



(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 I700937 B

(45)公告日：中華民國 109 (2020) 年 08 月 01 日

(21)申請案號：108139808

(22)申請日：中華民國 101 (2012) 年 05 月 09 日

(51)Int. Cl. : **H04S7/00 (2006.01)****H04S3/00 (2006.01)**

(30)優先權：2011/05/09 美國

13/103,809

(71)申請人：美商 DTS 股份有限公司 (美國) DTS, INC. (US)

美國

(72)發明人：菲索 蘇爾安 FEJZO, ZORAN (US)；強斯頓 詹姆斯 D. JOHNSTON, JAMES D.

(US)

(74)代理人：惲軼群；陳文郎

(56)參考文獻：

TW 201116078A

US 2005/0254662A1

US 2006/0083389A1

US 2007/0121955A1

WO 01/82650A2

WO 92/10876A1

審查人員：李炳昌

申請專利範圍項數：8 項 圖式數：14 共 65 頁

(54)名稱

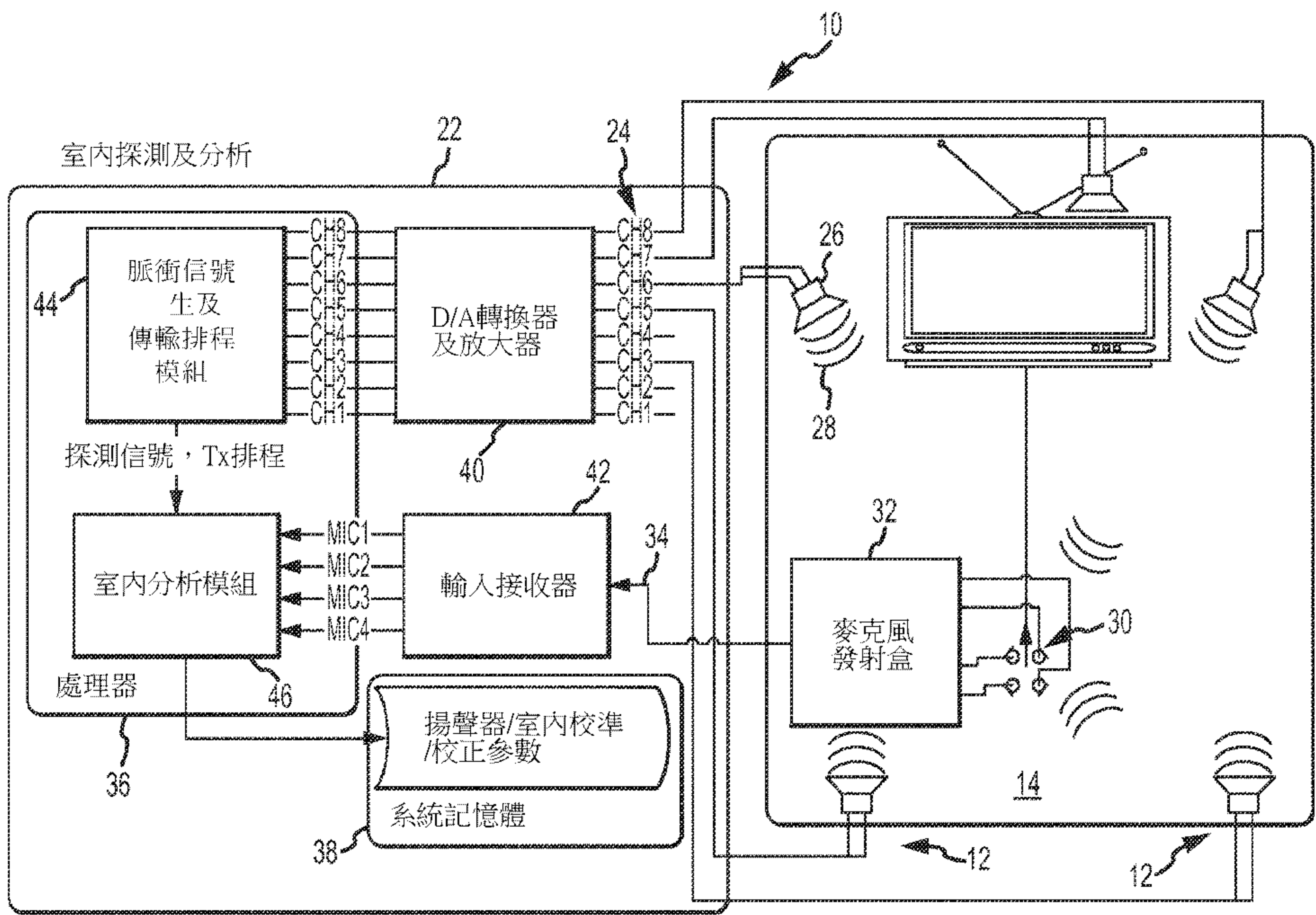
用於多聲道音訊之室內特徵化及校正技術

(57)摘要

裝置及方法適於特徵化一多聲道揚聲器配置，校正揚聲器/室內延遲、增益及頻率響應或配置次頻帶域校正濾波器。

Devices and methods are adapted to characterize a multi-channel loudspeaker configuration, to correct loudspeaker/room delay, gain and frequency response or to configure sub-band domain correction filters.

指定代表圖：



第 1a 圖

符號簡單說明：

10 . . . 多聲道音訊系統

12 . . . 多聲道揚聲器配置

14 . . . 聆聽環境

22 . . . A/V 前置放大器

24 . . . 音訊輸出

26 . . . 揚聲器

28 . . . 聲波

30 . . . 麥克風

32 . . . 麥克風發射盒/發射盒

34 . . . 音訊輸入

36 . . . 處理器

38 . . . 系統記憶體

40 . . . 放大器

42 . . . 輸入接收器

44 . . . 探針信號產生及傳輸排程模組/模組

46 . . . 室內分析模組/模組



公告本

I700937

【發明摘要】

【中文發明名稱】

用於多聲道音訊之室內特徵化及校正技術

【英文發明名稱】

Room Characterization and Correction for Multi-Channel Audio

【中文】

裝置及方法適於特徵化一多聲道揚聲器配置，校正揚聲器/室內延遲、增益及頻率響應或配置次頻帶域校正濾波器。

【英文】

Devices and methods are adapted to characterize a multi-channel loudspeaker configuration, to correct loudspeaker/room delay, gain and frequency response or to configure sub-band domain correction filters.

【指定代表圖】 圖1a

【代表圖之符號簡單說明】

- 10...多聲道音訊系統
- 12...多聲道揚聲器配置
- 14...聆聽環境
- 22...A/V 前置放大器
- 24...音訊輸出
- 26...揚聲器
- 28...聲波
- 30...麥克風
- 32...麥克風發射盒/發射盒
- 34...音訊輸入
- 36...處理器
- 38...系統記憶體
- 40...放大器
- 42...輸入接收器
- 44...探針信號產生及傳輸排程模組/模組
- 46...室內分析模組/模組

【特徵化學式】

(無)

【發明說明書】

【中文發明名稱】

用於多聲道音訊之室內特徵化及校正技術

【英文發明名稱】

Room Characterization and Correction for Multi-Channel Audio

【技術領域】

【0001】 發明領域

此發明針對一多聲道音訊播放裝置及方法，且更具體而言，針對適於特徵化一多聲道揚聲器配置及校正揚聲器/室內延遲、增益及頻率響應的一裝置及方法。

【0002】 本揭示係有關於用於多聲道音訊之室內特徵化及校正技術。

【先前技術】

【0003】 發明背景

家用娛樂系統已從簡單的立體聲系統發展成多聲道音訊系統，諸如環場音效系統和新近的3D音響系統，及具有視訊顯示器的系統。儘管這些家用娛樂系統已經過改良，室內聲學仍有缺陷，諸如，由房間中的表面反射及/或揚聲器相對於一聆聽者非均勻配置所引起的聲音失真。因為家用娛樂系統廣泛用在住宅中，改良室內聲學是爲了更好地享受較佳聆聽環境的家用娛樂系統使用者所關心的問題。

【0004】 「環場音效」是聲頻工程中用來指使用多個聲道及揚聲器來對位於揚聲器之間的一聆聽者提供一模擬聲源配置的聲音重現系統的術語。聲音可透過一或多個揚聲器以不同延遲且以不同強度重現而以聲源「環繞」聆聽者，且由此產生一更迷人或逼真的聆聽體驗。一傳統的環場音效系統包括一二維揚聲器配置，例如，前置、中置、後置，可能還有一側置。新近的3D音響系統包

括一三維揚聲器配置。例如，該配置可包括上下之前置、中置、後置或側置揚聲器。依本文所用，一多聲道揚聲器配置包含立體聲、環場音效及3D音響系統。

【0005】 多聲道環場音效用在電影院及家庭影院應用中。在一常見配置中，家庭影院中的聆聽者被五個揚聲器而非傳統家用立體聲系統中所用的兩個揚聲器環繞。在五個揚聲器中，三個揚聲器被置於房間的前部，其餘兩個環場音效揚聲器位於聆聽/觀看位置的後部或兩側(THX® dipolar)。一種新的配置使用包含可模擬環場音效體驗的多個揚聲器的一「條形音箱」。在現今使用的各種環場音效形式中，Dolby Surround(杜比環繞)®是70年代初發展起來的電影院專用的原始環場音效形式。Dolby Digital(杜比數字)®在1996年首次進入市場。Dolby Digital®是具有六個獨立音訊聲道的數位形式，其克服了Dolby Surround®依賴於將四個音訊聲道組合成兩個聲道儲存在記錄媒體上的一矩陣系統的某些限制。Dolby Digital®也被稱作5.1-聲道形式，且多年前已被普遍採用，用於電影錄音。現今使用的另一形式是提供高於Dolby Digital®之音訊品質的DTS Digital Surround(數位環場音效)TM(1,411,200對384,000位元每秒)，以及許多不同的揚聲器配置，例如5.1，6.1，7.1，11.2等及其變化形式，例如，7.1前置增寬、前置增高、中央上方、側增高或中央增高。例如，DTS-HD®支援Blu-Ray(藍光)®光碟上的七個不同的7.1聲道配置。

