)申請人：瑞典商杜比國際公司(瑞典) DOLBY INTERNATIONAL AB (SE)

荷蘭

(72)發明人：克魯格 亞歷山德 KRUEGER, ALEXANDER (DE)；科登 斯凡 KORDON, SVEN (DE)；波漢 約翰馬可士 BOEHM, JOHANNES (DE)；貝克 約翰馬可士 BATKE, JOHANN-MARKUS (DE)

(74)代理人：林志剛

(56)參考文獻：

TW 200818700A

TW 201011737A

US 2011/0173009A1

WO 2012/085410A1

審查人員：黃衍勳

申請專利範圍項數：12 項 圖式數：3 共 50 頁

(54)名稱

高階保真立體音響訊號表象之壓縮方法和裝置以及解壓縮方法和裝置

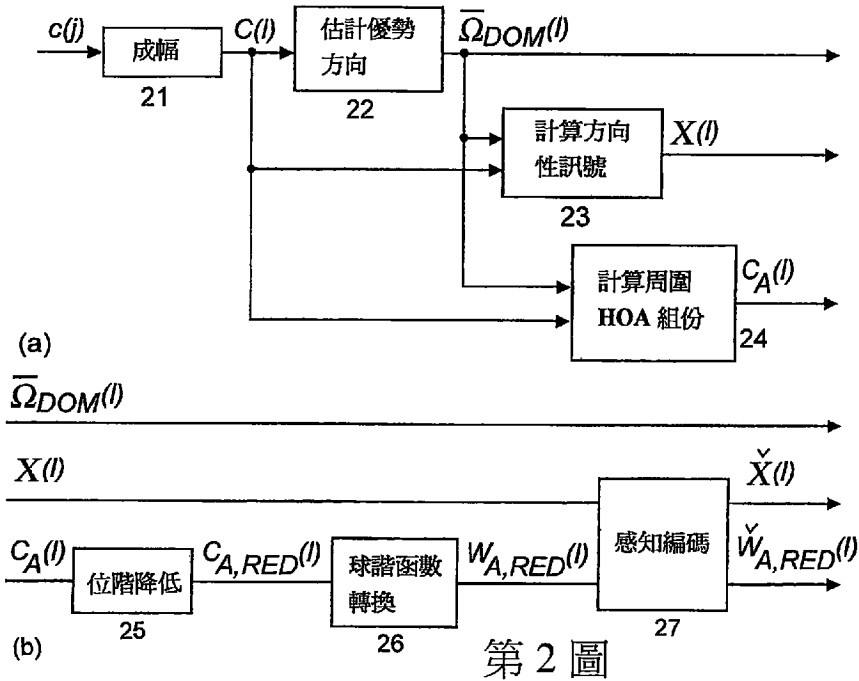
METHOD AND APPARATUS FOR COMPRESSING AND DECOMPRESSING A HIGHER ORDER AMBISONICS SIGNAL REPRESENTATION

(57)摘要

高階保真立體音響(HOA)表象在聲音焦點附近的完整聲場，與擴音器設置無關。高空間解析度需要高 HOA 係數。在本發明中，估計優勢聲音方向，把 HOA 訊號表象分解成時間域內之優勢方向性訊號，和相關方向資訊，以及 HOA 域內之周圍成分，接著藉降低其位階，以壓縮周圍成分。降階周圍成分轉換成空間域，並連同方向性訊號以感知方式編碼。在接收器側，編碼之方向性訊號和降階之編碼周圍成分，以感知方式解壓縮，經感知方式解壓縮之周圍訊號，轉換成降階之 HOA 域表象，接著是位階延伸。全部 HOA 表象是由方向性訊號，相對應方向資訊，和原階周圍 HOA 成分重組。

Higher Order Ambisonics (HOA) represents a complete sound field in the vicinity of a sweet spot, independent of loudspeaker set-up. The high spatial resolution requires a high number of HOA coefficients. In the invention, dominant sound directions are estimated and the HOA signal representation is decomposed into dominant directional signals in time domain and related direction information, and an ambient component in HOA domain, followed by compression of the ambient component by reducing its order. The reduced-order ambient component is transformed to the spatial domain, and is perceptually coded together with the directional signals. At receiver side, the encoded directional signals and the order-reduced encoded ambient component are perceptually decompressed, the perceptually decompressed ambient signals are transformed to an HOA domain representation of reduced order, followed by order extension. The total HOA representation is re-composed from the directional signals, the corresponding direction information, and the original-order ambient HOA component.

指定代表圖：



符號簡單說明：

21 . . . 成幅

22 . . . 估計優勢方向

23 . . . 計算方向性訊號

24 . . . 計算周圍 HOA 成分

發明專利說明書

(本說明書格式、順序，請勿任意更動)

【發明名稱】(中文/英文)

高階保真立體音響訊號表象之壓縮方法和裝置以及解
壓縮方法和裝置

Method and apparatus for compressing and decompressing a higher order
ambisonics signal representation

【技術領域】

[0001] 本發明係關於高階立體保真音響訊號表象之壓縮和解壓縮方法和裝置，其中方向性成分和周圍成分按不同方式處理。

【先前技術】

[0002] 高階保真立體音響(HOA)的優點是，捕集三維度空間內特殊位置附近之完整聲場，該位置稱為「聲音焦點」(sweet spot)。此等 HOA 表象無關特殊擴音器設置，與立體聲等以頻道為基礎的技術或環境顯然不同。但此項適用性是以解碼過程為代價，需在特別的擴音器設置上回放 HOA 表象。

[0003] HOA 係根據對所需聆聽者位置附近的諸多位置 x ，個別角波數 k 的空氣壓力複振幅來描述，使用截頭球諧(Spherical Harmonics, SH)函數展開，可假設無損通則為球形座標原點。此項表象之空間解析，因成長的展開

最大位階 N 而改進。惜展開係數值 O 隨位階 N 以二次方成長，即 $O = (N+1)^2$ 。例如使用位階 $N=4$ 之典型 HOA 表象，需 $O=25$ 係數。賦予所需抽樣率 f_s 和每樣本之位元數 N_b ，即可由 $O \cdot f_s \cdot N_b$ 決定 HOA 訊號表象傳輸之全部位元率，而位階 $N=4$ 的 HOA 訊號表象，以抽樣率 $f_s=48$ kHz，採用每樣本 $N_b=16$ 位元傳輸，得位元率 19.2 Mbits/s。因此，HOA 訊號表象亟需壓縮。

[0004] 綜觀現有空間聲訊壓縮措施，可參見歐洲專利申請案 EP 10306472.1，或 I. Elfitri, B. Günel, A.M. Kondozi 合撰〈基於利用合成法分析之多頻道聲訊寫碼〉，IEEE 學報第 99 卷第 4 期 657-670 頁，2011 年 4 月。

[0005] 下列技術與本發明較有關聯。

[0006] B-格式訊號，等於第一階之保真立體音響表象，可用方向性聲訊寫碼(DirAC)壓縮，載於 V. Pulkki 撰〈以方向性聲訊寫碼之空間聲音複製〉，音響工程學會會刊第 55 卷第 6 期 503-516 頁，2007 年。在為電傳會議應用所擬一版本中，B-格式訊號係寫碼於單一全向性訊號和旁側資訊，單一方向和每頻帶之擴散性參數之形式。然而，造成資料率劇降，代價是複製所得微小訊號品質。再者，DirAC 限於第一階保真立體音響表象之壓縮，遭受很低的空間解析。

[0007] 已知方法相當罕見以 $N>1$ 壓縮 HOA 表象。其中之一採用感知進步聲訊寫碼法(AAC)寫解碼器，進行

直接編碼個別 HOA 係數序列，參見 E. Hellerud, I. Burnett, A. Solvang, U. Peter Svensson 合撰〈以 AAC 編碼高階保真立體音響〉，第 124 次 AES 會議，阿姆斯特丹，2008 年。然而，具有如此措施之固有問題是，從未聽到訊號的感知寫碼。重建之回放訊號，通常是由 HOA 係數序列加權合計而得。這是解壓縮 HOA 表象描繪在特別擴音器設置時，有揭露感知寫碼雜訊高度或然之原因所在。以更技術性而言，感知寫碼雜訊表露之主要問題是，個別 HOA 係數序列間之高度交叉相關性。因為個別 HOA 係數序列內所寫碼雜訊訊號，通常彼此不相關，會發生感知寫碼雜訊之構成性重疊，同時，無雜訊 HOA 係數序列在重疊時取消。又一問題是，上述交叉相關性導致感知寫碼器效率降低。

[0008] 為把此等效應程度減到最小，EP 10306472.1 擬議把 HOA 表象在感知寫碼之前，轉換成空間域內之相等表象。空間域訊號相當於習知方向性訊號，也會相當於擴音器訊號，如果擴音器位在空間域轉換所假設之正確同樣方向。

[0009] 轉換成空間域，會減少個別空間域訊號間的交叉相關性。然而，交叉相關性並未完全消除。較高交叉相關性之例為方向性訊號，其方向落在空間域訊號涵蓋的相鄰方向之中間。

[0010] EP 10306472.1 和上述 Hellerud 等人論文之又一缺點是，感知寫碼訊號數為 $(N+1)^2$ ，其中 N 為 HOA 表

象位階。所以，被壓縮 HOA 表象之資料率，以保真立體音響位階呈二次方成長。

[0011] 本發明壓縮處理進行把 HOA 聲場表象，分解成方向性成分和周圍成分。尤其是為計算方向性聲場成分，下述為新的處理方式，以估計若干優勢聲音方向。

[0012] 關於現行根據保真立體音響之方向估計方法，上述 Pulkki 論文提到與 DirAC 寫碼有關之方法，可根據 B-格式聲場表象，以估計方向。方向是由針對聲場能量流動方向之平均強度向量而得。基於 B-格式之變通方法，見 D. Levin, S. Gannot, E.A.P. Habets 撰〈在雜訊存在下使用音響向量估計到達方向〉，IEEE 之 ICASSP 議事錄第 105-108 頁，2011 年。方向估計是藉搜尋朝該方向的光束先前輸出訊號提供最大功率之方向，反覆進行。

[0013] 然而，二種措施均拘束於 B-格式供方向估計，遭遇較低空間解析。另一缺點是估計只限單一優勢方向。

[0014] HOA 表象提供改進空間解析，因而得以改進估計若干優勢方向。目前根據 HOA 聲場表象進行估計若干方向之方法很少。根據壓縮性感測之措施參見 N. Epain, C. Jin, A. van Schaik 撰〈壓縮性抽樣在空間聲場分析和合成之應用〉，音響工程學會第 127 次會議，紐約，2009 年，以及 A. Wabnitz, N. Epain, A. van Schaik, C Jin 撰〈使用被壓縮感測的空間聲場之時間域重建〉，IEEE 之 ICASSP 議事錄第 465-468 頁，2011 年。主要構想在於

假設聲場係空間稀疏，即只包含少量方向性訊號。在球體上部署多數測試方向後，採用最適化演算法，以便找出盡量少測試方向，連同相對應方向性訊號，如像所賦予 HOA 表象所載。此方法提供一種比所賦予 HOA 表象實際具備更進步之空間解析，因其可迴避所賦予 HOA 表象有限位階造成的空間分散。惟演算法性能，甚視是否滿足稀疏性假設而定。尤其是若聲場含有任何少量額外周圍成分，或若 HOA 表象受到由多頻道記錄計算會發生之雜訊影響時，措施即告失敗。

[0015] 又一相當直覺的方法是，把所賦予 HOA 表象轉換成空間域，正如 B. Rafaely 在〈聲場利用球形褶合在球體上之平面波分解〉所述，美國音響學會會刊第 4 卷第 116 期，2149-2157 頁，2004 年 10 月，再搜尋「方向性功率」最大值。此措施之缺點是，周圍成分存在導致方向性功率分佈模糊，且方向性功率最大值與無任何周圍成分存在相較，會移位。

【發明內容】

[0016] 本發明要解決的問題是，提供 HOA 訊號的壓縮，仍然保持 HOA 訊號表象之高度空間解析。此問題是利用申請專利範圍第 1 和 2 項揭示之方法解決。利用此等方法之裝置載於申請專利範圍第 3 和 4 項。

[0017] 本發明標的為聲場高階保真立體音響 HOA 表象之壓縮。在本案中，HOA 指高階保真立體音響表象，

以及相對應編碼或表示之聲訊訊號。估計優勢之聲音方向，把 HOA 訊號表象分解成時間域內之許多優勢方向性訊號，和相關方向資訊，以及 HOA 域內之周圍成分，接著降低其位階，以壓縮周圍成分。分解後，降階之周圍 HOA 成分轉換成空間域，連同方向性訊號，以感知方式寫碼。在接收器或解碼器側，編碼之方向性訊號和降階編碼之周圍成分，以感知方式解碼。經感知方式解碼之周圍訊號，轉換至降階之 HOA 域表象，接著是位階延伸。由方向性訊號和相應方向資訊，以及原階周圍 HOA 成分，重組全部 HOA 表象。

[0018] 有利的是，周圍聲場成分可利用比原階為低的 HOA 表象，以充分準確性表示，而獲取周圍方向性訊號，確在壓縮和壓縮之後，仍然達成高度空間解析。

[0019] 原則上，本發明方法適於壓縮高階保真立體音響 HOA 訊號表象，該方法包含步驟為：

估計優勢方向，其中該優勢方向估計視能量優勢的 HOA 成分之方向性功率分佈而定；

把 HOA 訊號表象分解或解碼成時間域內之許多優勢方向性訊號，和相關方向資訊，以及 HOA 域內之剩餘周圍成分，其中該剩餘周圍成分代表該 HOA 訊號表象和該優勢方向性訊號表象間之差異；