【0006】 音訊/視訊前置放大器(或A/V控制器或A/V接收器)處理將二聲道Dolby Surround®、Dolby Digital®，或DTS Digital SurroundTM或DTS-HD®信號解碼成各自不同聲道的工作。A/V前置放大器輸出提供六個線路電平信號給左置、中央、右置、左環繞、右環繞，及重低音聲道。這些不同的輸出被饋送至一多聲道功率放大器或在使用一整合接收器時被內部放大，以驅動家庭影院揚聲器系統。

【0007】 手動設定及微調A/V前置放大器以獲得最佳性能可能是要求很

高的。在依據用戶手冊連接一家庭影院系統之後，用於揚聲器設置的前置放大器或接收器必須被配置。例如，A/V前置放大器必須知道具體的使用中環場音效揚聲器配置。在許多情況下，若使用者只是運氣不好不能將5.1或7.1揚聲器放置在那些位置，則A/V前置放大器僅支援一預設的輸出配置。一些高端A/V前置放大器支援多個7.1配置且讓使用者從一菜單中選擇適當的室內配置。除此之外，每一音訊聲道(實際的聲道數目是由使用中的具體環場音效格式確定)的響度應被個別設定以提供揚聲器音量的總體平衡。此過程由從每一揚聲器連續產生一雜訊形式的「測試信號」且在聆聽/觀看位置獨立調整每一揚聲器之音量開始。此一任務的推薦工具是聲壓位準(SPL)計。這對不同的揚聲器靈敏度、聆聽室聲學，及揚聲器配置提供補償。其他因素，諸如，不對稱聆聽空間及/或有角的觀看區域、窗口、拱道及傾斜天花板，可能使校準更加複雜。

【0008】 因此希望提供一種藉由調整每一音訊聲道之頻率響應、振幅響應及時間響應來自動校準一多聲道音響系統的系統及程序。此外，也希望該程序可在環場音效系統之正常操作期間執行且不干擾聆聽者。

【0009】 名稱為「Auto-Calibrating Surround System」的美國專利第7,158,643號案描述允許自動且獨立校準及調整環場音效系統之每一聲道之頻率、振幅及時間響應的方法。該系統產生一測試信號，該測試信號透過揚聲器來播放且由麥克風來記錄。該系統處理器使接收的聲音信號與測試信號互相關聯，且由互相關聯的信號來確定一白化響應。名稱為「Room Acoustics Correction Devie」的美國專利公開申請案第2007,0121955號案描述一類似方法。

【發明內容】

【0010】 發明概要

下文是提供對本發明之某些層面基本理解的發明概要。此概要並不欲確認本發明之重要或關鍵要素或描述本發明之範圍。其唯一的目的是在於以一簡化方

式來描述本發明之某些構想以作為稍後描述的更詳細說明及界定申請專利範圍的開頭。

【0011】 本發明提供適於特徵化一多聲道揚聲器配置以校正揚聲器/室內延遲、增益及頻率響應或配置次頻帶域校正濾波器的裝置及方法。

【0012】 在用以特徵化一多聲道揚聲器配置的一實施例中，一寬頻探測信號被提供給一A/V前置放大器之每一音訊輸出，複數音訊輸出被耦合至一聆聽環境中的一多聲道配置中的揚聲器。揚聲器將探測信號轉換成聲音響應，該等聲音響應在被安靜期隔開的非重疊時槽中以聲波被發射到聆聽環境中。對於被探測的每一音訊輸出，聲波由一麥克風陣列來接收以將聲音響應轉換成寬頻電子響應信號。在發射次一探測信號之前的安靜期中，(複數)處理器以寬頻探測信號對寬頻電子響應信號進行反摺積，以確定每一麥克風對揚聲器的一寬頻室內響應，計算每一揚聲器到麥克風的一延遲並將該延遲記錄在記憶體中，在由揚聲器之延遲抵消的一指定時段上將每一麥克風的寬頻響應記錄在記憶體中，及確定音訊輸出是否被耦合至一揚聲器。音訊輸出是否被耦合的確定可被推遲到每一聲道的室內響應經處理為止。(複數)處理器可在接收寬頻電響應信號時劃分該寬頻電響應信號且使用，例如，一劃分FFT來處理被劃分的信號，以形成寬頻室內響應。(複數)處理器可由被劃分信號來計算並持續再新一希爾伯特包跡(HE)。HE中的一明顯峰值可用以計算延遲並確定音訊輸出是否被耦合至一揚聲器。

【0013】 基於算出的延遲，(複數)處理器確定每一連接聲道與揚聲器的一距離及至少一第一角度(例如，方位角)。若麥克風陣列包括兩個麥克風，則處理器可解析與被置於前面、側面或後面的一半平面中的揚聲器的角度。若麥克風陣列包括三個麥克風，則處理器可解析與被置於由在前面、兩側及後面的三個麥克風所界定之平面中的揚聲器的角度。若麥克風陣列包括呈3D配置的四或更多個麥克風，則處理器可解析與被置於三維空間中的揚聲器的方位角及仰角。

使用這些與耦合揚聲器的距離及角度，(複數)處理器自動選擇一特定多聲道配置並計算每一揚聲器在聆聽環境中的位置。

【0014】 在用以校正揚聲器/室內頻率響應的一實施例中，一寬頻探測信號，可能還有一預加重探測信號，被提供給一A/V前置放大器之每一音訊輸出，至少複數音訊輸出被耦合至一聆聽環境中的一多聲道配置中的揚聲器。揚聲器將探測信號轉換成聲音響應，該等聲音響應在被安靜期隔開的非重疊時槽中以聲波被發射到聆聽環境中。對於被探測的每一音訊輸出，聲波由一麥克風陣列來接收，將聲音響應轉換成電響應信號。(複數)處理器以寬頻探測信號對電響應信號反摺積，以確定每一麥克風對揚聲器的一室內響應。

【0015】 (複數)處理器由室內響應來計算一室內能量度量。(複數)處理器以聲壓之函數對高於截止頻率的頻率計算室內能量度量的第一部分，且以聲壓及聲速之函數對低於截止頻率的頻率計算室內能量度量的第二部分。聲速獲自麥克風陣列上的一聲壓梯度。若包含寬頻及預加重探測信號的一雙探針信號被利用，則僅以聲壓為基礎的能量度量之高頻部分自寬頻室內響應被擷取，且以聲壓及聲速為基礎的能量度量之低頻部分自預加重室內響應被擷取。雙探針信號可用以在無聲速分量下計算室內能量度量，在此情況下，預加重探測信號用於雜訊整形。(複數)處理器混合能量度量的第一及第二部分以提供指定聲學頻帶的室內能量度量。

【0016】 爲了獲得一更為感知適當的度量，室內響應或室內能量度量可被逐漸平化，以在最低頻率下實質上擷取完整時間響應，且本質上在最高頻率下僅擷取直接路徑加數毫秒的時間響應。(複數)處理器由室內能量度量來計算濾波器係數，該等濾波器係數用以配置(複數)處理器內的數位校正濾波器。(複數)處理器可計算使用者定義的或一平化形式聲道能量度量的一聲道目標曲線的濾波器係數，且可接著將濾波器係數調整成一共同目標曲線，共同目標曲線可以是

使用者定義的或可以是聲道目標曲線的一平均值。(複數)處理器透過對應的數位校正濾波器將音訊信號傳遞至揚聲器，以播放至聆聽環境中。

【0017】 在用以產生一多聲道音訊系統的次頻帶校正濾波器的一實施例中，將一音訊信號之 P 個次頻帶降低取樣至基頻的一 P -頻帶過取樣分析濾波器組及將 P 個次頻帶提高取樣以重建音訊信號的一 P -頻帶過取樣合成濾波器組，其中 P 是一整數，被設在A/V前置放大器中的(複數)處理器中。一頻譜度量被提供給每一聲道。(複數)處理器組合每一頻譜度量與一聲道目標曲線，以提供每一聲道之一總頻譜度量。對於每一聲道，(複數)處理器擷取對應於不同次頻帶的總頻譜度量的一部分，並將頻譜度量之擷取部分重映射至基頻，以模擬分析濾波器組之降低取樣。(複數)處理器對每一次頻帶的重映射頻譜度量計算一自回歸(AR)模型，並將每一AR模型之係數映射至一最小相位全零次頻帶校正濾波器之係數。(複數)處理器可藉由依照重映射頻譜度量的一反向FFT來計算一自相關序列及對自相關序列應用一列文遜-杜賓演算法以計算AR模型來計算AR模型。列文遜-杜賓演算法產生次頻帶的剩餘功率估計，剩餘功率估計可用以選擇校正濾波器的階數。(複數)處理器由頻率校正分析與合成濾波器組之間的 P 個基頻音訊信號的對應係數來配置 P 個數位全零次頻帶校正濾波器。(複數)處理器可計算一聲道目標曲線的濾波器係數，該聲道目標曲線是使用者定義的或是一平化形式的聲道能量度量，且可接著將濾波器係數調整成一共同目標曲線，該曲線可以是聲道目標曲線的一平均值。

【圖式簡單說明】

【0018】 本發明的這些及其他特徵及優勢由以下較佳實施例參照附圖之詳細說明對熟於此技者將是顯而易見的，其中：

【0019】 第1a及1b圖分別是在分析模式的一多聲道音訊播放系統及聆聽環境之一實施例的一方塊圖及一四面體麥克風之一實施例的一圖式；

【0020】 第2圖是在播放模式的一多聲道音訊播放系統及聆聽環境的一實施例的一方塊圖；

【0021】 第3圖是適於校正在分析模式中確定的揚聲器/室內頻率響應之偏差之播放模式的次頻帶濾波器組的一實施例的一方塊圖；

【0022】 第4圖是分析模式的一實施例的一流程圖；

【0023】 第5a至5d圖是一全通探測信號的時間、頻率及自相關序列；

【0024】 第6a及6b圖是一預加重探測信號的時序及幅度譜；

【0025】 第7圖是用以由同一頻域信號產生一全通探測信號及一預加重探測信號的一實施例的一流程圖；

【0026】 第8圖是用以排程探測信號之傳輸以供採集的一實施例的一圖式；

【0027】 第9圖是實時採集處理探測信號以提供一室內響應及延遲的一實施例的一方塊圖；

【0028】 第10圖是後處理室內響應以提供校正濾波器的一實施例的一流程圖；

【0029】 第11圖是由一寬頻探測信號及一預加重探測信號之頻譜度量混合而成的一室內頻譜度量的一實施例的一圖式；

【0030】 第12圖是用以計算不同探測信號及麥克風組合的能量量測的一實施例的一流程圖；

【0031】 第13圖是用以處理能量量測來計算頻率校正濾波器的一實施例的一流程圖；及

【0032】 第14a至14c圖是繪示擷取能量量測並將其重映射至基頻以模擬分析濾波器組之降低取樣的一實施例的圖式。

【實施方式】

【0033】 較佳實施例之詳細說明

本發明提供適於特徵化一多聲道揚聲器配置以校正揚聲器/室內延遲、增益及頻率響應或配置次頻帶域校正濾波器的裝置及方法。各種裝置及方法適於將揚聲器在空間中自動定位以確定一音訊聲道是否被連接，選擇特定的多聲道揚聲器配置及將每一揚聲器置於聆聽環境中。各種裝置及方法適於擷取一感知適當的能量量測，在低頻下擷取聲壓及速度且在廣闊的聽音區域上是準確的。能量度量是由藉由使用置於聆聽環境中的一單一位置、且用以配置數位校正濾波器的密排非一致性麥克風陣列收集到的室內響應所導出。各種裝置及方法適於配置次頻帶校正濾波器來校正一輸入多聲道音訊信號的頻率響應，以及例如由室內響應及揚聲器響應所引起的一目標響應的偏差。一頻譜度量(諸如，室內頻譜度量/能量度量)被分區並重映射至基頻以模擬分析濾波器組之降低取樣。AR模型對於每一次頻帶獨立計算，且模型係數被映射至一全零最小相位濾波器。值得注意的是，分析濾波器的形狀並不包括在重映射中。次頻帶濾波器實施可被配置成平衡MIPS、記憶體需求及處理延遲，且如果已經存在一個供其他音訊處理用的分析/合成濾波器組架構，則可揹負在其上。

多聲道音訊分析及播放系統

【0034】 現在參照圖式，第1a-1b、2及3圖描繪一多聲道音訊系統10的一實施例，多聲道音訊系統10用以探測並分析聆聽環境14中的一多聲道揚聲器配置12以自動選擇多聲道揚聲器配置及決定該等揚聲器在室內的位置，以擷取廣闊聽音區域上的一感知適當的頻譜(例如，能量)量測，並配置頻率校正濾波器及在室內校正(延遲、增益及頻率)下播放一多聲道音訊信號16。多聲道音訊信號16可經由一電纜或衛星饋送而被提供，或可由一儲存媒體，諸如DVD或藍光™光碟讀出。音訊信號16可與提供給電視18的一視訊信號配對。可選擇地，音訊信號16可以是一沒有視訊信號的音樂信號。

【0035】 多聲道音訊系統10包含一音訊源20，諸如電纜或衛星接收器或用以提供多聲道音訊信號16的DVD或藍光™播放器、在音訊輸出24將多聲道音訊信號解碼成單獨的音訊聲道的A/V前置放大器22，及耦合至各別的音訊輸出24之複數揚聲器26(電聲轉換器)，揚聲器26將由A/V前置放大器提供的電信號轉換成聲音響應而以聲波28被發射到聆聽環境14中。音訊輸出24可以是固線連接至揚聲器的端子或無線耦合至揚聲器的無線輸出。若一音訊輸出被耦合至一揚聲器，則稱對應的音訊聲道已被連接。揚聲器可以是以獨立2D或3D佈局配置的個別揚聲器、或各包含被配置成仿真一環場音效體驗的多個揚聲器的條形音箱。系統還包含包括一或多個麥克風30及一麥克風發射盒32的一麥克風組套件。該(等)麥克風(聲電轉換器)接收與提供給揚聲器的探測信號相關聯之聲波並將聲學響應轉換成電信號。發射盒32透過一有線或無線連接將電信號提供給一或多個A/V前置放大器的音訊輸入34。

【0036】 A/V前置放大器22包含一或多個處理器36，諸如通用電腦處理單元(CPU)或專用的數位信號處理器(DSP)晶片，典型的是具有自身處理器記憶體者，系統記憶體38及一數位對類比轉換器以及連接至音訊輸出24的放大器40。在某些系統配置中，D/A轉換器及/或放大器可以是分開的裝置。例如，A/V前置放大器可輸出校正的數位信號給D/A轉換器，D/A轉換器輸出類比信號給一功率放大器。爲了實施分析及播放操作模式，電腦程式指令之各種「模組」被儲存在記憶體、處理器或系統中，且由一或多個處理器36來執行。

【0037】 A/V前置放大器22還包含被連接至一或多個音訊輸入34以接收輸入麥克風信號並將獨立麥克風聲道提供給(複數)處理器36的一輸入接收器42。麥克風發射盒32及輸入接收器42是一配對。例如，發射盒32可包含麥克風類比前置放大器、A/D轉換器及一TDM(時域多工器)或A/D轉換器、一包裝器及一USB發射器，且相配的輸入接收器42可包含一類比前置放大器及A/D轉換器、

一SPDIF接收器及TDM解多工器或一USB接收器及解包裝器。A/V前置放大器可包括每一麥克風信號的一音訊輸入34。作為一選擇，多個麥克風信號可被多工傳輸至一單一信號並提供給一單一音訊輸入34。

【0038】 爲了支援分析操作模式(在第4圖中表示)，A/V前置放大器設有一探針信號產生及傳輸排程模組44及一室內分析模組46。如第5a-5d、6a-6b、7及8圖中詳述，模組44產生一寬頻探測信號，且可能還有一成對的預加重探測信號，並依據一時程經由A/D轉換器及放大器40在被安靜期隔開的非重疊時槽中將探測信號發射至每一音訊輸出24。每一音訊輸出24被探測其輸出是否被耦合至一揚聲器。模組44提供該探測信號或該等信號及傳輸時程給室內分析模組46。如第9至14圖中詳述，模組46依據傳輸時程來處理麥克風及探測信號以自動選擇多聲道揚聲器配置並決定該等揚聲器在室內的位置，以擷取廣闊聽音區域上的一感知適當的頻譜(能量)量測，並配置頻率校正濾波器(諸如，次頻帶頻率校正濾波器)。模組46將揚聲器配置及揚聲器位置以及濾波器係數儲存在系統記憶體38中。

【0039】 麥克風30的數目及佈局影響分析模組在選擇多聲道揚聲器配置及決定揚聲器位置上，以及在擷取廣闊聽音區域上有效的感知適當之能量度量上的能力。爲了支援這些功能，麥克風佈局提供某一數量之多樣性以將揚聲器「定位」在二或三維中並計算聲速。一般而言，麥克風是非一致的且具有固定的間距。例如，一單一的麥克風僅支援估計與揚聲器的距離。一對麥克風支援估計與揚聲器的距離及角度，諸如半平面中的方位角(前、後或任一側)及估計單一方向上的聲速。三個麥克風支援估計與揚聲器的距離及整個平面的方位角(前、後及兩側)，及估計三維空間的聲速。被置於三維球體上的四個或更多麥克風支援估計與揚聲器的距離及全三維空間的方位角和仰角，及估計三維空間的聲速。

【0040】 在一四面體麥克風陣列以及一特別選定座標系統情況下的一麥克風陣列48之一實施例被繪示於第1b圖中。四個麥克風30被放置在一四面體物件49之頂點(「球體」)上。所有麥克風被假定是全向性的，即麥克風信號表示不同位置的壓力量測。麥克風1、2及3位於x,y平面中，其中麥克風1在座標系統的原點，且麥克風2及3與x軸等距。麥克風4位於x,y平面外。每一麥克風之間的距離是相等的且由d來表示。波達方向(DOA)指示聲波到達方向(用於附錄A中的定位程序)。麥克風的間距「d」表示需要一小間距來準確計算高達500Hz到1kHz之聲速與需要一大間距來將揚聲器準確地定位的折衷。大約8.5到9cm的間距滿足這兩個要求。