相較於原階，降低位階，以壓縮該剩餘周圍成分；

把降階之該剩餘周圍 HOA 成分，轉換到空間域；

以感知方式編碼該優勢方向性訊號和該轉換過之剩餘

周圍 HOA 成分。

[0020] 原則上，本發明方法適於解壓縮利用下列步驟壓縮之高階保真立體音響 HOA 訊號表象：

估計優勢方向，其中該優勢方向估計視能量優勢的 HOA 成分之方向性功率分佈而定；

把 HOA 訊號表象分解或解碼成時間域內之許多優勢方向性訊號，和相關方向資訊，以及 HOA 域內之剩餘周圍成分，其中該剩餘周圍成分代表該 HOA 訊號表象和該優勢方向性訊號表象間之差異；

相較於原階，降低位階，以壓縮該剩餘周圍成分；

把降階之該剩餘周圍 HOA 成分，轉換到空間域；

以感知方式編碼該優勢方向性訊號和該轉換過之剩餘周圍 HOA 成分；

該方法包含步驟為：

以感知方式解碼該以感知方式編碼之優勢方向性訊號，和該以感知方式編碼之轉換過剩餘周圍 HOA 成分；

逆轉換該以感知方式解碼之轉換過剩餘周圍 HOA 成分，以獲得 HOA 域表象；

進行該逆轉換過剩餘周圍 HOA 成分位階延伸，以建立原階周圍 HOA 成分；

組成該以感知方式解碼之優勢方向性訊號，該方向資訊和該原階延伸的周圍 HOA 成分，以獲得 HOA 訊號表象。

[0021] 原則上，本發明裝置適於壓縮高階保真立體

音響 HOA 訊號表象，該裝置包含：

適於估計優勢方向之機構，其中該優勢方向估計視能量優勢的 HOA 成分之方向性功率分佈而定；

適於分解或解碼之機構，把 HOA 訊號表象分解或解碼成時間域內之許多優勢方向性訊號，和相關方向資訊，以及 HOA 域內之剩餘周圍成分，其中該剩餘周圍成分代表該 HOA 訊號表象和該優勢方向性訊號表象間之差異；

適於壓縮該剩餘周圍成分之機構，相較於其原階，降低其位階；

適於把降階之該剩餘周圍 HOA 成分轉換至空間域之機構；

適於以感知方式編碼該優勢方向性訊號和該轉換過剩餘周圍 HOA 成分之機構。

[0022] 原則上，本發明裝置適於解壓縮利用下列步驟壓縮之高階保真立體音響 HOA 訊號表象：

估計優勢方向，其中該優勢方向估計視能量優勢的 HOA 成分之方向性功率分佈而定；

把 HOA 訊號表象分解或解碼成時間域內之許多優勢方向性訊號，和相關方向資訊，以及 HOA 域內之剩餘周圍成分，其中該剩餘周圍成分代表該 HOA 訊號表象和該優勢方向性訊號表象間之差異；

相較於原階，降低位階，以壓縮該剩餘周圍成分；

把降階之該剩餘周圍 HOA 成分，轉換到空間域；

以感知方式編碼該優勢方向性訊號和該轉換過之剩餘

周圍 HOA 成分；

該裝置包含：

適於以感知方式解碼該以感知方式編碼之優勢方向性訊號，和該以感知方式編碼之轉換過剩餘周圍 HOA 成分之機構；

適於逆轉換該以感知方式解碼之轉換過剩餘周圍 HOA 成分之機構，以獲得 HOA 域表象；

適於進行該逆轉換過剩餘周圍 HOA 成分位階延伸之機構，以建立原階周圍 HOA 成分；

適於組成該以感知方式解碼之優勢方向性訊號，該方向資訊和該原階延伸的周圍 HOA 成分之機構，以獲得 HOA 訊號表象。

[0023] 本發明優良之另外具體例，列在各申請專利範圍附屬項。

【圖式簡單說明】

[0024]

第 1 圖為不同保真立體音響位階 N 和角度 $\theta \in [0, \pi]$ 之常態化分散函數 $v_N(\theta)$ ；

第 2 圖為本發明壓縮處理之方塊圖；

第 3 圖為本發明解壓縮處理之方塊圖。

【實施方式】

[0025] 保真立體音響訊號使用球諧函數 (Spherical

Harmonics，簡稱 SH)展開，描述無源面積內之聲場。此項描述之適用性歸因於物理性能，即聲壓之時間和空間行為，基本上由波方程決定。

[0026]

波方程和球諧函數展開

[0027] 為詳述保真立體音響，以下假設球座標系統，其空中點 $\mathbf{x} = (\gamma, \theta, \phi)^T$ 係以半徑 $\gamma > 0$ （即與座標點之距離）、從極軸 z 測量之傾角 $\theta \in [0, \pi]$ ，以及在 $x = y$ 平面內從 x 軸測量之方位角 $\phi \in [0, 2\pi]$ 表示。在此球座標系統中，所連接無源面積內聲壓 $p(t, \mathbf{x})$ 之波方程（其中 t 指時間），係由 Earl G. Williams 著教科書《傅里葉聲學》賦予，列於應用算術科學第 93 卷，學術出版社，1999 年：

$$\frac{1}{r^2} \left[\frac{\partial}{\partial r} \left(r^2 \frac{\partial p(t, \mathbf{x})}{\partial r} \right) + \frac{1}{\sin \theta} \frac{\partial}{\partial \theta} \left(\sin \theta \frac{\partial p(t, \mathbf{x})}{\partial \theta} \right) + \frac{1}{\sin^2 \theta} \frac{\partial^2 p(t, \mathbf{x})}{\partial \phi^2} \right] - \frac{1}{c_s^2} \frac{\partial^2 p(t, \mathbf{x})}{\partial t^2} = 0 \quad (1)$$

其中 c_s 指聲速。因此，聲速關於時間之傅里葉(Fourier)變換式為：

$$P(\omega, \mathbf{x}) := \mathcal{F}_t \{p(t, \mathbf{x})\} \quad (2)$$

$$:= \int_{-\infty}^{\infty} p(t, \mathbf{x}) e^{-i\omega t} dt \quad (3)$$

其中 i 指虛單位，及按照 Williams 教科書展開成 SH 系列：

$$P(kc_s, (r, \theta, \phi)^T) = \sum_{n=0}^{\infty} \sum_{m=-n}^n p_n^m(kr) Y_n^m(\theta, \phi) \quad (4)$$

須知此項展開對所連接無源面積（相當於系列會聚區域）內所有點 $\mathbf{x}$ 均有效。

[0028] 在式(4)內， k 指由下式(5)界定之角波數：

$$k := \frac{\omega}{c_s} \quad (5)$$

而 $p_n^m(kr)$ 指 SH 展開係數，只視乘積 kr 而定。

[0029] 又， $P_n^m(\cos\theta)$ 係 n 階和 m 度之 SH 函數：

$$Y_n^m(\theta, \phi) := \sqrt{\frac{(2n+1)(n-m)!}{4\pi(n+m)!}} P_n^m(\cos\theta) e^{im\phi} \quad (6)$$

其中指相關勒讓德 (Legendre) 函數，而 $(\cdot)!$ 表示階乘 (factorial)。

[0030] 非負度指數 m 之相關勒讓德函數，係藉勒讓德多項式 $P_n(x)$ 界定：

$$P_n^m(x) := (-1)^m (1-x^2)^{\frac{m}{2}} \frac{d^m}{dx^m} P_n(x) \text{ 對 } \geq 0 \quad (7)$$

對於負度指數，即 $m < 0$ ，相關勒讓德函數界定：

$$P_n^m(x) := (-1)^m \frac{(n+m)!}{(n-m)!} P_n^{-m}(x) \text{ 對 } < 0 \quad (8)$$

勒讓德多項式 $P_n(x)$ ($n \geq 0$) 從而可用羅德立格 (Rodrigue) 式加以界定：

$$P_n(x) = \frac{1}{2^n n!} \frac{d^n}{dx^n} (x^2 - 1)^n \quad (9)$$

[0031] 在先前技術中，例如 M. Poletti 撰〈保真立體音響使用實和複球諧函數總一說明〉（奧地利葛拉茲 2009 年保真立體音響研討會議事錄，2009 年 6 月 25~27 日）內，也有關於 SH 函數之定義，對於負度指數 m 言，與式(6)偏差因數 $(-1)^m$ 。

[0032] 另外，聲壓關係時間的傅里葉變換式，可用實 SH 函數 $S_n^m(\theta, \phi)$ 表達：

$$P(kc_s, (r, \theta, \phi)^T) = \sum_{n=0}^{\infty} \sum_{m=-n}^n q_n^m(kr) S_n^m(\theta, \phi) \quad (10)$$

[0033] 文獻上對實 SH 函數有各種定義（參見例如上述 Poletti 論文）。在此文件前後應用之一可能定義列如

下：

$$S_n^m(\theta, \phi) := \begin{cases} \frac{(-1)^m}{\sqrt{2}} [Y_n^m(\theta, \phi) + Y_n^{m*}(\theta, \phi)] & \text{對 } > 0 \\ Y_n^m(\theta, \phi) & \text{對 } = 0 \\ \frac{(-1)}{i\sqrt{2}} [Y_n^m(\theta, \phi) - Y_n^{m*}(\theta, \phi)] & \text{對 } < 0 \end{cases} \quad (11)$$

其中 (*) 指復共軛。另外表達方式是，把式(6)代入式(11)內而得：

$$S_n^m(\theta, \phi) = \sqrt{\frac{(2n+1)(n-m)!}{4\pi(n+m)!}} P_n^m(\cos\theta) \text{trg}_m(\phi) \quad (12)$$

$$\text{其中 } \text{trg}_m(\phi) := \begin{cases} (-1)^m \sqrt{2} \cos(m\phi) & \text{對 } > 0 \\ 1 & \text{對 } = 0 \\ -\sqrt{2} \sin(m\phi) & \text{對 } < 0 \end{cases} \quad (13)$$

雖然實 SH 函數按照定義為實值，但一般對相對應展開係數 $q_n^m(kr)$ 則不然。

[0034] 複 SH 函數與實 SH 函數關係如下：

$$Y_n^m(\theta, \phi) = \begin{cases} \frac{q_n^m(kr)}{\sqrt{2}} [S_n^m(\theta, \phi) + iS_n^{-m}(\theta, \phi)] & \text{對 } > 0 \\ S_n^0(\theta, \phi) & \text{對 } = 0 \\ \frac{1}{i\sqrt{2}} [S_n^m(\theta, \phi) + iS_n^{-m}(\theta, \phi)] & \text{對 } < 0 \end{cases} \quad (14)$$

[0035] 複 SH 函數 $Y_n^m(\theta, \phi)$ 和實 SH 函數 $S_n^m(\theta, \phi)$ 及方向向量 $\Omega := (\theta, \phi)^T$ ，在三維度空間的單位球體 S^2 上形成平方積分複值函數之正交基礎，因此遵守下列條件：

$$\begin{aligned} \int_{S^2} Y_n^m(\Omega) Y_{n'}^{m'}(\Omega) d\Omega &= \int_0^{2\pi} \int_0^\pi Y_n^m(\theta, \phi) Y_{n'}^{m'}(\theta, \phi) \sin\theta d\theta d\phi \\ &= \delta_{n-n'} \delta_{m-m'} \end{aligned} \quad (15)$$

$$\int_{S^2} S_n^m(\Omega) S_{n'}^{m'}(\Omega) d\Omega = \delta_{n-n'} \delta_{m-m'} \quad (16)$$

其中 δ 指克朗內克 (Kronecker) 三角函數。可用式(5)，和式(11)內實球諧函數定義，推演第二個結果。

[0036]

內部問題和保真立體音響係數

[0037] 保真立體音響之目的，在於座標原點附近之聲場表象。一般而言，此有趣區域於此假設為半徑 R 之球，中心在座標原點，以集合 $\{\mathbf{x} | 0 \leq r \leq R\}$ 載明。表象之嚴格假設是，此球視為不含任何聲源。在此球內尋找聲場表象，稱為「內部問題」，參見上述 Williams 教科書。

[0038] 對於內部問題顯示，SH 函數展開係數 $p_n^m(kr)$ 可達現為：

$$p_n^m(kr) = a_n^m(k) j_n(kr) \quad (17)$$

其中 $j_n(\cdot)$ 指第一階之球貝塞爾 (Bessel) 函數。由式 (17) 可知係數 $a_n^m(k)$ 內含有關於聲場之完全資訊，此即稱為保真立體音響係數。

[0039] 同理，實 SH 函數展開係數 $q_n^m(kr)$ 可因數分解為：

$$q_n^m(kr) = b_n^m(k) j_n(kr) \quad (18)$$

其中係數 $b_n^m(k)$ 稱為關於使用實值 SH 函數展開的保真立體音響函數。與 $a_n^m(k)$ 的關係是透過：

$$b_n^m(k) = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{2}} [(-1)^m a_n^m(k) + a_n^{-m}(k)] & \text{對 } > 0 \\ a_n^0(k) & \text{對 } = 0 \\ \frac{1}{i\sqrt{2}} [a_n^m(k) - (-1)^m a_n^{-m}(k)] & \text{對 } < 0 \end{cases} \quad (19)$$

[0040]

平面波分解

[0041] 中心在座標原點的無聲源球內之聲場，可藉從所有可能方向撞擊到球的不同角波數量 k 之無數平面波

重疊來表達，參見上述 Rafaely 論文〈平面波分解…〉。假設來自方向 Ω_0 的角波數 k 之平面波複振幅為 $D(k, \Omega_0)$ ，可用式(11)和式(19)以相似方式表示，即關於實 SH 函數的相對應保真立體音響係數為：

$$b_{n,\text{plane wave}}^m(k; \Omega_0) = 4\pi i^n D(k, \Omega_0) S_n^m(\Omega_0) \quad (20)$$

因此，由式(20)對全部可能方向 $\Omega_0 \in S^2$ 積分，即可得角波數 k 的無數平面波重疊所得聲場之保真立體音響係數：

$$b_n^m(k) = \int_{S^2} b_{n,\text{plane wave}}^m(k; \Omega_0) d\Omega_0 \quad (21)$$

$$= 4\pi i^n \int_{S^2} D(k, \Omega_0) S_n^m(\Omega_0) d\Omega_0 \quad (22)$$

函數 $D(k, \Omega)$ 稱為「振幅密度」，假設為對單位球體 S^2 積分之平方。即可展開成實 SH 函數之系列：

$$D(k, \Omega) = \sum_{n=0}^{\infty} \sum_{m=-n}^n c_n^m(k) S_n^m(\Omega) \quad (23)$$