【0041】 爲了支援播放操作模式，A/V前置放大器設有一輸入接收器/解碼器模組52及一音訊播放模組54。輸入接收器/解碼器模組52將多聲道音訊信號16解碼成獨立音訊聲道。例如，多聲道音訊信號16可以以一標準的雙聲道格式來傳送。模組52負責將雙聲道Dolby Surround®、Dolby Digital®或DTS Digital Surround™或DTS-HD®信號解碼成各別獨立音訊聲道。模組54處理每一音訊聲道以執行一般化格式轉換及揚聲器/室內校準及校正。例如，模組54可執行上混或下混、揚聲器重映射或虛擬化，應用延遲、增益或極性補償，執行低音管理及執行室內頻率校正。模組54可使用由分析模式產生且儲存在系統記憶體38中的頻率校正參數(例如，延遲及增益調整及濾波器係數)來配置每一音訊聲道的一或多個數位頻率校正濾波器。頻率校正濾波器可在時域、頻域或次頻帶域中實施。每一音訊聲道通過其頻率校正濾波器並被轉換成一類比音訊信號，類比音訊信號驅動揚聲器產生一聲音響應，聲音響應以聲波被發射至聆聽環境中。

【0042】 在次頻帶域中實施的數位頻率校正濾波器56之一實施例被繪示於第3圖中。濾波器56包含一P頻帶複非臨界取樣分析濾波器組58、包含用於P次頻帶的P個最小相位FIR(有限脈衝響應)校正濾波器62的一室內頻率校正濾波器

60，及一P頻帶複非臨界取樣合成濾波器組64，其中P是整數。如圖所示，室內頻率校正濾波器60已被添加到一現有濾波器架構中，諸如在次頻帶域中執行一般化上混/下混/揚聲器重映射/虛擬化功能66的DTS NEO-XTM。基於次頻帶的室內頻率校正中的大多數計算在於分析及合成濾波器組之實施。由加入室內校正到一現有的次頻帶架構，諸如DTS NEO-XTM中所加給的遞增處理要求是極微小的。

【0043】 頻率校正藉由以下操作在次頻帶域中執行：首先使一音訊信號(例如，輸入PCM樣本)通過過取樣分析濾波器組58，接著在每一頻帶中獨立應用一適當地具有不同長度的最小相位FIR校正濾波器62，且最後應用合成濾波器組64來產生一頻率校正輸出PCM音訊信號。因為頻率校正濾波器被設計為最小相位，次頻帶信號即便是在通過不同長度的濾波器之後在頻帶之間仍是時間對準的。因此，由此頻率校正方法引入的延遲僅由分析及合成濾波器組鏈中的延遲來決定。在具有64-頻帶過取樣複濾波器組的一特定實施中，此延遲小於20毫秒。

採集、室內響應處理及濾波器構造

【0044】 分析操作模式的一實施例的一高階流程圖被繪示於第4圖中。一般而言，分析模組產生寬頻探測信號，且可能是一預加重探測信號，依據一時程將探測信號經由揚聲器以聲波發射到聆聽環境中，且記錄麥克風陣列檢測到的聲學響應。模組計算每一揚聲器到每一麥克風及每一探測信號的一延遲及室內響應。此處理在發射次一探測信號之前可被「實時」完成，或在所有探測信號都已被發射且麥克風信號被記錄之後離線完成。模組處理室內響應以計算每一揚聲器的一頻譜(例如，能量)量測，且使用該頻譜度量，計算頻率校正濾波器及增益調整。再者，此處理可在發射次一探測信號之前的安靜期中完成，或離線完成。採集及室內響應處理是實時完成抑或離線完成是以每秒百萬指令數(MIPS)計量的計算、記憶體及總採集時間的折衷，且視一特定A/V前置放大器之

資源及要求而定。模組對每一揚聲器使用計算延遲以確定每一連接聲道與揚聲器的距離及至少一方位角，及使用此資訊來自動選擇特定的多聲道配置並計算聆聽環境中的每一揚聲器位置。

【0045】 分析模式從初始化系統參數及分析模組參數(步驟70)開始。系統參數可包括可利用聲道的數目(NumCh)、麥克風的數目(NumMics)及基於麥克風靈敏度的輸出音量設定、輸出電平等。分析模組參數包括探測信號或S(寬頻)及PeS(預加重)信號及一將該(等)信號發射至每一可用聲道的一時程。該(等)探測信號可被儲存在系統記憶體中或在分析開始時生成。該時程提供一或多個探測信號給音訊輸出，使得每一探測信號在被安靜期隔開的非重疊時槽中以聲波由一揚聲器發射到聆聽環境中。安靜期的範圍將至少部分取決於任一處理是否在發射次一探測信號之前被執行。

【0046】 第一探測信號S是特徵為幅度譜在一指定聲學頻帶上實質上是恆定的一寬頻序列。與聲學頻帶內一恆定幅度譜的偏差犧牲信噪比(SNR)，這影響室內及校正濾波器的特徵化。一系統規格可指定與聲學頻帶常數的一最大dB偏差。第二探測信號PeS是特徵為應用於一基頻序列以提供指定聲學頻帶之一部分上的一放大幅度譜之一預加重函數的預加重序列。預加重序列可由寬頻序列導出。一般而言，第二探測信號可用於一可與指定聲學頻帶部分地或全部重疊的一特定目標頻帶中的雜訊整形或衰減。在一特定應用中，預加重函數的幅度與一與指定聲學頻帶之一低頻區域重疊的目標頻帶內的頻率成反比。當與一麥克風陣列組合使用時，雙探針信號提供一聲速計算，該聲速計算在有雜訊存在時更加強健。

【0047】 前置放大器的探針信號產生及傳輸排程模組依據時程來啟動發射該(等)探測信號並擷取(諸)麥克風信號P及PeP(步驟72)。(諸)探測信號(S及PeS)及擷取的(諸)麥克風信號(P及PeP)被提供給室內分析模組以執行室內響應採集

(步驟74)。此採集輸出一室內響應-一時域室內脈衝響應(RIR)或一頻域室內頻率響應(RFR)，及每一揚聲器的每一擷取麥克風信號之延遲。

【0048】 一般而言，採集過程包括以探測信號對(複數)麥克風信號的反摺積以擷取室內響應。寬頻麥克風信號以寬頻探測信號被反摺積。預加重麥克風信號可以預加重麥克風信號或其基頻序列被反摺積，基頻序列可以是寬頻探測信號。將預加重麥克風信號以其基頻序列反摺積使預加重函數疊加到室內響應上。

【0049】 反摺積可藉由計算麥克風信號的一FFT(快速傅立葉轉換)，計算探測信號的一FFT，並將麥克風頻率響應除以探針頻率響應以形成室內頻率響應(RFR)來執行。RIR藉由計算RFR的一反向FFT而被提供。反摺積可藉由記錄整個麥克風信號並對整個麥克風信號及探測信號計算一單一FFT而被「離線」執行。這可在探測信號之間的安靜期中完成，然而，安靜期之持續時間可能需要增加以適應該計算。作為一選擇，所有聲道的麥克風信號可在任一處理開始之前被記錄並儲存在記憶體中。反摺積可藉由在麥克風信號被擷取時將麥克風信號劃分為區塊及基於分區對麥克風及探測信號計算FFT而「實時」地執行(參見第9圖)。「實時」方法有助於減少記憶體需求但是會增加採集時間。

【0050】 採集也需要計算每一揚聲器的每一擷取麥克風信號的延遲。延遲可使用許多不同的技術，包括信號之交叉相關、交譜相位或一解析包跡，諸如希伯特包跡(HE)，由探測信號及麥克風信號來計算。舉例而言，延遲可對應於HE中的一明顯峰值的位置(例如，超過一預定臨界值的最大峰值)。產生一時域序列的技術，諸如HE，可被內插到峰值附近，以按更細的時間標度在取樣間隔之一小部分的時間精度下計算一新的峰值位置。取樣間隔時間是接收的麥克風信號的取樣間隔，且應被選擇成小於或等於最大取樣頻率的倒數的一半，這是業內所習知的。

【0051】 採集也需要確定音訊輸出是否實際上被耦合至一揚聲器。若端子未被耦合，麥克風仍將拾取並記錄任何環境信號，但是交叉相關、交譜相位/解析包跡將不會展現表示揚聲器連接的一明顯峰值。採集模組記錄最大峰值並將它與一臨界值比較。若峰值超過峰值，則SpeakerActivityMask[nch]被設定為真，且音訊聲道被視為已連接。此決定可在安靜期或離線期間作出。

【0052】 對於每一連接音訊聲道，分析模組處理室內響應(RIR或RFR)及每一揚聲器到每一麥克風的延遲並對於每一揚聲器輸出一室內頻譜度量(步驟76)。此室內響應處理可在發射次一探測信號之前的安靜期執行，或在所有探測及採集完成之後離線執行。簡言之，室內頻譜度量可包含一單一麥克風的RFR，可能是多個麥克風的平均值且可能混合使用高頻率下之寬頻RFR及低頻率下之預加重RFR。室內響應的進一步處理可產生一感知更適當的譜響應，且在一更廣闊的聽音區域上是有效的。