其中展開係數 $c_n^m(k)$ 等於在式(22)發生之積分，即

$$c_n^m(k) = \int_{S^2} D(k, \Omega) S_n^m(\Omega) d\Omega \quad (24)$$

[0042] 把式(24)代入式(22)，可見保真立體音響係數 $b_n^m(k)$ 為展開係數 $c_n^m(k)$ 之標度版，即

$$b_n^m(k) = 4\pi i^n c_n^m(k) \quad (25)$$

[0043] 對標度保真立體音響係數 $c_n^m(k)$ 和振幅密度函數 $D(k, \Omega)$ ，應用關於時間之逆傅里葉變換時，即得相對應時間域量：

$$\tilde{c}_n^m(t) := \mathcal{F}_t^{-1} \left\{ c_n^m \left(\frac{\omega}{c_s} \right) \right\} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} c_n^m \left(\frac{\omega}{c_s} \right) e^{i\omega t} d\omega \quad (26)$$

$$d(t, \Omega) := \mathcal{F}_t^{-1} \left\{ D \left(\frac{\omega}{c_s}, \Omega \right) \right\} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} D \left(\frac{\omega}{c_s}, \Omega \right) e^{i\omega t} d\omega \quad (27)$$

然後，在時間域內，式(24)可表述成：

$$\tilde{c}_n^m(t) = \int_{S^2} d(t, \Omega) S_n^m(\Omega) d\Omega \quad (28)$$

[0044] 時間域方向性訊號 $d(t, \Omega)$ 可以實 SH 函數展開表示，按照：

$$d(t, \Omega) = \sum_{n=0}^{\infty} \sum_{m=-n}^n \tilde{c}_n^m(t) S_n^m(\Omega) \quad (29)$$

[0045] 使用事實上 SH 函數 $S_n^m(\Omega)$ 為實值，其複共軛可表達為：

$$d^*(t, \Omega) = \sum_{n=0}^{\infty} \sum_{m=-n}^n \tilde{c}_n^{m*}(t) S_n^m(\Omega) \quad (30)$$

[0046] 假設時間域訊號 $d(t, \Omega)$ 為實值，即 $d(t, \Omega) = d^*(t, \Omega)$ ，則由式(29)與式(30)比較，可知在此情況時，係數 $\tilde{c}_n^{m*}(t)$ 為實值，即 $\tilde{c}_n^m(t) = \tilde{c}_n^{m*}(t)$ 。

[0047] 係數 $\tilde{c}_n^m(t)$ 以下稱為標度時間域保真立體音響係數。

[0048] 以下亦假設由此等係數賦予聲場表象，詳見下節就壓縮之討論。

[0049] 須知利用本發明處理所用係數 $\tilde{c}_n^m(t)$ 之時間域 HOA 表象，等於相對應頻率域 HOA 表象 $c_n^m(k)$ 。所以，所述壓縮和解壓縮，可同樣在頻率域內，分別以方程式稍微修飾實施。

[0050]

有限位階之空間解析

[0051] 實務上，在座標原點附近的聲場，只用位階 $n \leq N$ 的有限數之保真立體音響係數 $c_n^m(k)$ 描述。從截短系列之 SH 函數計算振幅密度函數，按照

$$D_N(k, \Omega) = \sum_{n=0}^N \sum_{m=-n}^n c_n^m(k) S_n^m(\Omega) \quad (31)$$

引進一種空間分散，可比真振幅密度函數 $D(k, \Omega)$ ，參見上

述〈平面波分解…〉論文。可使用式(31)，為來自方向 Ω_0

的單一平面波，計算振幅密度函數：

$$D_N(k, \Omega) = \sum_{n=0}^N \sum_{m=-n}^n \frac{1}{4\pi i^n n} \cdot b_{n, \text{plane wave}}^m(k; \Omega_0) S_n^m(\Omega) \quad (32)$$

$$= D(k, \Omega_0) \sum_{n=0}^N \sum_{m=-n}^n S_n^m(\Omega_0) S_n^m(\Omega) \quad (33)$$

$$= D(k, \Omega_0) \sum_{n=0}^N \sum_{m=-n}^n Y_n^{m*}(\Omega_0) Y_n^m(\Omega) \quad (34)$$

$$= D(k, \Omega_0) \sum_{n=0}^N \frac{2n+1}{4\pi} P_n(\cos\Theta) \quad (35)$$

$$= D(k, \Omega_0) \left[\frac{N+1}{4\pi(\cos\Theta-1)} (P_{N+1}(\cos\Theta) - P_N(\cos\Theta)) \right] \quad (36)$$

$$= D(k, \Omega_0) v_N(\Theta) \quad (37)$$

其中

$$v_N(\Theta) = \frac{N+1}{4\pi(\cos\Theta-1)} (P_{N+1}(\cos\Theta) - P_N(\cos\Theta)) \quad (38)$$

其中 Θ 指針對方向 Ω 和 Ω_0 的二向量間之角度，符合下式性

質：

$$\cos\Theta = \cos\theta\cos\theta_0 + \cos(\phi - \phi_0)\sin\theta\sin\theta_0 \quad (39)$$

[0052] 在式(34)內採用式(20)內賦予平面波之保真立體音響係數，而在式(35)和(36)內開拓一些數字理論，參見上述〈平面波分解…〉論文。式(33)內性質可用式(14)表示。

[0053] 就式(37)與真振幅密度函數比較：

$$D(k, \Omega) = D(k, \Omega_0) \frac{\delta(\Theta)}{2\pi} \quad (40)$$

(其中 $\delta(\cdot)$ 指 DirAC 三角函數)，空間分散因標度 DirAC 三角函數被分散函數 $v_N(\Theta)$ 取代，而明顯，經利用其最大值加以常態化後，於第 1 圖內繪示不同的保真立體音響位階 N 和角度 $\Theta \in [0, \pi]$ 。因為對 $N \geq 4$ 而言， $v_N(\Theta)$ 第一個零大約位在 $\frac{\pi}{N}$ (見上述〈平面波分解…〉論文)，分散效應即隨保真立體音響位階 N 提高而降低 (因而改進空間解析)。對

於 $N \rightarrow \infty$ ，分散函數 $v_N(\theta)$ 即會聚到標度 DirAC 三角函數。此可見於若使用勒讓德多項式之完全關係式：

$$\sum_{n=0}^{\infty} \frac{2n+1}{2} P_n(x) P_n(x') = \delta(x - x') \quad (41)$$

連同式(35)，以表達對 $N \rightarrow \infty$ 時 $v_N(\theta)$ 之限度，如

$$\lim_{N \rightarrow \infty} v_N(\theta) = \frac{1}{2\pi} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{2n+1}{2} P_n(\cos\theta) \quad (42)$$

$$= \frac{1}{2\pi} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{2n+1}{2} P_n(\cos\theta) P_n(1) \quad (43)$$

$$= \frac{1}{2\pi} \delta(\cos\theta - 1) \quad (44)$$

$$= \frac{1}{2\pi} \delta(\theta) \quad (45)$$

[0054] 當位階 $n \leq N$ 的實 SH 函數之向量，以下式界定：

$$\mathbf{s}(\boldsymbol{\Omega}) := (s_0^0(\boldsymbol{\Omega}), s_1^{-1}(\boldsymbol{\Omega}), s_1^0(\boldsymbol{\Omega}), s_1^1(\boldsymbol{\Omega}), s_2^{-2}(\boldsymbol{\Omega}), \dots, s_N^N(\boldsymbol{\Omega}))^T \in \mathbb{R}^o \quad (46)$$

其中 $o = (N+1)^2$ ，而 $(\cdot)^T$ 指易位，則由式(37)與式(33)比較，顯示分散函數可透過二個實 SH 向量之標積表達為：

$$v_N(\theta) = \mathbf{s}^T(\boldsymbol{\Omega}) \mathbf{s}(\boldsymbol{\Omega}_0) \quad (47)$$

[0055] 分散即可同等在時間域內表達成：

$$d_N(t, \boldsymbol{\Omega}) := \sum_{n=0}^N \sum_{m=-n}^n \tilde{c}_n^m(t) s_n^m(\boldsymbol{\Omega}) \quad (48)$$

$$= d(t, \boldsymbol{\Omega}_0) v_N(\theta) \quad (49)$$

[0056]

抽樣

[0057] 對於某些用途，需從時間域振幅密度函數 $d(t, \boldsymbol{\Omega})$ ，於有限數 J 的分立方向 $\boldsymbol{\Omega}_j$ ，決定標度時間域保真立體音響係數 $\tilde{c}_n^m(t)$ 。式(28)內之積分再按照 B. Rafaely 撰〈球形麥克風陣列之分析和設計〉(IEEE Transactions on Speech and Audio Processing, 第 13 卷第 1 期 135-143

頁，2005 年 1 月）利用有限合計概算：

$$\tilde{c}_n^m(t) \approx \sum_{j=1}^J g_j \cdot d(t, \Omega_j) s_n^m(\Omega_j) \quad (50)$$

其中 g_j 指某些適當選用之抽樣權值。與〈分析和設計〉論文相反的是，概算(50)指涉使用實 SH 函數之時間域表象，而非使用複 SH 函數之頻率域表象。概算(50)要變成準確的必要條件是，振幅密度屬於有限諧波位階 N ，意即：

$$\tilde{c}_n^m(t) = 0 \quad \text{對 } > N \quad (51)$$

[0058] 若不符合此條件，概算(50)會遭到空間混疊誤差(spatial aliasing errors)，參見 B. Rafaely 撰〈球形麥克風陣列內的空間混疊〉(IEEE Transactions on Signal Processing, 第 55 卷第 3 期 1003-1010 頁，2007 年 3 月)。

[0059] 第二個必要條件需抽樣點 Ω_j 和相對應權值滿足〈分析和設計〉論文中賦予之相對應條件：

$$\sum_{j=1}^J g_j s_{n'}^m(\Omega_j) s_n^m(\Omega_j) = \delta_{n-n'} \delta_{m-m'} \quad \text{對 } m' \leq N \quad (52)$$

條件(51)和(52)聯合起來足夠供正確抽樣。

[0060] 抽樣條件(52)包含線性方程式集合，可用單一矩陣方程式精簡表述為：

$$\Psi G \Psi^H = \mathbf{I} \quad (53)$$

其中 Ψ 表示下式界定之模態矩陣：

$$\Psi := [\mathbf{s}(\Omega_1) \quad \dots \quad \mathbf{s}(\Omega_J)] \in \mathbb{R}^{O \times J} \quad (54)$$

而 G 指在其對角有權值之矩陣，即：

$$\mathbf{G} = \text{diag}(g_1, \dots, g_J) \quad (55)$$

[0061] 由式(53)可見保持式(52)之必要條件是，抽樣點數 J 要符合 $J \geq 0$ 。把在 J 抽樣點的時間域振幅密度集入向量

$$\mathbf{w}(t) := \left(D(t, \Omega_1), \dots, D(t, \Omega_J) \right)^T \quad (56)$$

並以下式界定標度時間域保真立體音響係數之向量

$$\mathbf{c}(t) := \left(\tilde{c}_0^0(t), \tilde{c}_1^{-1}(t), \tilde{c}_1^0(t), \tilde{c}_1^1(t), \tilde{c}_2^{-2}(t), \dots, \tilde{c}_0^0(t) \right)^T \quad (57)$$

二向量關係是透過 SH 函數展開(29)。此關係提供如下線性方程式系：

$$\mathbf{w}(t) = \Psi^H \mathbf{c}(t) \quad (58)$$

[0062] 使用引進的向量記號，從時間域振幅密度函數樣本計算標度時間域保真立體音響係數，可寫成：

$$\mathbf{c}(t) \approx \Psi \mathbf{G} \mathbf{w}(t) \quad (59)$$

[0063] 賦予固定保真立體音響位階 N ，往往不可能計算抽樣點 Ω_j 之數 $J \geq 0$ ，和相對應權值，得以保持式(52)抽樣條件。然而，若選用抽樣點，得之充分概算抽樣條件，則模態矩陣 Ψ 之秩數(rank)為 0，其條件數量低。在此情況下，模態矩陣 Ψ 存在假反數：

$$\Psi^+ := (\Psi \Psi^H)^{-1} \Psi \Psi^+ \quad (60)$$

而從時間域振幅密度函數樣本之向量，由下式可合理概算標度時間域保真立體音響係數向量 $\mathbf{c}(t)$ ：

$$\mathbf{c}(t) \approx \Psi^+ \mathbf{w}(t) \quad (61)$$

若 $J = 0$ ，且模態矩陣的秩數為 0，則其假反數與其反數一致，因

$$\Psi^+ = (\Psi\Psi^H)^{-1}\Psi = \Psi^{-H}\Psi^{-1}\Psi = \Psi^{-H} \quad (62)$$

[0064] 另外，若能滿足式(52)之抽樣條件，則保持

$$\Psi^{-H} = \Psi\mathbf{G} \quad (63)$$

二個概算(59)和(61)均同等而正確。

[0065] 向量 $\mathbf{w}(t)$ 可解釋為空間時間域訊號之向量。從 HOA 域轉換到空間域，可例如使用式(58)進行。此種轉換在本案稱為「球諧函數轉換」(SHT)，用於降階周圍 HOA 成分之轉換成空間領域。隱含假設 SHT 之空間抽樣點 Ω_j 大概滿足式(52)之抽樣條件，對於 $j = 1, \dots, J$ 而言 ($J = 0$)， $g_j \approx \frac{4\pi}{\Omega}$ 。在此假設下，SHT 矩陣滿足 $\Psi^H \approx \frac{4\pi}{\Omega}\Psi^{-1}$ 。若 SHT 絕對標度不重要，內容 $\frac{4\pi}{\Omega}$ 可略。