【0053】 標準房間(聆聽環境)在常見的增益/距離問題以外有若干聲學問題，它們影響一個人如何量測、計算及應用室內校正。爲了理解這些問題，應該考量感知問題。特別是，「初達」的作用，在人類聽力中也稱作「優先效應」，對音像及音色之實際感知起作用。在消音室以外的任一聆聽環境中，「直接」音色，意指聲源的實際感知音色，受初達(直接來自揚聲器/樂器)聲及前幾次反射的影響。在認識此一直接音色之後，聆聽者將該音色與房間中反射的後達聲比較。除其他效果，這也有助於解決像是前/後歧義消除的問題，因為頭部相關傳輸函數(HRTF)的直接影響與耳朵的全空間功率響應的比較是已知的，且知道去利用的。一考慮是若直接信號比一加權間接信號的頻率高，則一般聽起來是「前面的」，而缺乏高頻的一直接信號將定位在聆聽者後面。此效應從約2kHz以上最顯著。由於聽覺系統的性質，從一低頻截止到約500Hz的信號經由一方法而被定位，且高於此頻率的信號藉由另一方法來定位。

【0054】除了由初達所引起的高頻感知影響之外，物理聲學也在室內補償中起很大作用。大多數揚聲器並不具有一整體平坦功率輻射曲線，即便對初達而言它們接近該理想。這意味著一聆聽環境在高頻下與在低頻下相比將由較低能量來驅動。這將單獨地意味若使用一長期能量平均補償計算，則將對直接信號施加一不理想的預加重。遺憾地是，情況因典型的室內聲學而惡化，這是因為典型地，在高頻下，壁、傢俱、人等將吸收更多能量而降低了室內能量儲存(即T60)，導致長期量測具有與直接音色的更大誤導關係。

【0055】因此，我們的方法在低頻(由於耳蝸濾波器的較長脈衝響應)下以一長量測時段，且在高頻下以一較短量測時段在由實際的耳蝸力學所確定的直達聲範圍內量測。從低頻轉變到高頻是平滑變化的。此時間間隔可接近 $t=2/ERB$ 頻寬的規則，其中ERB是相等的矩形頻寬，直到「t」達到若干毫秒的一下限為止，此時，聽覺系統中的其他因數建議時間不應進一步縮短。此「逐漸平化」可以在室內脈衝響應或室內頻譜度量上執行。逐漸平化被執行也可增進感知聆聽。感知聆聽促進聆聽者處理雙耳聽到的音訊信號。

【0056】在低頻，即長波長下，單獨與聲壓或任何速度軸比較，聲能在不同的位置變化不大。使用來自一非一致性麥克風陣列的量測結果，模組在低頻下計算總能量度量，計算不僅考慮到聲壓還考慮到聲速，較佳地是在所有方向上。這樣，模組擷取室內一點在低頻下實際儲存的能量。這便於容許A/V前置放大器避免在有過多儲存的頻率下輻射能量到室內，即便是量測點的壓力並未揭示儲存亦如此，因為壓力零將與體積速度的最大值一致。當與一麥克風陣列結合使用時，雙探針信號提供一在有雜訊存在下更加強健的室內響應。

【0057】分析模組使用室內譜(例如，能量)測度來計算每一連接音訊聲道的頻率校正濾波器及增益調整並將參數儲存在系統記憶體中(步驟78)。許多不同的架構，包括時域濾波器(例如，FIR或IIR)、頻域濾波器(例如，藉由重疊相加、

重疊保留來實施的FIR)及次頻帶域濾波器，可用以提供揚聲器/室內頻率校正。極低頻率下的室內校正需要一校正濾波器具有可輕易達到幾百毫秒的持續時間的一脈衝響應。就每週期所需操作而言，實施這些濾波器的最有效方式是在頻域中，使用重疊保留或重疊相加法。由於所需FFT的大尺寸，繼承延遲及記憶體需求對某些消費性電子應用可能是價格極高的。若一分區FFT方法被使用，則延遲可減少，但付出的代價是每週期操作數目增大。然而，此方法仍具有高記憶體需求。當處理在次頻帶域中執行時，可以對每週期所需操作數目、記憶體需求及處理延遲的折衷方案進行微調。次頻帶域中的頻率校正可有效利用不同頻率區域中的不同階的濾波器，尤其是當在極少次頻帶中的濾波器(如在具有極少低頻頻帶之室內校正情況下)之階數遠高於所有其他次頻帶中的濾波器時。若擷取的室內響應在低頻下使用長量測時段且朝向高頻使用漸短的量測時段被處理，當濾波從低頻到高頻時，室內校正濾波需要更低階的濾波器。在此情況下，一基於次頻帶的室內頻率校正濾波方法提供與使用重疊保留或重疊相加法的快速摺積相似的計算複雜性；然而，一次頻帶域方法在記憶體需求較低以及處理延遲較低的情況下實現此目的。

【0058】 一旦所有音訊聲道都已經被處理，分析模組自動選擇揚聲器之一特定多聲道配置，且計算聆聽環境內的每一揚聲器位置(步驟80)。模組使用每一揚聲器到每一麥克風的延遲來確定一距離及至少一方位角，且較佳地是在一定義3D座標系統中與揚聲器的一仰角。模組解析方位角及仰角的能力取決於麥克風的數目及已接收信號之多樣性。模組重新調整延遲，使其對應於從揚聲器到座標系統之原點的延遲。基於特定的系統電子傳播延遲，模組計算對應於從揚聲器到原點之空氣傳播的一絕對延遲。基於此一延遲及一定速聲音，模組計算與每一揚聲器的一絕對距離。

【0059】 使用每一揚聲器之距離及角度，模組選擇最近的多聲道揚聲器配

置。由於房間之實體特徵或使用者失誤或偏好，揚聲器位置可能未與一支援配置精確對應。依據行業標準適當指定的一預定義揚聲器位置表格保存在記憶體中。標準的環場音效揚聲器約位於水平面上，例如，仰角約為零，且指定方位角。任何高度的揚聲器可具有在，例如30到60度之間的仰角。下面是此表格的一範例。

符號	位置說明(水平面中的近似角)
CENTER(中央)	聆聽者前方正中央(0)
LEFT(左)	左前方(-30)
RIGHT(右)	右前方(30)
SRRD_LEFT	後側部左環繞(-110)
SRRD_RIGHT	後側部右環繞(110)
LFE_1	低頻產生重低音
SRRD_CENTER	後中央環繞(180)
REAR_SRRD_LEFT	後部左環繞(-150)
REAR_SRRD_RIGHT	後部右環繞(150)
SIDE_SRRD_LEFT	側部左環繞(-90)
SIDE_SRRD_RIGHT	側部右環繞(90)
LEFT_CENTER	左前方與前方中央之間(-15)
RIGHT_CENTER	右前方與前方中央之間(15)
HIGH_LEFT	前方左高(-30)
HIGH_CENTER	前方中央高(0)
HIGH_RIGHT	前方右高(30)
LFE_2	第二低頻產生重低音
LEFT_WIDE	前側部左側(-60)
RIGHT_WIDE	前側部右側(60)
TOP_CENTER_SRRD	越過聆聽者頭部
HIGH_SIDE_LEFT	側部左高(-90)
HIGH_SIDE_RIGHT	側部右高(90)
HIGH_REAR_CENTER	後部中央高(180)
HIGH_REAR_LEFT	後部左高(-150)
HIGH_REAR_RIGHT	後部右高(150)
LOW_FRONT_CENTER	低於聆聽者雙耳所在平面的中央(0)
LOW_FRONT_LEFT	低於聆聽者雙耳所在平面的左側
LOW_FRONT_RIGHT	低於聆聽者雙耳所在平面的右側

【0060】 當前的行業標準指定從單聲道到5.1約9種不同的布局，

DTS-HD®目前指定四種6.1配置：

- $C+LR+L_sR_s+C_s$

- $C+LR+L_sR_s+O_h$

- $LR+L_sR_s+L_hR_h$

- $LR+L_sR_s+L_cR_c$

及7種7.1配置

- $C+LR+LFE_1+L_{sr}R_{sr}+L_{ss}R_{ss}$

- $C+LR+L_sR_s+LFE_1+L_{hs}R_{hs}$

- $C+LR+L_sR_s+LFE_1+L_hR_h$

- $C+LR+L_sR_s+LFE_1+L_{sr}R_{sr}$

- $C+LR+L_sR_s+LFE_1+C_sC_h$

- $C+LR+L_sR_s+LFE_1+C_sO_h$

- $C+LR+L_sR_s+LFE_1+L_wR_w$

【0061】 由於產業朝3D發展，更多的產業標準及DTS-HD®佈局將被定義。給以連接聲道的數目及這些聲道的距離及(諸)角度，模組由表格確認個別揚聲器位置，並選擇與一指定多聲道配置最接近的匹配。「最接近的匹配」可藉由一誤差度量或藉由邏輯來確定。誤差度量例如可計算與一特定配置的正確匹配數目，或計算與一特定配置中的所有揚聲器的距離(例如，平方誤差的總和)。邏輯可利用最大的揚聲器匹配數目來確認一或多個候選配置，且接著基於任一不匹配來確定哪一候選配置是最有可能的。