[0066]

壓縮

[0067] 本發明係關於所賦予 HOA 訊號表象之壓縮。如上所述，HOA 表象在分解成預定數之時間域內優勢方向性訊號，和 HOA 域內之周圍成分，接著藉降低周圍成分之 HOA 表象位階，加以壓縮。此項作業開發出假設（經傾聽測試支持），周圍聲場成分可利用低解 HOA 表象，以充分準確性表示。優勢方向性訊號之摘取，確保在壓縮和相對應解壓縮後，保有高度空間解析。

[0068] 分解後，降階周圍 HOA 成分轉換至空間域，連同方向性訊號，以感知方式寫碼，如歐洲專利申請案 EP 10306472.1 內實施例所述。

[0069] 壓縮處理包含二接續步驟，如第 2 圖所示。

個別訊號的正確定義，見下節「壓縮細說」所述。

[0070] 在第 2a 圖所示之第一步驟或階段中，於優勢方向估計器 22 內估計優勢方向，把保真立體音響訊號 $c(l)$ 分解成方向性和剩餘或周圍成分，其中 l 指幅指數。在方向性訊號計算步驟或階段 23 計算方向性成分，因而把保真立體音響表象變換成時間域訊號，以具有相對應方向 $\bar{\Omega}_{\text{DOM}}(l)$ 的 D 習知方向性訊號 $x(l)$ 集合表示。在周圍 HOA 成分計算步驟或階段 24 計算剩餘周圍成分，以 HOA 域係數 $c_A(l)$ 表示。

[0071] 在第 2b 圖所示第二步驟中，進行方向性訊號 $x(l)$ 和周圍 HOA 成分 $c_A(l)$ 之感知寫碼如下：

- 習知時間域方向性訊號 $x(l)$ ，可在感知寫碼器 27 內，使用任何已知之感知壓縮技術，按個別壓縮。

- 周圍 HOA 域成分 $c_A(l)$ 之壓縮，分二副步驟或階段進行：

第一副步驟或階段 25，進行原有保真立體音響位階 N 降到 N_{RED} ，即 $N_{\text{RED}} = 2$ ，結果為周圍 HOA 成分 $c_{A,\text{RED}}(l)$ 。此時，假設周圍聲場成分可利用低階 HOA，以充分準確性表示。第二副步驟或階段 26 是根據 EP 10306472.1 專利申請案所述壓縮。在副步驟/階段 25 計算的周圍聲場成分之 $O_{\text{RED}} = (N_{\text{RED}} + 1)^2$ HOA 訊號 $c_{A,\text{RED}}(l)$ ，應用球諧函數轉換，轉換成空間域內 O_{RED} 相等訊號 $w_{A,\text{RED}}(l)$ ，得習知時間域訊號，可輸入於並式感知寫碼器 27 之庫內。可應用任何已知之感知寫碼或壓縮技術。編碼後之方向性訊號 $\tilde{x}(l)$ 和降

階編碼後空間域訊號 $\bar{w}_{A,RED}(l)$ 即輸出，可傳送或儲存。

[0072] 全部時間域訊號 $x(l)$ 和 $w_{A,RED}(l)$ 宜在感知寫碼器 27 內，聯合進行感知壓縮，藉開發潛在剩餘頻道間相關性，改進整體寫碼效率。

[0073]

解壓縮

[0074] 對所接收或重播訊號之解壓縮處理，如第 3 圖所示。如同壓縮處理，包含二接續步驟。

[0075] 在第 3a 圖所示第一步驟或階段中，於感知解碼 31 進行編碼之方向性訊號 $\bar{x}(l)$ 和降階編碼之空間域訊號 $\bar{w}_{A,RED}(l)$ 的感知解碼或解壓縮，其中 $\bar{x}(l)$ 代表方向性成分，而 $\bar{w}_{A,RED}(l)$ 代表周圍 HOA 成分。以感知方式解碼或解壓縮之空間域訊號 $\bar{w}_{A,RED}(l)$ 在逆球諧函數轉換器 32 內，經逆球諧函數轉換，轉換成 N_{RED} 階之 HOA 域表象 $\hat{c}_{A,RED}(l)$ 。然後，在位階延伸步驟或階段 33 內，利用位階延伸，從 $\hat{c}_{A,RED}(l)$ 估計 N 階之適當 HOA 表象 $\hat{c}_A(l)$ 。

[0076] 在第 3b 圖所示第二步驟或階段中，於 HOA 訊號組合器 34 內，由方向性訊號 $\hat{x}(l)$ 和相對應方向資訊 $\bar{n}_{DOM}(l)$ ，以及原階周圍 HOA 成分 $\hat{c}_A(l)$ ，再組成全部 HOA 表象 $\hat{c}(l)$ 。

[0077]

可達成之資料率縮小

[0078] 本發明解決的問題是，把資料率較現有 HOA 表象壓縮方法大為縮小。茲討論可達成壓縮率與未壓縮

HOA 表象相較如下。比較率是由位階 N 的未壓縮 HOA 訊號 $c(l)$ 傳輸所需資料率，與具有相對應方向 $\bar{\Omega}_{\text{DOM}}(l)$ 的 D 感知方式寫碼之方向性訊號 $x(l)$ 所組成壓縮訊號表象傳輸所需資料率比較所得，而 N_{RED} 感知方式寫碼之空間域訊號 $w_{\text{A,RED}}(l)$ 代表周圍 HOA 成分。

[0079] 為傳輸未壓縮 HOA 訊號 $c(l)$ ，需 $O \cdot f_s \cdot N_b$ 之資料率。反之， D 感知方式寫碼之方向性訊號 $x(l)$ 傳輸，需 $D \cdot f_{b,\text{COD}}$ 之資料率，其中 $f_{b,\text{COD}}$ 指感知方式寫碼訊號之位元率。同理， N_{RED} 感知方式寫碼之空間域訊號 $w_{\text{A,RED}}(l)$ 之傳輸，需 $O_{\text{RED}} \cdot f_{b,\text{COD}}$ 之位元率。假設方向 $\bar{\Omega}_{\text{DOM}}(l)$ 要根據遠較抽樣率 f_s 為低率計算，亦即假設於 B 樣本組成的訊號幅期限固定不變，例如 $f_s = 48\text{kHz}$ 抽樣率時 $B = 1200$ ，則在壓縮 HOA 訊號的全部資料率計算時，相對應資料率分用可略而不計。

[0080] 所以，壓縮表象之傳輸需大約 $(D + O_{\text{RED}}) \cdot f_{b,\text{COD}}$ 之資料率。因此，壓縮率 r_{COMPR} 為：

$$r_{\text{COMPR}} \approx \frac{O \cdot f_s \cdot N_b}{(D + O_{\text{RED}}) \cdot f_{b,\text{COD}}} \quad (64)$$

例如，採用抽樣率 $f_s = 48\text{kHz}$ 和 $N_b = 16$ 位元/樣本之位階 $N = 4$ 的 HOA 表象，壓縮到使用降 HOA 階 $N_{\text{RED}} = 2$ 和位元率為 $64 \frac{\text{kbits}}{\text{s}}$ 之 $D = 3$ 優勢方向表象，會造成壓縮率 $r_{\text{COMPR}} \approx 25$ 。壓縮表象之傳輸，需資料率大約 $768 \frac{\text{kbits}}{\text{s}}$ 。

[0081]

降低發生寫碼雜訊表露之或然率

[0082] 如「先前技術」中所述，專利申請案 EP 10306482.1 號所載空間域訊號之感知壓縮，遭遇到訊號間

之剩餘交叉相關性，會導致感知寫碼雜訊表露。按照本發明，優勢方向性訊號是在以感知方式寫碼之前，首先從 HOA 聲場表象摘取。意即在組成 HOA 表象時，於感知解碼後，寫碼雜訊之空間方向性，正好與方向性訊號相同。尤其是寫碼雜訊以及方向性訊號對任何隨意方向之助益，是利用「有限位階之空間解析」解說的空間分散函數決定性說明。換言之，在任何時刻，代表寫碼雜訊的 HOA 係數向量，正是代表方向性訊號的 HOA 係數向量之倍數。因此，雜訊 HOA 係數的隨意加權合計，不會導致感知寫碼雜訊之任何表露。

[0083] 又，降階周圍成分正確按照 EP 10306472.1 所擬處理，但因根據定義，周圍成分之空間優勢訊號彼此間的相關性相當低，故感知雜訊表露之或然率低。

[0084]

改進方向估計

[0085] 本發明方向估計視能量優勢 HOA 成分之方向性功率分佈而定。方向性功率是由 HOA 表象之秩數降低相關性矩陣計算，利用 HOA 表象的相關性矩陣之本徵值 (eigenvalue) 分解而得。

[0086] 與前述〈平面波分解...〉論文所用方向估計相較，具有更準確之優點，因為聚焦在能量優勢 HOA 成分取代用於方向估計之完全 HOA 表象，可減少方向性功率分佈之空間模糊。

[0087] 與前述〈壓縮性抽樣在空間聲場分析和合成

之應用〉和〈使用被壓縮感測的空間聲場之時間域重建〉論文所擬方向估計相較，具有更牢靠的優點，理由是 HOA 表象之分解成方向性成分和周圍成分，迄今難有完美成果，故在方向性成分內留有少量周圍成分。則像在此二篇論文之壓縮性抽樣方法，即因其對周圍訊號存在之高度敏感性，無法提供合理之方向估計。

[0088] 本發明方向估計的好處是，不會遭遇此問題。

[0089]

變通應用 HOA 表象分解

[0090] 上述 HOA 表象分解成許多具有相關方向資訊之方向性訊號，和 HOA 域內之周圍成分，可按照上述 Pulkki 論文〈以方向性寫碼之空間聲音複製〉所擬，用於訊號適應性 DirAC 般描繪 HOA 表象。各 HOA 成分可以不同方式描繪，因為二成分之物理特徵不同。例如，方向性訊號可描繪於擴音器，使用訊號泛移技術，像「向量基本之振幅泛移」(VBAP)，參見 V. Pulkki 撰〈使用向量基本之振幅泛移的虛擬聲源定位〉，音響工程學會會報第 45 卷第 6 期 456-466 頁，1997 年。周圍 HOA 成分可用已知標準 HOA 描繪技術加以描繪。

[0091] 此等描繪不限於位階 1 的保真立體音響表象，因此可見當做延伸 DirAC 般描繪至位階 $N > 1$ 之 HOA 表象。

[0092] 從 HOA 訊號表象估計若干方向，可用於任何

相關種類之聲場分析。

[0093] 以下諸節更詳細說明訊號處理步驟。

[0094]

壓縮

[0095]

輸入格式之定義

[0096] 做為輸入，式(26)內界定之標度時間域 HOA 係數 $\tilde{c}_n^m(t)$ ，假設以 $f_s = \frac{1}{T_s}$ 率抽樣。向量 $\mathbf{c}(j)$ 界定為屬於抽樣時 $t = jT_s$ ， $j \in \mathbb{Z}$ 的全部係數所組成，按照下式：

$$\mathbf{c}(j) := [\tilde{c}_0^0(jT_s), \tilde{c}_1^{-1}(jT_s), \tilde{c}_1^0(jT_s), \tilde{c}_1^1(jT_s), \tilde{c}_2^{-2}(jT_s), \dots, \tilde{c}_N^N(jT_s)]^T \in \mathbb{R}^O \quad (65)$$

[0097]

成幅

[0098] 標度 HOA 係數之進內向量 $\mathbf{c}(j)$ ，在成幅步驟或階段 21，按照下式成幅為長度 B 之非疊合幅：

$$\mathbf{C}(l) := [\mathbf{c}(lB + 1) \quad \mathbf{c}(lB + 2) \quad \dots \quad \mathbf{c}(lB + B)] \in \mathbb{R}^{O \times B} \quad (66)$$

[0099] 假設抽樣率 $f_s = 48\text{kHz}$ ，適當之幅長為 $B = 1200$ 樣本，相當於幅期間 25 ms。

[0100] 估計優勢方向

[0101] 為估計優勢方向，計算下式相關性矩陣：

$$\mathbf{B}(l) := \frac{1}{LB} \sum_{l'=0}^{L-1} \mathbf{C}(l - l') \mathbf{C}^T \quad (l - l') \in \mathbb{R}^{O \times O} \quad (67)$$

現時幅 l 和 $L-1$ 先前幅之全部合計，表示方向性分析是基於具有 $L \cdot B$ 樣本的長疊合幅群，即對於各現時幅，考慮到相鄰幅之內容。此有助於方向性分析之穩定，理由有二：較長幅造成較大量觀察，以及因疊合幅，而使方向

估計被平滑化。

[0102] 假設 $f_s = 48kHz$ 和 $B = 1200$ ， L 之合理值為 4，相當於全體幅期間為 100 ms。

[0103] 其次，按照下式決定相關性矩陣 $\mathbf{B}(l)$ 之本徵值分解：

$$\mathbf{B}(l) = \mathbf{V}(l)\mathbf{\Lambda}(l)\mathbf{V}^T(l) \quad (68)$$

其中矩陣 $\mathbf{V}(l)$ 是由本徵值 $v_i(l)$ ， $1 \leq i \leq O$ 組成，

$$\mathbf{V}(l) := [\mathbf{v}_1(l) \ \mathbf{v}_2(l) \ \dots \ \mathbf{v}_O(l)] \in \mathbb{R}^{O \times O} \quad (69)$$

而矩陣為對角矩陣，在其對角有相對應本徵值，

$$\mathbf{\Lambda}(l) := \text{diag}(\lambda_1(l), \lambda_2(l), \dots, \lambda_O(l)) \in \mathbb{R}^{O \times O} \quad (70)$$

[0104] 設本徵值係按非上升位階為指數，即

$$\lambda_1(l) \geq \lambda_2(l) \geq \dots \geq \lambda_O(l) \quad (71)$$

[0105] 然後，計算優勢本徵值之指數集合 $\{1, \dots, \tilde{J}(l)\}$ 。

管理此事之一可能性為，界定所需最小寬帶方向性對周圍功率比 DAR_{MIN} ，再決定 $\tilde{J}(l)$ ，使

$$10\log_{10}\left(\frac{\lambda_i(l)}{\lambda_1(l)}\right) \geq -\text{DAR}_{\text{MIN}} \quad \forall i \leq \tilde{J}(l) \text{ 和 } 10\log_{10}\left(\frac{\lambda_i(l)}{\lambda_1(l)}\right) > -\text{DAR}_{\text{MIN}} \\ \text{而 } i = \tilde{J}(l) + 1 \quad (72)$$

[0106] 合理選擇 DAR_{MIN} 為 15dB。優勢本徵值數又拘限於不超過 D ，以便集中於不超出 D 優勢方向。此係以指數集合 $\{1, \dots, \tilde{J}(l)\}$ 改為 $\{1, \dots, J(l)\}$ 完成，其中

$$J(l) := \max(\tilde{J}(l), D) \quad (73)$$

[0107] 其次， $\mathbf{B}(l)$ 之 $J(l)$ 秩數概算，係由下式而得：

$$\mathbf{B}_J(l) := \mathbf{V}_J(l)\mathbf{\Lambda}_J(l)\mathbf{V}_J^T(l), \text{ 其中} \quad (74)$$

$$\mathbf{V}_J(l) := [\mathbf{v}_1(l) \ \mathbf{v}_2(l) \ \dots \ \mathbf{v}_{J(l)}(l)] \in \mathbb{R}^{O \times J(l)} \quad (75)$$

$$\mathbf{\Lambda}_J(l) := \text{diag}(\lambda_1(l), \lambda_2(l), \dots, \lambda_{J(l)}(l)) \in \mathbb{R}^{J(l) \times J(l)} \quad (76)$$

[0108] 此矩陣需含有益於 $\mathbf{B}(l)$ 之優勢方向性成分。

[0109] 然後，計算向量：

$$\boldsymbol{\sigma}^2(l) := \text{diag}(\boldsymbol{\Xi}^T \mathbf{B}_l(l) \boldsymbol{\Xi}) \in \mathbb{R}^Q \quad (77)$$

$$= (\mathbf{S}_1^T \mathbf{B}_l(l) \mathbf{S}_1, \dots, \mathbf{S}_Q^T \mathbf{B}_l(l) \mathbf{S}_Q)^T \quad (78)$$

其中 $\boldsymbol{\Xi}$ 指模態矩陣，關於大量幾乎同等分佈式測試方向 $\boldsymbol{\Omega}_q := (\theta_q, \phi_q)$ ， $1 \leq q \leq Q$ ，其中 $\theta_q \in [0, \pi]$ 指從極軸 z 測量之傾角 $\theta \in [0, \pi]$ ，而 $\phi_q \in [-\pi, \pi]$ 指在 $x=y$ 平面，從 x 軸測量之方位角。

[0110] 模態矩陣 $\boldsymbol{\Xi}$ 以下式界定：

$$\boldsymbol{\Xi} := [\mathbf{S}_1 \ \mathbf{S}_2 \ \dots \ \mathbf{S}_Q] \in \mathbb{R}^{O \times Q} \quad (79)$$

$$\text{其中 } \mathbf{s}_q := [s_0^0(\boldsymbol{\Omega}_q), s_1^{-1}(\boldsymbol{\Omega}_q), s_1^0(\boldsymbol{\Omega}_q), s_1^{-1}(\boldsymbol{\Omega}_q), s_2^{-2}(\boldsymbol{\Omega}_q), \dots, s_N^N(\boldsymbol{\Omega}_q)]^T \quad (80)$$

而 $1 \leq q \leq Q$

[0111] $\boldsymbol{\sigma}^2(l)$ 之要件 $\sigma_q^2(l)$ 概略為平面波之功率，相當於從方向 $\boldsymbol{\Omega}_q$ 衝擊的優勢方向性訊號。理論上之說明參見下述「方向搜尋演算法之說明」。

[0112] 從 $\boldsymbol{\sigma}^2(l)$ ，計算優勢方向 $\boldsymbol{\Omega}_{\text{CURRDOM}, \tilde{d}}(l)$ 的數量 $\tilde{D}(l)$ ， $1 \leq \tilde{d} \leq \tilde{D}(l)$ ，以決定方向性訊號成分。優勢方向數即拘限於符合 $\tilde{D}(l) \leq D$ ，以確保一定之資料率。然而，若容許可變資料率，優勢方向數可適應現時聲場。

[0113] 計算 $\tilde{D}(l)$ 優勢方向之一可能性，是設定第一優勢方向於具有最大功率，即 $\boldsymbol{\Omega}_{\text{CURRDOM}, 1}(l) = \boldsymbol{\Omega}_{q_1}$ ，其中 $q_1 := \text{argmax}_{q \in \mathcal{M}_1} \sigma_q^2(l)$ 而 $\mathcal{M}_1 := \{1, 2, \dots, Q\}$ 。

[0114] 假設最大功率係優勢方向性訊號所創造，並顧及事實上使用有限位階 N 之 HOA 表象，造成方向性訊號之空間分散（參見上述〈平面波分解…〉論文），可結

論為，在 $\Omega_{\text{CURRDOM},1}(l)$ 的方向性鄰區，應會發生屬於同樣方向性訊號之功率成分。由於空間訊號分散可利函數 $v_N(\theta_{q,q_1})$ 表達（見式(38)），其中 $\theta_{q,q_1} := \angle(\Omega_q, \Omega_{q_1})$ ，指 Ω_q 和 $\Omega_{\text{CURRDOM},1}(l)$ 間之角度，屬於方向性訊號之功率，按照 $v_N^2(\theta_{q,q_1})$ 下降。所以，在具有 $\theta_{q,1} \leq \theta_{\text{MIN}}$ 的 Ω_{q_1} 之方向性鄰區內，合理排除全部方向 Ω_q ，供搜尋其他優勢方向。可選用距離 θ_{MIN} 做為 $v_N(x)$ 之第一個零，對於 $N \geq 4$ ，是以 $\frac{\pi}{N}$ 概略賦予。第二優勢方向則設定於剩餘方向 $\Omega_q \in \mathcal{M}_2$ 內之最大功率，其中 $\mathcal{M}_2 := \{q \in \mathcal{M}_1 | \theta_{q,1} > \theta_{\text{MIN}}\}$ 。剩餘優勢方向以類似方式決定。

[0115] 優勢方向數 $\tilde{D}(l)$ ，可藉視功率 $\sigma_{q_{\tilde{D}}}^2(l)$ 指定給個別優勢方向 $\Omega_{q_{\tilde{D}}}$ 而決定，並為比率 $\sigma_{q_1}^2(l)/\sigma_{q_{\tilde{D}}}^2(l)$ 超出所需方向值之情況，搜尋周圍功率比 DAR_{MIN} 。意即 $\tilde{D}(l)$ 滿足：

$$10\log_{10}\left(\frac{\sigma_{q_1}^2(l)}{\sigma_{q_{\tilde{D}(l)}}^2(l)}\right) \leq \text{DAR}_{\text{MIN}} \wedge \left[10\log_{10}\left(\frac{\sigma_{q_1}^2(l)}{\sigma_{q_{\tilde{D}(l)+1}}^2(l)}\right) > \text{DAR}_{\text{MIN}} \vee \tilde{D}(l) = D\right] \quad (81)$$

[0116] 全部優勢方向的計算整個處理進行如下：

演算法 1 搜尋賦予球體上功率分佈之優勢方向

```

PowerFlag = 真
 $\tilde{d} = 1$ 
 $M_1 = \{1, 2, \dots, Q\}$ 
重複
     $q_{\tilde{d}} = \operatorname{argmax}_{q \in M_{\tilde{d}}} \sigma_q^2(l)$ 
    if  $\left[ \tilde{d} > 1 \wedge 10 \log_{10} \left( \frac{\sigma_{q_1}^2(l)}{\sigma_{q_{\tilde{d}}}^2(l)} \right) > \text{DAR}_{\text{MIN}} \right]$  則
        PowerFlag = 假
    否則
         $\Omega_{\text{CURRDOM}, \tilde{d}}(l) = \Omega_{q_{\tilde{d}}}$ 
         $M_{\tilde{d}+1} = \{q \in M_{\tilde{d}} \mid \angle(\Omega_q, \Omega_{q_{\tilde{d}}}) > \theta_{\text{MIN}}\}$ 
         $\tilde{d} = \tilde{d} + 1$ 
    結束否則
直到  $\left[ \tilde{d} > D \vee \text{PowerFlag} = \text{假} \right]$ 
 $\tilde{D}(l) = \tilde{d} - 1$ 

```

[0117] 其次，以來自先前幅之方向平滑化在現時幅內所得方向 $\Omega_{\text{CURRDOM}, \tilde{d}}(l)$ ， $1 \leq \tilde{d} \leq \tilde{D}(l)$ ，得到平滑化的方向 $\bar{\Omega}_{\text{DOM}, d}(l)$ ， $1 \leq d \leq D$ 。

[0118] 此項運算可區分成二接續部份：

(a) 現時優勢方向 $\Omega_{\text{CURRDOM}, \tilde{d}}(l)$ ， $1 \leq \tilde{d} \leq \tilde{D}(l)$ ，從先前幅指派給平滑化的方向 $\bar{\Omega}_{\text{DOM}, d}(l-1)$ ， $1 \leq d \leq D$ 。決定指派函數 $f_{A,l}: \{1, \dots, \tilde{D}(l)\} \rightarrow \{1, \dots, D\}$ ，使所指派方向間的角度合計最小

$$\sum_{\tilde{d}=1}^{\tilde{D}(l)} \angle \left(\Omega_{\text{CURRDOM}, \tilde{d}}(l), \bar{\Omega}_{\text{DOM}, f_{A,l}(\tilde{d})}(l-1) \right) \quad (82)$$

如此指派問題可使用公知的匈牙利演算法解答，參見 H.W. Kuhn 撰〈對指派問題之匈牙利方法〉，Naval 研究邏輯學季刊 2，第 1-2 期 83-97 頁，1955 年。現時方向 $\Omega_{\text{CURRDOM}, \tilde{d}}(l)$ 與來自先前幅的消極方向 $\bar{\Omega}_{\text{DOM}, d}(l-1)$ （見下述「消極方向」術語之說明）間之角度，設定於 $2\theta_{\text{MIN}}$ 。此項運算的效果是，試圖

指派的現時方向 $\Omega_{\text{CURRDOM},\tilde{d}}(l)$ ，與先前消極方向 $\bar{\Omega}_{\text{DOM},d}(l-1)$ 比 $2\Theta_{\text{MIN}}$ 更接近。若距離超過 $2\Theta_{\text{MIN}}$ ，即指派相對應現時方向屬於新訊號，意即有利於被指派給先前消極方向 $\bar{\Omega}_{\text{DOM},d}(l-1)$ 。

附註：當容許整體壓縮演算法有更大潛候期時，可更加牢靠進行接續方向估計之指派。例如，可更佳識別突然方向改變，不與估計錯誤導致的界外混淆。

(b) 使用步驟 (a) 的指派，計算平滑化的方向 $\bar{\Omega}_{\text{DOM},d}(l-1)$ ， $1 \leq d \leq D$ 。平滑是基於球體幾何學，而非歐幾里德幾何學。對於各現時優勢方向 $\Omega_{\text{CURRDOM},\tilde{d}}(l)$ ， $1 \leq \tilde{d} \leq \tilde{D}(l)$ ，沿大圓圈之小弧度在球體上兩點交叉進行平滑化，是由方向 $\Omega_{\text{CURRDOM},\tilde{d}}(l)$ 和 $\bar{\Omega}_{\text{DOM},d}(l-1)$ 所特定。明確地說，方位角和傾角之平滑，係單獨以平滑因數 α_{Ω} 計算指數加權運動平均值。對於傾角，可得如下平滑運算：

$$\begin{aligned} \bar{\theta}_{\text{DOM},f_{\mathcal{A},l}(\tilde{d})}(l) &= (1 - \alpha_{\Omega}) \cdot \bar{\theta}_{\text{DOM},f_{\mathcal{A},l}(\tilde{d})}(l-1) + \alpha_{\Omega} \cdot \theta_{\text{DOM},\tilde{d}}(l) \\ 1 \leq \tilde{d} \leq \tilde{D}(l) \end{aligned} \quad (83)$$

對於方位角，要修飾平滑以達成在 $\pi - \varepsilon$ 至 $-\pi$ 的過渡（其中 $\varepsilon > 0$ ），以及反過渡之確實的平滑。可考慮先計算相差角度模(modulo) 2π ，為：

$$\Delta_{\phi,[0,2\pi],\tilde{d}}(l) := \left[\phi_{\text{DOM},\tilde{d}}(l) - \bar{\phi}_{\text{DOM},f_{\mathcal{A},l}(\tilde{d})}(l-1) \right] \bmod 2\pi \quad (84)$$

利用下式變換到間隔 $[-\pi, \pi]$ ：

$$\Delta_{\phi,[-\pi,\pi],\vec{d}}(l) := \begin{cases} \Delta_{\phi,[0,2\pi],\vec{d}}(l) & \text{而 } \Delta_{\phi,[0,2\pi],\vec{d}}(l) < \pi \\ \Delta_{\phi,[0,2\pi],\vec{d}}(l) - 2\pi & \text{而 } \Delta_{\phi,[0,2\pi],\vec{d}}(l) \geq \pi \end{cases} \quad (85)$$

決定平滑後的優勢方位角模 2π 為：

$$\bar{\phi}_{\text{DOM},[0,2\pi],\vec{d}}(l) := [\bar{\phi}_{\text{DOM},\vec{d}}(l-1) + \alpha_{\Omega} \cdot \Delta_{\phi,[-\pi,\pi],\vec{d}}(l)] \bmod 2\pi \quad (86)$$