【0062】 分析模組將每一音訊聲道的延遲及增益調整及濾波器係數儲存在系統記憶體中(步驟82)。

【0063】 (複數)探測信號可被設計成允許有效且準確地量測室內響應並計算在廣闊聽音區域上有效的一能量度量。第一探測信號是特徵為幅度譜在一

指定聲學頻帶上實質上是恆定的寬頻序列。與指定聲學頻帶上的「常數」的偏差在這些頻率產生SNR損耗。一設計規格典型地將指定聲學頻帶上的幅度譜中的最大偏差。

探測信號及採集

【0064】 一種版本的第一探測信號S是一如第5a圖中所示的全通序列100。如第5b圖中所示者，一全通序列APP之幅度譜102在所有頻率下都接近恆定(即0dB)。此探測信號具有一非常窄的峰值自相關序列104，如第5c及5d圖中所示者。峰值的狹窄度與其上之幅度譜為恆定的頻寬成反比。自相關序列的零滯後值遠大於任何非零滯後值且並不重複。多少取決於序列長度。1,024(210)個樣本組成的一序列將具有至少比任何非零滯後值高30dB的零滯後值，而65,536(216)個樣本組成的一序列將具有至少比任何非零滯後值高60dB的一零滯後值。非零滯後值越低，雜訊抑制就越大，且延遲越準確。全通序列是在室內響應採集過程期間，室內能量將對所有頻率同時逐漸增大。這允許與掃頻正弦探針相比較短的探針長度。除此之外，全通激勵使揚聲器運作更接近它們的標稱操作模式。同時，此探針允許揚聲器/室內響應之精確全頻寬量測，允許非常快的總量測過程。216個樣本的探針長度允許頻率解析度為0.73Hz。

【0065】 第二探測信號可被設計成用於在可與第一探測信號之指定聲學頻帶部分地或全部重疊的一特定目標頻帶中雜訊整形或衰減。第二探測信號是特徵為應用在一基頻序列上以在指定聲學頻帶的一部分上提供一放大幅度譜的一預加重函數的一預加重序列。因為該序列在聲學頻帶的一部分上具有一放大幅度譜(>0dB)，因能量守恆它將在聲學頻帶的其他部分上展現一衰減幅度譜(<0dB)，因此其並不適合用作第一(first)或第一(primary)探測信號。

【0066】 如第6a圖中所示者，一種版本的第二探測信號PeS是一預加重序列110，其中應用於基頻序列的預加重函數與頻率($c/\omega d$)成反比，其中c是聲速，

且 d 是在指定聲學頻帶的一低頻區域上的麥克風的間距。應指出的是，徑向頻率 $\omega=2\pi f$ ，其中 f 是Hz。因為以上兩者由一恆定的比例因數表示，它們可互換使用。此外，爲了簡化，函數的頻率相依性可被省略。如第6b圖中所示者，幅度譜112與頻率成反比。對於小於500Hz的頻率，幅度譜為 $>0\text{dB}$ 。最低頻率下放大在20dB被限幅。使用第二探測信號在低頻下計算室內頻譜度量的優勢為在單一麥克風的情況下減弱低頻雜訊，及在麥克風陣列的情況下減弱壓力分量中的低頻雜訊並改進速度分量的計算。

【0067】 有許多種不同方式來構建第一寬頻探測信號及第二預加重探測信號。第二預加重探測信號由一基頻序列產生，該基頻序列可能是或可能不是第一探測信號的寬頻序列。一種用以構建一全通探測信號及一預加重探測信號的方法的一實施例被繪示於第7圖中。

【0068】 依據本發明的一實施例，探測信號較佳地是藉由產生一 $-\pi$ ， $+\pi$ 之間、長度為 2^n 的一隨機數序列在頻域中被建構(步驟120)。有許多已知的技術來產生一隨機數序列，基於馬其賽旋轉演算法的MATLAB(矩陣實驗室)「rand」函數可適當地在本發明中被使用以產生一均勻分佈的偽隨機序列。平化濾波器(例如，重疊高通與低通濾波器的組合)被應用於隨機數序列(步驟121)。隨機序列是被在頻率響應的相位(ϕ)為一全通幅度下被使用以在頻域中產生全通探針序列 $S(f)$ (步驟122)。全通幅度為 $S(f)=1 * e^{(j2\pi\phi(f))}$ ，其中 $S(f)$ 是共軛對稱的(即，負頻率部分被設定成正部的複共軛)。 $S(f)$ 之反向FFT在時域中被算出(步驟124)並正規化(步驟126)以產生第一全通探測信號 $S(n)$ ，其中 n 是時間樣本指數。頻率相依($c/\omega d$)預加重函數 $Pe(f)$ 被定義(步驟128)且應用於全通頻域信號 $S(f)$ 以產生 $PeS(f)$ (步驟130)。 $PeP(f)$ 可在最低頻率受限或限幅(步驟132)。 $PeS(f)$ 的反向FFT在時域中被算出(步驟134)、檢驗以確保沒有嚴重的邊緣效應，且正規化以具有高位準，同時避免限幅(步驟136)以產生時域中之第二預加重探測信號 $PeS(n)$ 。(複數)探測信號

可離線計算且儲存在記憶體中。

【0069】 如第8圖中所示者，在一實施例中，A/V前置放大器依據一傳輸時程將一或多個持續時間(長度)為「P」的探測信號，全通探針(APP)及預加重探針(PES)提供給音訊輸出，使得每一探測信號在被安靜期隔開的非重疊時槽中以聲波由一揚聲器被發射到聆聽環境中。前置放大器一次發射一探測信號至一揚聲器。就雙探測而言，全通探針APP首先被發射至一單一揚聲器，且在一預定安靜期之後，預加重探測信號PES被發射至同一揚聲器。

【0070】 在向同一揚聲器發送第一及第二探查信號之間，一安靜期「S」被插入。在第一與第二揚聲器之間與第k個與第k+1個揚聲器之間發送第一及第二探查信號之間，一安靜期 $S_{1,2}$ 及 $S_{k,k+1}$ 分別被插入，以實現強健且快速的採集。安靜期S的最小持續時間是所獲得的最大RIR長度。安靜期 $S_{1,2}$ 的最小持續時間是最大RIR長度與系統最大假定延遲的總和。安靜期 $S_{k,k+1}$ 的最小持續時間由(a)所獲得的最大RIR長度，(b)揚聲器之間的最大假定相對延遲的兩倍及(c)室內響應處理區塊長度的兩倍之總和引起。若一處理器在安靜期中執行採集處理或是室內響應處理且需要更多時間來完成計算，則探針與不同揚聲器之間的靜音可增大。第一聲道適當地被探測兩次，一次在開始，且一次在所有其他揚聲器之後，以檢查延遲的一致性。總系統採集長度 $Sys_Acq_Len=2*P+S+S_{1,2}+N_LoudSpkrs*(2*P+S+S_{k,k+1})$ 。在探針長度為65,536且對6個揚聲器做雙探針測試情況下，總採集時間可能小於31秒。

【0071】 如前所述，基於超長FFT對擷取的麥克風信號反摺積的方法適合離線處理情況。在此情況下，假定前置放大器有足夠的記憶體來儲存整個擷取麥克風信號，且僅在擷取程序完成之後，開始估計傳播延遲及室內響應。

【0072】 在室內響應採集之DSP實施中，為了使所需記憶體及所需採集程序持續時間最小化，A/V前置放大器適合實時地執行反摺積及延遲估計，同時擷取麥克風信號。實施估計延遲及室內響應的方法可根據記憶體、MIPS與採集時

間需求間的折衷對不同系統要求做特定修改：

- 擷取麥克風信號之反摺積經由脈衝響應是一時間反轉探針序列的一匹配濾波器而被執行(即，對於一65536-樣本探針而言，我們具有一65536-抽頭的FIR濾波器)。爲了降低複雜性，匹配濾波在頻域中完成，且爲了降低記憶體需求及處理延遲，分區FFT重疊及保留方法以50%重疊被使用。

- 在每一區塊中，此方法產生對應於一候選室內脈衝響應之一特定時間部分的一候選頻率響應。對於每一區塊，一反向FFT被執行以獲得一候選室內脈衝響應(RIR)的新樣本區塊。

- 同樣由同一候選頻率響應，藉由使負頻率的值歸零，對結果應用IFFT，且取IFFT的絕對值，候選室內脈衝響應的一解析包跡(AE)的一新樣本區塊被獲得。在一實施例中，AE是希伯特包跡(HE)。

- AE之全域峰值(所有區塊上)被追蹤且其位置被記錄。

- 在AE全域峰值位置之前預定數目的取樣開始，RIR及AE被記錄；這允許在室內響應處理期間微調傳播延遲。

- 若在每一新區塊中找到新AE全域峰值，則先前記錄的候選RIR及AE被重置，且開始記錄新候選RIR及AE。

- 爲了減少誤檢測，AE全域峰值搜查空間被限於預期區域；每一揚聲器的這些預期區域取決於系統中的假定最大延遲及揚聲器之間的最大假定相對延遲。

【0073】 現在參照第9圖，在一特定實施例中， $N/2$ 個樣本(有50%的重疊)的每一連續區塊被處理以更新RIR。一 N 點FFT對每一麥克風的每一區塊執行以輸出長度為 $N \times 1$ 的一頻率響應(步驟150)。每一麥克風信號的當前FFT分區(僅非負頻率)被儲存在長度為 $(N/2+1) \times 1$ 的向量中(步驟152)。這些向量以先進先出(FIFO)基礎被累積以產生有尺寸為 $(N/2+1) \times K$ 的 K 個FFT分區的一矩陣

Input_FFT_Matrix(步驟154)。長度為 $K \times N/2$ 個樣本的一時間反轉寬頻探測信號的一組分區FFT(僅非負頻率)被預先計算並儲存為尺寸為 $(N/2+1) \times K$ 的一矩陣Filt_FFT(步驟156)。使用一重疊且保留方法的一快速摺積對Input_FFT_Matrix及Filt_FFT執行，以為當前區塊提供一 $N/2+1$ 點候選頻率響應(步驟158)。重疊且保留方法將Filt_FFT_matrix之每一頻率槽中的值乘以Input_FFT_Matrix中的對應值，且對矩陣之 K 行的值求平均。對於每一區塊，一 N 點反向FFT在負頻率共軛對稱延拓下被執行，以獲得一候選室內脈衝響應(RIR)的 $N/2 \times 1$ 個樣本的新區塊(步驟160)。候選RIR之連續區塊被附加並儲存達一指定RIR長度(RIR_Length)(步驟162)。

【0074】 同樣由同一候選頻率響應，藉由使負頻率的值歸零，對結果應用一IFFT，及取IFFT的絕對值，候選室內脈衝響應的 $N/2 \times 1$ 個HE樣本的一新區塊被獲得(步驟164)。 $N/2$ 個樣本的輸入區塊的HE的最大值(峰值)被追蹤並更新以追蹤所有區塊上的一全域峰值(步驟166)。其全域峰值附近的 M 個HE樣本被儲存(步驟168)。若一新全域峰值被檢測到，則一控制信號被發出以清除所儲存的候選RIR並重啟。DSP輸出RIR、HE峰值位置及其峰值附近的 M 個HE的樣本。

【0075】 在一雙探針方法被使用的一實施例中，預加重探測信號以同一方式處理以產生一候選RIR，儲存以達RIR_Length(步驟170)。全通探測信號的HE的全域峰值的位置用以開始累積候選RIR。DSP輸出預加重探測信號的RIR。

室內響應處理

【0076】 一旦採集程序完成，室內響應就由一耳蝸力學啟發的時-頻處理來處理，其中一較長的室內響應部分在低頻下考量，且室內響應的漸短部分在漸高的頻率下考量。此一可變解析度時-頻處理可對時域RIR或頻域頻譜度量來執行。

【0077】 室內響應處理方法的一實施例被繪示於第10圖中。音訊聲道指示

符nch被設定成零(步驟200)。若SpeakerActivityMask[nch]非真(即，沒有更多的揚聲器被連接)(步驟202)，循環處理終止且跳至最後一步，將所有校正濾波器調整成一共同目標曲線。否則，該程序可自由選擇地對RIR應用可變解析度時-頻處理(步驟204)。一時變濾波器被應用於RIR。該時變濾波器被構造成使得RIR的起始完全不經濾波，但是當濾波透過RIR隨時間進行，一低通濾波器被應用，其頻寬隨時間逐漸變小。

【0078】 用以構造時變濾波器並對RIR應用時變濾波器的一示範性程序如下：

- 使RIR的前幾毫秒不變(所有頻率存在)
- 進入RIR幾毫秒開始對RIR應用一時變低通濾波器
- 低通濾波器的時間變化可在以下階段中完成：
 - 每一階段對應於RIR內的特定時間間隔
 - 此時間間隔與前一階段的時間間隔相比可能增加了 2^x-1 倍
 - 二連續階段之間的時間間隔可能(與對應於前階段的時間間隔)重疊50%
 - 在每一新階段，低通濾波器的頻寬可能降低50%
- 初始階段的時間間隔應該在幾毫秒左右。
- 時變濾波器之實施可使用重疊相加法在FFT域中完成；詳言之：
 - 擷取對應於當前區塊的一部分RIR
 - 對擷取的RIR區塊應用一視窗函數
 - 對當前區塊應用一FFT
 - 與當前階段低通濾波器之同一尺寸的FFT之對應的頻率槽相乘
 - 計算結果的一反向FFT以產生一輸出，
 - 從前一區塊中擷取一當前區塊輸出並加入已儲存的輸出

- 保留其餘輸出以與次一區塊組合

- 當RIR的「當前區塊」透過RIR隨時間滑動成與前一區塊重疊50%時，重複這些步驟。

- 區塊的長度可在每一階段中增加(匹配與該階段相關聯之時間間隔的持續時間)，在某一階段停止增加或始終是均勻的。

【0079】 不同麥克風的室內響應被重新調整(步驟206)。就一單一麥克風而言，無需重新調整。若室內響應以一RIR被提供在時域中，則它們被重新調整，使得每一麥克風中的RIR之間的相對延遲被恢復，且一FFT被算出，以獲得調整的RFR。若室內響應以一RFR在頻域中被提供，則重新調整藉由對應於麥克風信號之間之相對延遲的一相移而實現。全通探測信號的每一頻率槽 k 的頻率響應為 H_k 且預加重探測信號的每一頻率槽 k 的頻率響應為 $H_{k,pe}$ ，其中頻率的函數相依性已被忽略。

【0080】 一頻譜度量由當前音訊聲道的重新調整的RFR構造而成(步驟208)。一般而言，頻譜度量可以任意方式由RFR來計算，包括但並不限於，幅度譜及能量度量。如第11圖中所示，頻譜度量210可混合由頻率響應 $H_{k,pe}$ 算出、頻率低於一截止頻率槽 k_c 的預加重探測信號的一頻譜度量212，以及由頻率響應 H_k 算出、頻率高於截止頻率槽 k_c 的寬頻探測信號的頻譜度量214。在最簡單的情況下，頻譜度量藉由將高於截止的 H_k 附加到低於截止的 $H_{k,pe}$ 上而被混合。作為一選擇，若需要的話，不同的頻譜度量可在截止頻率槽附近的轉變區域216中被組合為一加權平均值。

【0081】 若在步驟204中，可變解析度時-頻處理並未應用於室內響應，則可變解析度時-頻處理可應用於頻譜度量(步驟220)。一平化濾波器被應用於頻譜度量。該平化濾波器被構造成使得平化量隨頻率增加。

【0082】 用以構造平化濾波器並對頻譜度量應用平化濾波器的一示範性

程序包含使用一單極低通濾波器差分方程式並將其應用至頻率槽。平化在9個頻帶中執行(用Hz表示)：頻帶1：0-93.8，頻帶2：93.8-187.5，頻帶3：187.5-375，頻帶4：375-750，頻帶5：750-1500，頻帶6：1500-3000，頻帶7：3000-6000，頻帶8：6000-12000及頻帶9：12000-24000。平化使用利用可變指數遺忘因子的前向及後向頻域平均。指數遺忘因子的可變性由頻帶之頻寬(Band_BW)決定，即 $\text{Lamda}=1-C/\text{Band_BW}$ ，其中C是縮放常數。當從一頻帶轉變到次一頻帶時，Lambda的值藉由這兩個頻帶中的Lambda的值之間的線性內插而獲得。

【0083】 一旦最終頻譜度量已產生，頻率校正濾波器就可被算出。為此，系統被提供以一所欲校正頻率響應或「目標曲線」。此目標曲線是任一室內校正系統特有聲音的主要促成因素之一。一方法是使用反映使用者對所有音訊聲道的任何偏好的一單一的共同目標曲線。第10圖中所反映的另一方法是對每一音訊聲道產生並保留一唯一的聲道目標曲線(步驟222)及對所有聲道產生一共同的目標曲線(步驟224)。

【0084】 爲了校正立體聲或多聲道成像，一室內校正程序應首先實現匹配室內每一揚聲器的初至聲(在時間、振幅及音色上)。室內頻譜度量利用一非常粗的低通濾波器來平化，使得僅測度的趨勢被保留。換言之，一揚聲器響應的直接路徑的趨勢被保留，因為所有室內貢獻都被排除或平化去掉。這些平化直接路徑揚聲器響應在計算每一揚聲器各自的頻率校正濾波器期間用作聲道目標曲線(步驟226)。因此，僅需要相對較小階數的校正濾波器，因為僅有目標附近的峰值及傾角需要被校正。音訊聲道指示符nch加一(步驟228)，且對照聲道總數NumCh被測試，以確定是否所有可能的音訊聲道均已經處理(步驟230)。若不是，則整個程序對次一音訊聲道重複。若是，則程序繼續以對校正濾波器做最終調整以得到共同目標曲線。

【0085】 在步驟224中，共同目標曲線是以所有揚聲器的聲道目標曲線的

一平均被產生。任何使用者偏好或使用者可選擇的目標曲線可疊加於共同目標曲線。對校正濾波器的任何調整是為了補償聲道目標曲線與共同目標曲線的差(步驟229)。由於每一聲道與共同目標曲線之間的變化相對較小且曲線高度平化，由共同目標曲線所施加的要求可利用非常簡單的濾波器來實施。

【0086】 如先前所述者，在步驟208中算出的頻譜度量可構成一能量度量。用以計算一單一麥克風或一四面體麥克風與一單探針或一雙探針的各種組合之能量度量的一實施例被繪示於第12圖中。