最後變換成位於間隔 $[-\pi, \pi]$ 內：

$$\bar{\phi}_{\text{DOM},\vec{d}}(l) = \begin{cases} \bar{\phi}_{\text{DOM},[0,2\pi],\vec{d}}(l) & \text{而 } \bar{\phi}_{\text{DOM},[0,2\pi],\vec{d}}(l) < \pi \\ \bar{\phi}_{\text{DOM},[0,2\pi],\vec{d}}(l) - 2\pi & \text{而 } \bar{\phi}_{\text{DOM},[0,2\pi],\vec{d}}(l) \geq \pi \end{cases} \quad (87)$$

[0119] 如果 $\tilde{D}(l) < D$ ，則有來自先前幅的方向 $\bar{\Omega}_{\text{DOM},d}(l-1)$ 得不到所指派現時優勢方向。以下式指定相對應指數集合：

$$\mathcal{M}_{\text{NA}}(l) := \{1, \dots, D\} \setminus \{f_{\mathcal{A},l}(\vec{d}) | 1 \leq \vec{d} \leq D\} \quad (88)$$

個別方向由末幅複製，即對於：

$$\bar{\Omega}_{\text{DOM},d}(l) = \bar{\Omega}_{\text{DOM},d}(l-1) \text{ 其中 } d \in \mathcal{M}_{\text{NA}}(l) \quad (89)$$

不為預定數 L_{IA} 之幅指派的方向，即稱為消極。

[0120] 然後，以 $\mathcal{M}_{\text{ACT}}(l)$ 指定之積極方向指數集合。其基數以 $D_{\text{ACT}}(l) := |\mathcal{M}_{\text{ACT}}(l)|$ 指明，則全部平滑後的方向銜接成單一方向矩陣：

$$\bar{\Omega}_{\text{DOM}}(l) := [\bar{\Omega}_{\text{DOM},1}(l) \quad \bar{\Omega}_{\text{DOM},2}(l) \quad \dots \quad \bar{\Omega}_{\text{DOM},D}(l)] \quad (90)$$

[0121]

方向訊號之計算

[0122] 方向訊號之計算是根據模態匹配法。具體而言，搜尋其 HOA 表象造成所賦予 HOA 訊號最佳概算之方向性訊號。因為接續幅間之方向改變，會導致方向性訊號中斷，可計算疊合幅用之方向性訊號估計，接著使用適當

窗函數，使接續疊合幅之結果平滑化。然而，平滑會引進單幅之潛候期。

[0123] 方向性訊號之詳細估計，說明如下：

[0124] 首先，按照下式計算基於平滑後的積極方向之模態矩陣：

$$\mathbf{\Xi}_{\text{ACT}}(l) := [\mathbf{S}_{\text{DOM},d_{\text{ACT},1}}(l) \quad \mathbf{S}_{\text{DOM},d_{\text{ACT},2}}(l) \quad \dots \quad \mathbf{S}_{\text{DOM},d_{\text{ACT},D_{\text{ACT}}(l)}}(l)] \in \mathbb{R}^{O \times D_{\text{ACT}}(l)} \quad (91)$$

而 $\mathbf{S}_{\text{DOM},d}(l) :=$

$$\left[S_0^0(\bar{\boldsymbol{\Omega}}_{\text{DOM},d}(l)), S_1^{-1}(\bar{\boldsymbol{\Omega}}_{\text{DOM},d}(l)), S_1^0(\bar{\boldsymbol{\Omega}}_{\text{DOM},d}(l)), \dots, S_N^N(\bar{\boldsymbol{\Omega}}_{\text{DOM},d}(l)) \right]^T \in \mathbb{R}^O \quad (92)$$

其中 $d_{\text{ACT},j}$ ， $1 \leq j \leq D_{\text{ACT}}(l)$ 指積極方向之指數。

[0125] 其次，計算矩陣 $\mathbf{X}_{\text{INST}}(l)$ ，對於第 $(l-1)$ 和第 l 幅，含有全部方向性訊號之非平滑的估計：

$$\mathbf{X}_{\text{INST}}(l) := [\mathbf{x}_{\text{INST}}(l,1) \quad \mathbf{x}_{\text{INST}}(l,2) \quad \dots \quad \mathbf{x}_{\text{INST}}(l,2B)] \in \mathbb{R}^{D \times 2B} \quad (93)$$

$$\text{而 } \mathbf{x}_{\text{INST}}(l,j) = [x_{\text{INST},1}(l,j), x_{\text{INST},2}(l,j), \dots, x_{\text{INST},D}(l,j)]^T \in \mathbb{R}^D, 1 \leq j \leq 2B \quad (94)$$

[0126] 此分二階段完成。在第 1 階段，相當於消極方向的橫行方向性訊號樣本，設定於零，即：

$$x_{\text{INST},d}(l,j) = 0 \quad \forall 1 \leq j \leq 2B, \text{ 若 } d \notin \mathcal{M}_{\text{ACT}}(l) \quad (95)$$

[0127] 在第二步驟，相當於積極方向的方向性訊號樣本，係由按照下式先配置於矩陣內而得：

$$\mathbf{X}_{\text{INST,ACT}}(l) := \begin{bmatrix} x_{\text{INST},d_{\text{ACT},1}}(l,1) & & x_{\text{INST},d_{\text{ACT},1}}(l,2B) \\ \vdots & \ddots & \\ x_{\text{INST},d_{\text{ACT},D_{\text{ACT}}(l)}}(l,1) & & x_{\text{INST},d_{\text{ACT},D_{\text{ACT}}(l)}}(l,2B) \end{bmatrix} \quad (96)$$

[0128] 此矩陣再經計算，把誤差的歐幾里德模方 (norm) 減到最小：

$$\mathbf{\Xi}_{\text{ACT}}(l) \mathbf{X}_{\text{INST,ACT}}(l) - [\mathbf{C}(l-1) \quad \mathbf{C}(l)] \quad (97)$$

由下式賦予答案：

$$\mathbf{X}_{\text{INST,ACT}}(l) = [\mathbf{\Xi}_{\text{ACT}}^T(l)\mathbf{\Xi}_{\text{ACT}}(l)]^{-1}\mathbf{\Xi}_{\text{ACT}}^T(l)[\mathbf{c}(l-1) \quad \mathbf{c}(l)] \quad (98)$$

[0129] 方向性訊號 $x_{\text{INST},d}(l,j)$ ， $1 \leq d \leq D$ 之估計，係利用適當窗函數 $w(j)$ 開窗：

$$x_{\text{INST,WIN},d}(l,j) := x_{\text{INST},d}(l,j) \cdot w(j), \quad 1 \leq j \leq 2B \quad (99)$$

[0130] 窗函數之例，係利用下式界定之周期性 Hamming 窗賦予：

$$w(j) := \begin{cases} K_w \left[0.54 - 0.46 \cos\left(\frac{2\pi j}{2B+1}\right) \right] & \text{若 } 1 \leq j \leq 2B \\ 0 & \text{其他} \end{cases} \quad (100)$$

於此 K_w 指標度因數，其決定是使移動之窗合計等於 1。對於第 $(l-1)$ 幅，平滑後的方向性訊號係按照下式，利用加窗非平滑的估計之適當重疊加以計算：

$$x_d((l-1)B+j) = x_{\text{INST,WIN},d}(l-1, B+j) + x_{\text{INST,WIN},d}(l,j) \quad (101)$$

[0131] 對於第 $(l-1)$ 幅，全部平滑後的方向性訊號之樣本，配置在矩陣 $\mathbf{X}(l-1)$ 內，為：

$$\mathbf{X}(l-1) := [\mathbf{x}((l-1)B+1) \quad \mathbf{x}((l-1)B+2) \quad \dots \quad \mathbf{x}((l-1)B+B)] \in \mathbb{R}^{D \times B} \quad (102)$$

$$\text{而 } \mathbf{x}(j) = [x_1(j), x_2(j), \dots, x_D(j)]^T \in \mathbb{R}^D \quad (103)$$

[0132] 周圍 HOA 成分之計算

[0133] 周圍 HOA 成分 $\mathbf{c}_A(l-1)$ 係按照下式，從總 HOA 表象 $\mathbf{c}(l-1)$ 減總方向性 HOA 組件 $\mathbf{c}_{\text{DIR}}(l-1)$ 而得：

$$\mathbf{c}_A(l-1) := \mathbf{c}(l-1) - \mathbf{c}_{\text{DIR}}(l-1) \in \mathbb{R}^{O \times B} \quad (104)$$

其中 $\mathbf{c}_{\text{DIR}}(l-1)$ 是由下式決定：

$$\begin{aligned} \mathbf{C}_{\text{DIR}}(l-1) &:= \mathbf{\Xi}_{\text{DOM}}(l-1) \begin{bmatrix} x_{\text{INST},\text{WIN},1}(l-1, B+1) & & x_{\text{INST},\text{WIN},1}(l-1, 2B) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ x_{\text{INST},\text{WIN},D}(l-1, B+1) & & x_{\text{INST},\text{WIN},D}(l-1, 2B) \end{bmatrix} \\ &+ \mathbf{\Xi}_{\text{DOM}}(l) \begin{bmatrix} x_{\text{INST},\text{WIN},1}(l, 1) & & x_{\text{INST},\text{WIN},1}(l, B) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ x_{\text{INST},\text{WIN},D}(l, 1) & & x_{\text{INST},\text{WIN},D}(l, B) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (105)$$

其中 $\mathbf{\Xi}_{\text{DOM}}(l)$ 指根據全部平滑後的方向之模態矩陣，由下式界定：

$$\mathbf{\Xi}_{\text{DOM}}(l) := [\mathbf{S}_{\text{DOM},1}(l) \quad \mathbf{S}_{\text{DOM},2}(l) \quad \dots \quad \mathbf{S}_{\text{DOM},D}(l)] \in \mathbb{R}^{O \times D} \quad (106)$$

[0134] 因為總方向性 HOA 成分之計算，亦根據疊合接續瞬間總方向性 HOA 成分之空間平滑，故周圍 HOA 成分亦以單幅之潛候期而得。

[0135]

周圍 HOA 成分之降階

[0136] 透過其成分表達 $\mathbf{C}_A(l-1)$ 為：

$$\mathbf{C}_A(l-1) = \begin{bmatrix} c_{0,A}^0((l-1)B+1) & & c_{0,A}^0((l-1)B+B) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ c_{N,A}^N((l-1)B+1) & & c_{N,A}^N((l-1)B+B) \end{bmatrix} \quad (107)$$

利用全部 HOA 係數 $c_{n,A}^m(j)$ （其中 $n > N_{\text{RED}}$ ）降落，完成降階：

$$\mathbf{C}_{A,\text{RED}}(l-1) := \begin{bmatrix} c_{0,A}^0((l-1)B+1) & & c_{0,A}^0((l-1)B+B) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ c_{N_{\text{RED}},A}^{N_{\text{RED}}}((l-1)B+1) & & c_{N_{\text{RED}},A}^{N_{\text{RED}}}((l-1)B+B) \end{bmatrix} \in \mathbb{R}^{O_{\text{RED}} \times B} \quad (108)$$

[0137] 周圍 HOA 成分之球諧函數轉換

[0138] 球諧函數轉換是由降階的周圍 HOA 成分 $\mathbf{C}_{A,\text{RED}}(l)$ 與模態矩陣之反數相乘為之：

$$\mathbf{\Xi}_A := [\mathbf{S}_{A,1} \quad \mathbf{S}_{A,2} \quad \dots \quad \mathbf{S}_{A,O_{\text{RED}}}] \in \mathbb{R}^{O_{\text{RED}} \times O_{\text{RED}}} \quad (109)$$

$$\text{而 } \mathbf{S}_{A,d} := [S_0^0(\Omega_{A,d}), S_1^{-1}(\Omega_{A,d}), S_1^0(\Omega_{A,d}), \dots, S_{N_{\text{RED}}}^{N_{\text{RED}}}(\Omega_{A,d})]^T \in \mathbb{R}^{O_{\text{RED}}} \quad (110)$$

根據 O_{RED} 係均勻分佈方向 $\Omega_{A,d}$:

$$1 \leq d \leq O_{\text{RED}} : \mathbf{W}_{A,\text{RED}}(l) = (\mathbf{\Sigma}_A)^{-1} \mathbf{C}_{A,\text{RED}}(l) \quad (111)$$

[0139]

解壓縮

[0140]

逆球諧函數轉換

[0141] 以感知方式解壓縮過之空間域訊號 $\hat{\mathbf{W}}_{A,\text{RED}}(l)$ ，經逆球諧函數轉換，利用下式轉換為位階 N_{RED} 之 HOA 域表象 $\hat{\mathbf{C}}_{A,\text{RED}}(l)$:

$$\hat{\mathbf{C}}_{A,\text{RED}}(l) = \mathbf{\Sigma}_A \hat{\mathbf{W}}_{A,\text{RED}}(l) \quad (112)$$

[0142]

位階延伸

[0143] HOA 表象 $\hat{\mathbf{C}}_{A,\text{RED}}(l)$ 之保真立體音響位階，按照下式，藉附加零，延伸至 N :

$$\hat{\mathbf{C}}_A(l) := \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{C}}_{A,\text{RED}}(l) \\ \mathbf{0}_{(O-O_{\text{RED}}) \times B} \end{bmatrix} \in \mathbb{R}^{O \times B} \quad (113)$$

其中 $\mathbf{0}_{m \times n}$ 指 m 橫行和 n 直列之零矩陣。

[0144]

HOA 係數組成

[0145] 最後分解之 HOA 係數，按照下式，另外由方向性和周圍 HOA 成分組成 :

$$\hat{\mathbf{C}}(l-1) = \hat{\mathbf{C}}_A(l-1) + \hat{\mathbf{C}}_{\text{DIR}}(l-1) \quad (114)$$

在此階段，再度引進單幅之潛候期，得以根據空間平滑，計算方向性 HOA 成分。如此即可避免接續幅之間的方向

改變，造成聲場方向性成分之潛在不良中斷。

[0146] 為計算平滑後的方向性 HOA 成分，把含有全部個別方向性訊號之二接續幅，銜接於單一長幅內，如：

$$\hat{\mathbf{X}}_{\text{INST}}(l) := [\hat{\mathbf{X}}(l-1) \ \hat{\mathbf{X}}(l)] \in \mathbb{R}^{D \times 2B} \quad (115)$$

此長幅內所含個別訊號摘錄，各乘以窗函數，一如式(100)。利用下式表達貫穿其成分之長幅 $\hat{\mathbf{X}}_{\text{INST}}(l)$ 時：

$$\hat{\mathbf{X}}_{\text{INST}}(l) = \begin{bmatrix} \hat{x}_{\text{INST},1}(l,1) & & \hat{x}_{\text{INST},1}(l,2B) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \hat{x}_{\text{INST},D}(l,1) & & \hat{x}_{\text{INST},D}(l,2B) \end{bmatrix} \quad (116)$$

開窗運算可在計算已開窗訊號摘錄 $\hat{x}_{\text{INST,WIN},d}(l,j)$ ， $1 \leq d \leq D$ ，

利用下式表述：

$$\hat{x}_{\text{INST,WIN},d}(l,j) = \hat{x}_{\text{INST},d}(l,j) \cdot w(j), \quad 1 \leq j \leq 2B, \quad 1 \leq d \leq D \quad (117)$$

[0147] 最後，把全部已開窗方向性訊號摘錄，編碼入適當方向，以疊合方式加以重疊，即可得總方向性 HOA 成分 $\hat{\mathbf{c}}_{\text{DIR}}(l-1)$ ：

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{c}}_{\text{DIR}}(l-1) &= \mathbf{\Xi}_{\text{DOM}}(l-1) \begin{bmatrix} \hat{x}_{\text{INST,WIN},1}(l-1,B+1) & & \hat{x}_{\text{INST,WIN},1}(l-1,2B) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \hat{x}_{\text{INST,WIN},D}(l-1,B+1) & & \hat{x}_{\text{INST,WIN},D}(l-1,2B) \end{bmatrix} \\ &+ \mathbf{\Xi}_{\text{DOM}}(l) \begin{bmatrix} \hat{x}_{\text{INST,WIN},1}(l,1) & & \hat{x}_{\text{INST,WIN},1}(l,B) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \hat{x}_{\text{INST,WIN},D}(l,1) & & \hat{x}_{\text{INST,WIN},D}(l,B) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (118)$$

[0148] 方向搜尋演算法之說明

[0149] 以下說明「估計優勢方向」一節所述方向搜尋處理背後之動機，根據之某些假設，先加以界定。

[0150]

假設

[0151] HOA 係數向量 $\mathbf{c}(j)$ 透過下式，一般與時間域振幅密度函數 $d(j, \Omega)$ 相關：

$$\mathbf{c}(j) = \int_{S^2} d(j, \Omega) \mathbf{S}(\Omega) d\Omega \quad (119)$$

假設遵守如下模式：

$$\mathbf{c}(j) = \sum_{i=1}^I x_i(j) \mathbf{S}(\Omega_{x_i}(l)) + \mathbf{c}_A(j) \text{ 而 } lB + 1 \leq j \leq (l+1)B \quad (120)$$

[0152] 此模式陳明 HOA 係數向量 $\mathbf{c}(j)$ 一方面由 I 優勢方向性原始訊號 $x_i(j)$ ， $1 \leq i \leq I$ 所產生，係於第 l 幅來自方向 $\Omega_{x_i}(l)$ 。特別是在單幅期間，假設方向固定。優勢原始訊號數 I 假設明顯小於 HOA 係數總數 O 。再者，幅長 B 假設明顯大於 O 。另方面，向量 $\mathbf{c}(j)$ 由剩餘成分 $\mathbf{c}_A(j)$ 組成，視為代表理想之等方性周圍聲場。

[0153] 個別 HOA 係數向量成分，假設具有如下性質：

- 優勢原始訊號假設為零平均，即：

$$\sum_{j=lB+1}^{(l+1)B} x_i(j) \approx 0 \quad \forall 1 \leq i \leq I \quad (121)$$

並假設彼此無相關性，即：

$$\frac{1}{B} \sum_{j=lB+1}^{(l+1)B} x_i(j) x_{i'}(j) \approx \delta_{i-i'} \bar{\sigma}_{x_i}^2(l) \quad \forall 1 \leq i, i' \leq I \quad (122)$$

其中 $\bar{\sigma}_{x_i}^2(l)$ 指對於第 l 幅的第 i 訊號之平均功率。

- 優勢原始訊號假設為與 HOA 係數向量之周圍成分無相關性，即：

$$\frac{1}{B} \sum_{j=lB+1}^{(l+1)B} x_i(j) \mathbf{c}_A(j) \approx 0 \quad \forall 1 \leq i \leq I \quad (123)$$

- 周圍 HOA 成分向量假設為零平均，並假設具有協變性 (covariance) 矩陣：

$$\Sigma_A(l) := \frac{1}{B} \sum_{j=lB+1}^{(l+1)B} \mathbf{c}_A(j) \mathbf{c}_A^T(j) \quad (124)$$

- 各幅 l 的方向性對周圍之功率比 $\text{DAR}(l)$ ，其定義為：

$$\text{DAR}(l) := 10 \log_{10} \left[\frac{\max_{1 \leq i \leq I} \bar{\sigma}_{x_i}^2(l)}{\|\Sigma_A(l)\|^2} \right] \quad (125)$$

假設大於預定所需值 DAR_{MIN} ，即：

$$\text{DAR}(l) \geq \text{DAR}_{\text{MIN}} \quad (126)$$

[0154]

方向搜尋之說明

[0155] 所要說明之情況為，計算相關性矩陣 $\mathbf{B}(l)$ （見式(67)），只根據第 l 幅之樣本，不考慮第 $L-1$ 先前幅之樣本。此項運算相當於設定 $L=1$ 。因此，相關性可以下式表示：

$$\mathbf{B}(l) = \frac{1}{B} \mathbf{C}(l) \mathbf{C}^T(l) \quad (127)$$

$$= \frac{1}{B} \sum_{j=lB+1}^{(l+1)B} \mathbf{c}(j) \mathbf{c}^T(j) \quad (128)$$

[0156] 把式(120)內之模式假設代入式(128)，並且式(122)和(123)，以及式(124)內之定義，相關性矩陣 $\mathbf{B}(l)$ 可近似：

$$\begin{aligned} \mathbf{B}(l) &= \frac{1}{B} \sum_{j=lB+1}^{(l+1)B} [\sum_{i=1}^I x_i(j) \mathbf{S}(\boldsymbol{\Omega}_{x_i}(l)) + \mathbf{c}_A(j)] [\sum_{i'=1}^I x_{i'}(j) \mathbf{S}(\boldsymbol{\Omega}_{x_{i'}}(l)) + \mathbf{c}_A(j)]^T \\ &= \sum_{i=1}^I \sum_{i'=1}^I \mathbf{S}(\boldsymbol{\Omega}_{x_i}(l)) \mathbf{S}^T(\boldsymbol{\Omega}_{x_{i'}}(l)) \frac{1}{B} \sum_{j=lB+1}^{(l+1)B} x_i(j) x_{i'}(j) \end{aligned} \quad (129)$$

$$\begin{aligned} &+ \sum_{i=1}^I \mathbf{S}(\boldsymbol{\Omega}_{x_i}(l)) \frac{1}{B} \sum_{j=lB+1}^{(l+1)B} x_i(j) \mathbf{c}_A^T(j) + \sum_{i'=1}^I \frac{1}{B} \sum_{j=lB+1}^{(l+1)B} x_{i'}(j) \mathbf{c}_A(j) \mathbf{S}^T(\boldsymbol{\Omega}_{x_{i'}}(l)) \\ &+ \frac{1}{B} \sum_{j=lB+1}^{(l+1)B} \mathbf{c}_A(j) \mathbf{c}_A^T(j) \end{aligned} \quad (130)$$

$$\approx \sum_{i=1}^I \bar{\sigma}_{x_i}^2(l) \mathbf{S}(\boldsymbol{\Omega}_{x_i}(l)) \mathbf{S}^T(\boldsymbol{\Omega}_{x_i}(l)) + \Sigma_A(l) \quad (131)$$

[0157] 由式(131)可見 $\mathbf{B}(l)$ 大略由歸屬於方向性和周圍 HOA 成分之二加成性成分所組成。其 $J(l)$ 秩數近似值 $\mathbf{B}_J(l)$ 提供方向性 HOA 成分之近似值，即：

$$\mathbf{B}_J(l) \approx \sum_{i=1}^I \bar{\sigma}_{x_i}^2(l) \mathbf{S}(\boldsymbol{\Omega}_{x_i}(l)) \mathbf{S}^T(\boldsymbol{\Omega}_{x_i}(l)) \quad (132)$$

對方向性對周圍功率，可從式(126)推知。

[0158] 然而應強調的是， $\Sigma_A(l)$ 有些部份不免會漏入 $B_J(l)$ ，因為 $\Sigma_A(l)$ 一般有滿秩數，因此由矩陣 $\sum_{i=1}^I \bar{\sigma}_{x_i}^2(l) \mathbf{s}(\Omega_{x_i}(l)) \mathbf{s}^T(\Omega_{x_i}(l))$ 和 $\Sigma_A(l)$ 的直列所跨越之副空間，彼此並非正交。藉式(132)，用於搜尋優勢方向的式(77)內向量，可以下式表達：

$$\sigma^2(l) = \text{diag}(\Xi^T B_J(l) \Xi) \quad (133)$$

$$= \text{diag} \left(\begin{bmatrix} \mathbf{S}^T(\Omega_1) B_J(l) \mathbf{S}(\Omega_1) & & \mathbf{S}^T(\Omega_1) B_J(l) \mathbf{S}(\Omega_Q) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{S}^T(\Omega_Q) B_J(l) \mathbf{S}(\Omega_1) & & \mathbf{S}^T(\Omega_Q) B_J(l) \mathbf{S}(\Omega_Q) \end{bmatrix} \right) \quad (134)$$

$$\begin{aligned} & \text{diag} \left(\begin{bmatrix} \sum_{i=1}^I \bar{\sigma}_{x_i}^2(l) v_N^2(\angle(\Omega_1, \Omega_{x_i})) & & \sum_{i=1}^I \bar{\sigma}_{x_i}^2(l) v_N(\angle(\Omega_1, \Omega_{x_i})) v_N(\angle(\Omega_{x_i}, \Omega_Q)) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \sum_{i=1}^I \bar{\sigma}_{x_i}^2(l) v_N(\angle(\Omega_Q, \Omega_{x_i})) v_N(\angle(\Omega_{x_i}, \Omega_1)) & & \sum_{i=1}^I \bar{\sigma}_{x_i}^2(l) v_N^2(\angle(\Omega_Q, \Omega_{x_i})) \end{bmatrix} \right) \\ & = \left[\sum_{i=1}^I \bar{\sigma}_{x_i}^2(l) v_N^2(\angle(\Omega_1, \Omega_{x_i})) \quad \dots \quad \sum_{i=1}^I \bar{\sigma}_{x_i}^2(l) v_N^2(\angle(\Omega_Q, \Omega_{x_i})) \right]^T \end{aligned} \quad (136)$$

[0159] 在式(135)內使用式(47)內所示球諧函數之如下性質：

$$\mathbf{S}^T(\Omega_Q) \mathbf{S}(\Omega_{q'}) = v_N(\angle(\Omega_Q, \Omega_{q'})) \quad (137)$$

[0160] 式(136)顯示 $\sigma^2(l)$ 之 $\sigma_q^2(l)$ 成分為來自測試方向 Ω_q ， $1 \leq q \leq Q$ 的訊號功率之近似值。

【符號說明】

[0161]

21：成幅

22：估計優勢方向

- 23：計算方向性訊號
- 24：計算周圍 HOA 成分
- 25：位階降低
- 26：球諧函數轉換
- 27：感知編碼
- 31：感知解碼
- 32：逆球諧函數轉換
- 33：位階延伸
- 34：HOA 訊號組成

I634546

發明摘要

【發明名稱】(中文/英文)

高階保真立體音響訊號表象之壓縮方法和裝置以及解
壓縮方法和裝置

Method and apparatus for compressing and decompressing a higher order
ambisonics signal representation

【中文】

高階保真立體音響(HOA)表象在聲音焦點附近的完整聲場，與擴音器設置無關。高空間解析度需要高 HOA 係數。在本發明中，估計優勢聲音方向，把 HOA 訊號表象分解成時間域內之優勢方向性訊號，和相關方向資訊，以及 HOA 域內之周圍成分，接著藉降低其位階，以壓縮周圍成分。降階周圍成分轉換成空間域，並連同方向性訊號以感知方式編碼。在接收器側，編碼之方向性訊號和降階之編碼周圍成分，以感知方式解壓縮，經感知方式解壓縮之周圍訊號，轉換成降階之 HOA 域表象，接著是位階延伸。全部 HOA 表象是由方向性訊號，相對應方向資訊，和原階周圍 HOA 成分重組。

【英文】

Higher Order Ambisonics (HOA) represents a complete sound field in the vicinity of a sweet spot, independent of loudspeaker set-up. The high spatial resolution requires a high number of HOA coefficients. In the invention, dominant sound directions are estimated and the HOA signal representation is decomposed into dominant directional signals in time domain and related direction information, and an ambient component in HOA domain, followed by compression of the ambient component by reducing its order. The reduced-order ambient component is transformed to the spatial domain, and is perceptually coded together with the directional signals. At receiver side, the encoded directional signals and the order-reduced encoded ambient component are perceptually decompressed, the perceptually decompressed ambient signals are transformed to an HOA domain representation of reduced order, followed by order extension. The total HOA representation is re-composed from the directional signals, the corresponding direction information, and the original-order ambient HOA component.

申請專利範圍

1.一種高階保真立體音響(HOA)訊號表象之解壓縮方法，該方法包含：

接收經編碼之方向性訊號，以及經編碼之周圍訊號；

以感知方式解碼該經編碼之方向性訊號及該經編碼之周圍訊號，以個別產生經解碼之方向性訊號以及經解碼之周圍訊號；

獲得與該方向性訊號有關的旁側資訊；

將該經解碼周圍訊號從空間域轉換至該周圍訊號的HOA域表象；

從該周圍訊號和該經解碼之方向性訊號的該HOA域表象重組高階保真立體音響(HOA)訊號

其中該旁側資訊包括從空間中均勻分布的方向組合中選出的該方向性訊號的方向，且

其中該轉換包括對該經解碼之周圍訊號施用逆空間變換。

2.如申請專利範圍第1項之方法，其中該高階保真立體音響(HOA)訊號表象具有大於1的階數。

3.如申請專利範圍第2項之方法，其中該經解碼周圍訊號的階數小於該高階保真立體音響(HOA)訊號表象的該階數。

4.如申請專利範圍第1項之方法，其中該經編碼之方向性訊號、該經編碼之周圍訊號、以及該旁側資訊係以位元流接收，並且該位元流以感知方式解碼成複數個傳輸通

道，該複數個傳輸通道的每一者在該轉換步驟以及該重組步驟之前重新指派給方向性訊號或周圍訊號。

5.一種高階保真立體音響(HOA)訊號表象之解壓縮裝置，該裝置包含：

輸入介面，其接收經編碼之方向性訊號和經編碼之周圍訊號；

聲訊解碼器，其以感知方式解碼該經編碼之方向性訊號和該經解碼之周圍訊號，以個別產生經解碼之方向性訊號以及經解碼之周圍訊號；

提取器，用以獲得與該方向性訊號相關之旁側資訊；

反向轉換器，用以將該經編碼之周圍訊號從空間域轉換至該周圍訊號的 HOA 域表象；

合成器，用以從該周圍訊號和該經解碼之方向性訊號的該 HOA 域表象重組高階保真立體音響(HOA)訊號；

其中該旁側資訊包括從空間中均勻分布的方向組合中選出的該方向性訊號的方向，且

其中該反向轉換器進一步被配置成透過對該經解碼之周圍訊號施用逆空間變換來進行轉換。

6.如申請專利範圍第 5 項之裝置，其中該高階保真立體音響(HOA)訊號表象具有大於 1 的階數。

7.如申請專利範圍第 6 項之裝置，其中該經解碼之周圍訊號的階數小於該高階保真立體音響(HOA)訊號表象的該階數。

8.如申請專利範圍第 5 項之裝置，其中該經編碼之方

向性訊號、該經編碼之周圍訊號、以及該旁側資訊係以位元流接收，並且該位元流以感知方式解碼成複數個傳輸通道，該複數個傳輸通道的每一者在該轉換步驟以及該重組步驟之前重新指派給方向性訊號或周圍訊號。

9.一種非暫時性電腦可讀取媒體，其包含當處理器實行申請專利範圍第 1 項之方法時執行的指令。

10.一種高階保真立體音響(HOA)訊號表象之解壓縮方法，該方法包含：

接收經編碼之方向性訊號，以及經編碼之周圍訊號；

以感知方式解碼該經編碼之方向性訊號及該經編碼之周圍訊號，以個別產生經解碼之方向性訊號以及經解碼之周圍訊號；

獲得與該方向性訊號有關的旁側資訊；

將該經解碼周圍訊號從空間域轉換至該周圍訊號的 HOA 域表象；

從該周圍訊號和該經解碼之方向性訊號的該 HOA 域表象重組高階保真立體音響(HOA)訊號；

平滑化該重組的 HOA 訊號；

其中該旁側資訊包括從空間中均勻分布的方向組合中選出的該方向性訊號的方向。

11.一種高階保真立體音響(HOA)訊號表象之解壓縮裝置，該裝置包含：

輸入介面，其接收經編碼之方向性訊號和經編碼之周圍訊號；

聲訊解碼器，其以感知方式解碼該經編碼之方向性訊號和該經解碼之周圍訊號，以個別產生經解碼之方向性訊號以及經解碼之周圍訊號；

提取器，用以獲得與該方向性訊號相關之旁側資訊；

反向轉換器，用以將該經編碼之周圍訊號從空間域轉換至該周圍訊號的 HOA 域表象；

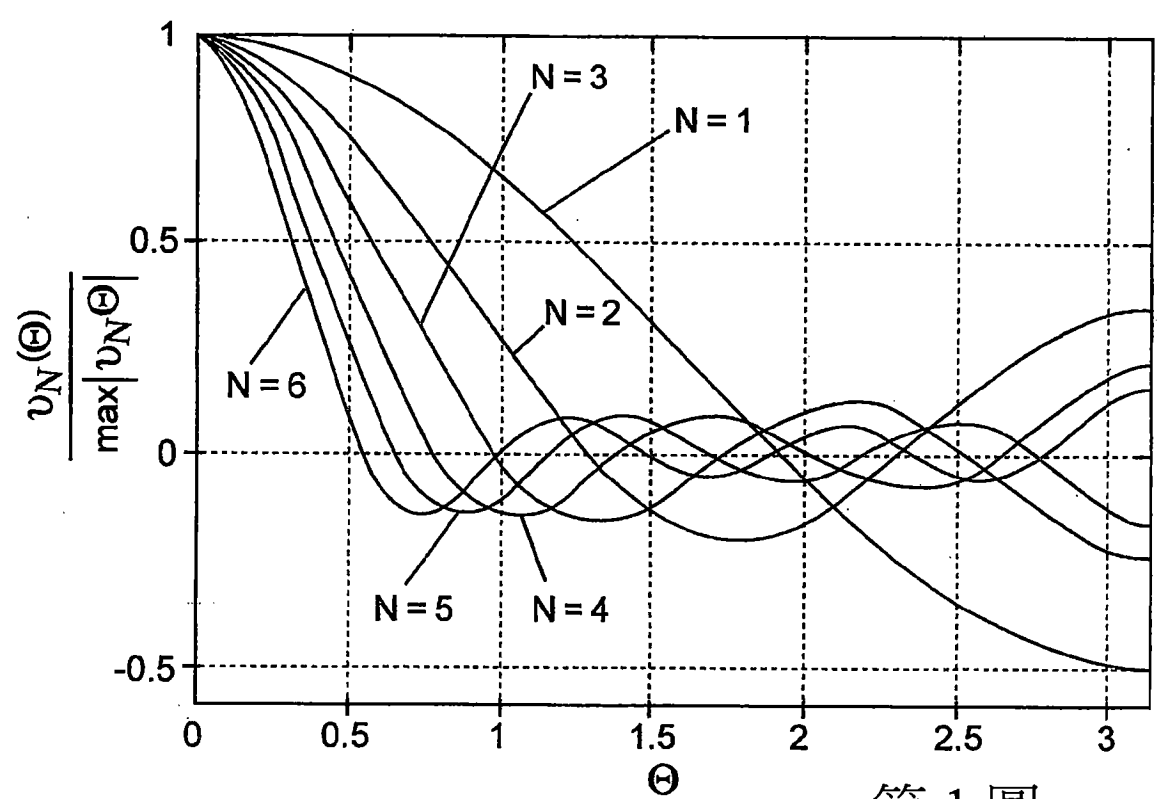
合成器，用以從該周圍訊號和該經解碼之方向性訊號的該 HOA 域表象重組高階保真立體音響(HOA)訊號；

平滑器，用以平滑化該重組的 HOA 訊號；

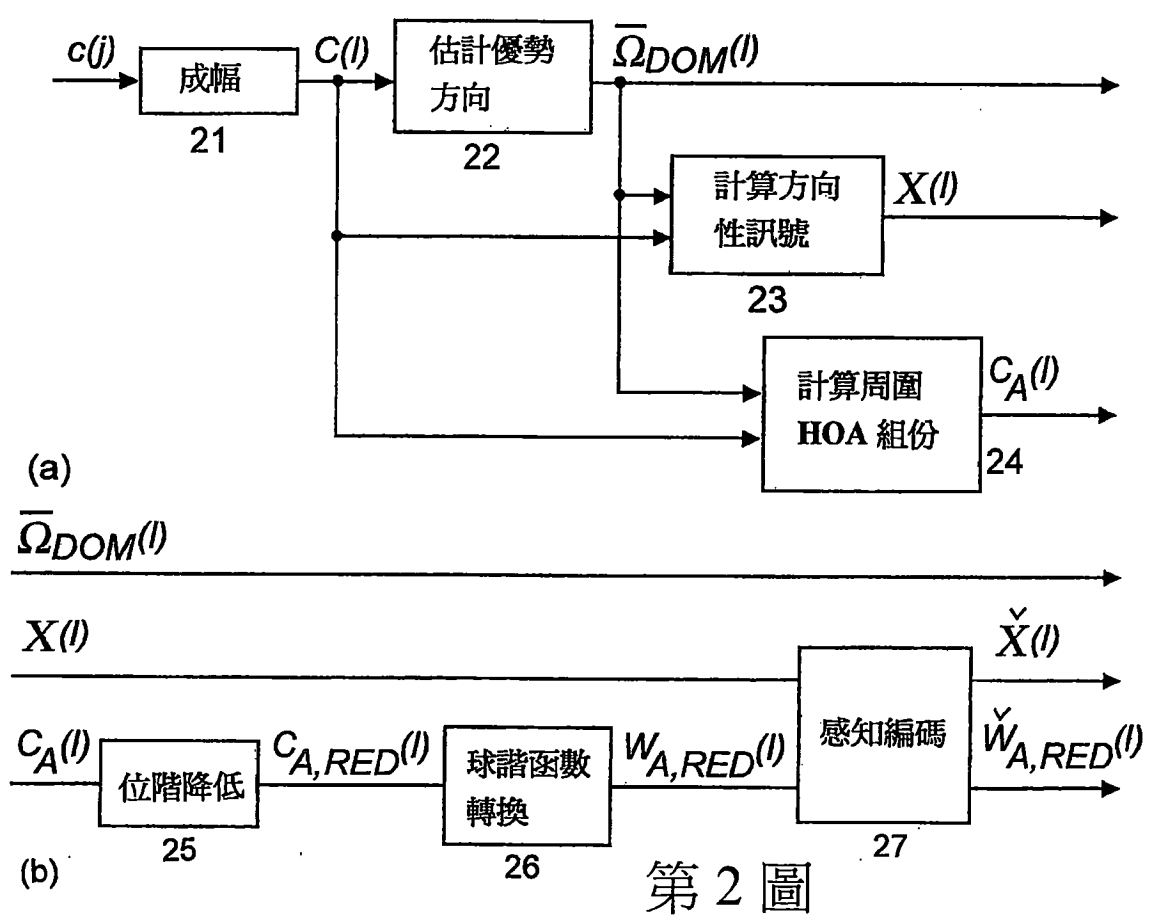
其中該旁側資訊包括從空間中均勻分布的方向組合中選出的該方向性訊號的方向。

12.一種非暫時性電腦可讀取媒體，其包含當處理器實行申請專利範圍第 10 項之方法時執行的指令。

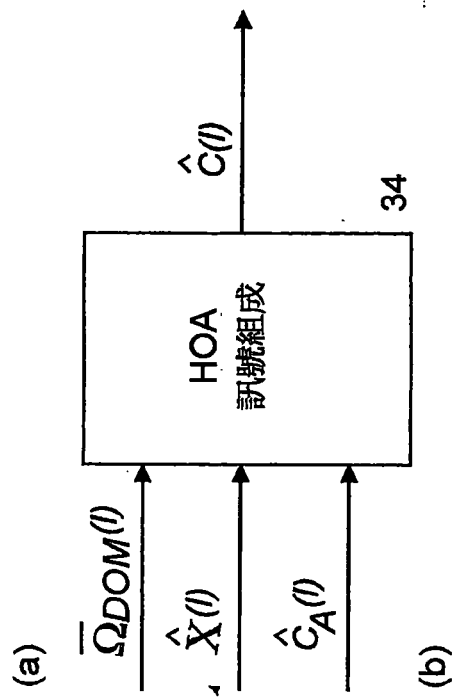
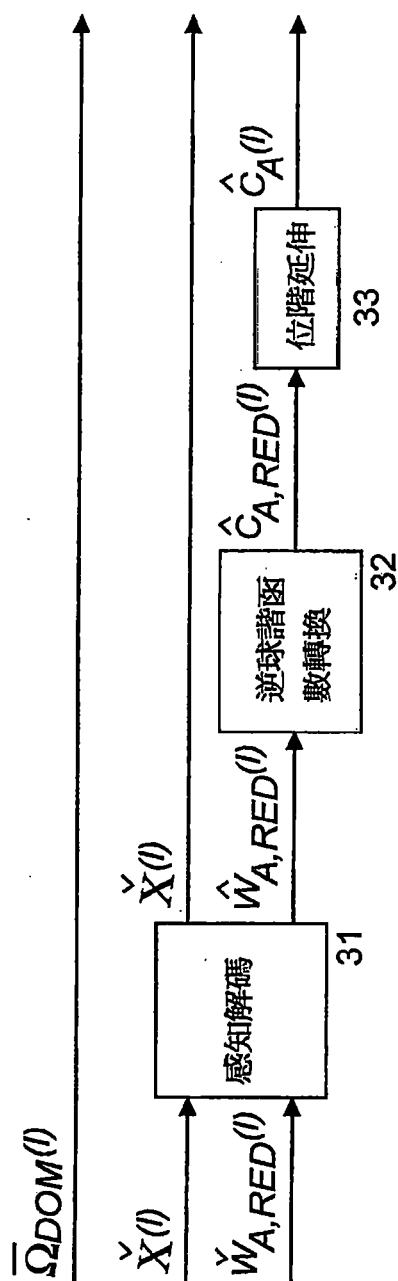
圖式



第 1 圖



第 2 圖



第3圖

【代表圖】

【本案指定代表圖】：第(2)圖。

【本代表圖之符號簡單說明】：

21：成幅

22：估計優勢方向

23：計算方向性訊號

24：計算周圍 HOA 成分

【本案若有化學式時，請揭示最能顯示發明特徵的化學式】：無