【0087】 分析模組確定是否有1或4個麥克風(步驟230)且接著確定是否有一單探針或雙探針室內響應(步驟232是對一單一麥克風，且步驟234是對一四面體麥克風)。此實施例對4個麥克風做描述，且更普遍地本方法可應用於任一麥克風陣列。

【0088】 對一單一麥克風及單探針室內響應 H_k 而言，分析模組按照 $E_k = H_k \cdot \text{conj}(H_k)$ 在每一頻率槽中構建能量度量 E_k (頻率的函數相依性被忽略)，其中 $\text{conj}(\cdot)$ 是共軛符(步驟236)。能量度量 E_k 對應於聲壓。

【0089】 對一單一麥克風及雙探針室內響應 H_k 及 $H_{k,pe}$ 而言，分析模組按照 $E_k = D_e \cdot H_{k,pe} \cdot \text{conj}(D_e \cdot H_{k,pe})$ 在低頻槽 $k < k_t$ 中構建能量度量 E_k ，其中 D_e 是預加重函數 P_e 的互補去加重函數(即，對於所有頻率槽 k ， $D_e \cdot P_e = 1$)(步驟238)。例如，預加重函數 $P_e = c/\omega d$ ，且去加重函數 $D_e = \omega d/c$ 。在高頻槽 $k > k_t$ 中， $E_k = H_k \cdot \text{conj}(H_k)$ (步驟240)。使用雙探針的效果是減弱能量度量中的低頻雜訊。

【0090】 對於四面體麥克風的情況，分析模組計算麥克風陣列的一壓力梯度，由之擷取聲速分量。將詳述的是，對於低頻而言，基於聲壓及聲速的一能量度量在更廣闊的聽音區域中更加強健。

【0091】 對一四面體麥克風及一單探針響應 H_k 而言，在每一低頻槽 $k < k_t$ 中，第一部分的能量度量包括一聲壓分量及一聲速分量(步驟242)。聲壓分量 P_{E_k}

可藉由平均所有麥克風的頻率響應 $AvH_k=0.25*(H_k(m1)+H_k(m2)+H_k(m3)+H_k(m4))$ 及計算 $P_{E_k}=AvH_k\text{conj}(AvH_k)$ 來計算(步驟244)。「平均值」可被計算為一加權平均值的任一變異。聲速分量 V_{H_k} 藉由對所有4個麥克風由 H_k 估計一壓力梯度 ∇P ，對 ∇P 應用一頻率相依加權 $(c/\omega d)$ 以獲得沿x、y及z座標軸的速度分量 V_{k_x} 、 V_{k_y} 及 V_{k_z} ，及計算 $V_{E_k}=V_{k_x}\text{conj}(V_{k_x})+V_{k_y}\text{conj}(V_{k_y})$ 來計算(步驟246)。應用頻率相依加權將具有在低頻放大雜訊的作用。儘管可使用一加權平均值的任一變異，能量度量的低頻部分 $E_k=0.5(P_{E_k}+V_{E_k})$ (步驟248)。每一高頻槽 $k>k_t$ 的能量度量的第二部分按照，例如，和的平方 $E_k=|0.25(H_k(m1)+H_k(m2)+H_k(m3)+H_k(m4))|^2$ 或平方的和 $E_k=0.25(|H_k(m1)|^2+|H_k(m2)|^2+|H_k(m3)|^2+|H_k(m4)|^2)$ 來計算(步驟250)。

【0092】對於一四面體麥克風及一雙探針響應 H_k 及 $H_{k,pe}$ ，在每一低頻槽 $k<k_t$ 中，第一部分的能量度量包括一聲壓分量及一聲速分量(步驟262)。聲壓分量 P_{E_k} 可藉由平均所有麥克風的頻率響應 $AvH_{k,pe}=0.25*(H_{k,pe}(m1)+H_{k,pe}(m2)+H_{k,pe}(m3)+H_{k,pe}(m4))$ ，應用去加重換算及計算 $P_{E_k}=De*AvH_{k,pe}\text{conj}(De*AvH_{k,pe})$ 來計算(步驟264)。「平均值」可計算為一加權平均值的任一變異。聲速分量 $V_{H_{k,pe}}$ 藉由對所有4個麥克風由 $H_{k,pe}$ 估計一壓力梯度 ∇P ，由 ∇P 估計沿x、y及z座標軸的速度分量 V_{k_x} 、 V_{k_y} 及 V_{k_z} ，及計算 $V_{E_k}=V_{k_x}\text{conj}(V_{k_x})+V_{k_y}\text{conj}(V_{k_y})$ 來計算(步驟266)。使用預加重探測信號除去應用頻率相依加權的步驟。能量度量的低頻部分 $E_k=0.5(P_{E_k}+V_{E_k})$ (步驟268)(或其他加權組合)。每一高頻槽 $k>k_t$ 的能量度量的第二部分可按照，例如，和的平方 $E_k=|0.25(H_k(m1)+H_k(m2)+H_k(m3)+H_k(m4))|^2$ 或平方的和 $E_k=0.25(|H_k(m1)|^2+|H_k(m2)|^2+|H_k(m3)|^2+|H_k(m4)|^2)$ 來計算(步驟270)。雙探針、多麥克風的情況將由聲壓及聲速分量形成能量度量與使用預加重探測信號組合，以避免頻率相依換算來擷取聲速分量，因此，在存在雜訊情況下提供更加強

健的聲速。

【0093】 接著是對於使用單探針或雙探針技術之四面體麥克風陣列，用以構建能量度量，且具體而言為能量度量之低頻分量的方法之更加嚴格的開發。此一開發說明麥克風陣列及使用雙探針信號的優勢。

【0094】 在一實施例中，在低頻下，室內的聲能密度之譜密度被估計。此時，瞬時聲能密度由下式給出：

$$e_D(\mathbf{r}, t) = \frac{p(\mathbf{r}, t)^2}{2\rho c^2} + \frac{\rho \|\mathbf{u}(\mathbf{r}, t)\|^2}{2} \quad (1)$$

其中用粗體標記的所有變量表示向量變量， $p(\mathbf{r}, t)$ 及 $\mathbf{u}(\mathbf{r}, t)$ 分別是由位置向量 $\mathbf{r}$ 決定的位置的瞬時聲壓及聲速向量， c 是聲速，且 ρ 是空氣的平均密度。 $\|\mathbf{u}\|$ 指示向量 $\mathbf{u}$ 的12範數。若分析是在頻域中經由傅立葉轉換完成，則

$$E_D(\mathbf{r}, \omega) = \frac{|P(\mathbf{r}, \omega)|^2}{2\rho c^2} + \frac{\rho \|\mathbf{U}(\mathbf{r}, \omega)\|^2}{2} \quad (2)$$

其中 $Z(\mathbf{r}, \omega) = \mathcal{F}(z(\mathbf{r}, t)) = \int_{-\infty}^{\infty} z(\mathbf{r}, t) e^{j\omega t} dt$ 。

【0095】 位置 $\mathbf{r}(r_x, r_y, r_z)$ 的聲速使用線性歐拉方程式與壓力關聯，

$$\rho \frac{\partial \mathbf{u}(\mathbf{r}, t)}{\partial t} = -\nabla p(\mathbf{r}, t) = - \begin{bmatrix} \frac{\partial p(\mathbf{r}, t)}{\partial x} \\ \frac{\partial p(\mathbf{r}, t)}{\partial y} \\ \frac{\partial p(\mathbf{r}, t)}{\partial z} \end{bmatrix} \quad (3)$$

且在頻域中

$$j\omega \rho \mathbf{U}(\mathbf{r}, \omega) = -\nabla P(\mathbf{r}, \omega) = - \begin{bmatrix} \frac{\partial P(\mathbf{r}, \omega)}{\partial x} \\ \frac{\partial P(\mathbf{r}, \omega)}{\partial y} \\ \frac{\partial P(\mathbf{r}, \omega)}{\partial z} \end{bmatrix} \quad (4)$$

項 $\nabla P(\mathbf{r}, \omega)$ 是沿 x, y 及 z 座標，在頻率 ω 下的一壓力梯度的傅立葉轉換。在下文中，所有分析將在頻域中實施，且函數與 ω 的相依性表示傅立葉轉換將像之前一樣被省略。同樣地，函數與位置向量 $\mathbf{r}$ 的相依性將從表示法中略去。

【0096】 於是，在所欲低頻區域中的每一頻率下，所欲能量度量的表式可被寫作

$$E = \rho c^2 E_D = \frac{|P|^2}{2} + \frac{\left\| \frac{c}{w} \nabla P \right\|^2}{2} \quad (5)$$

【0097】 使用多個麥克風位置之壓力差來計算壓力梯度的技術已被記載於楊百翰大學理科碩士論文Thomas,D.C.(2008).Theory and Estimation of Acoustic Intensity and Energy Density.MSc.Thesis中。此一在四面體麥克風陣列及第1b圖中所示的特選座標系統情況下的壓力梯度估計技術被提出。假定所有麥克風是全方向的，即麥克風信號表示在不同位置的壓力度量。

【0098】 一壓力梯度可由麥克風被定位成使得在麥克風陣列所佔據體積上的壓力場空間變化很小的假設獲得。此一假設對可使用此假設的頻率範圍安置一上邊界。在此情況下，壓力梯度可以用 $\mathbf{r}_{kl}^T \cdot \nabla P \approx P_{kl} = P_l - P_k$ 與任一麥克風對之間的壓力差近似地關聯，其中 P_k 是在麥克風 k 量測的一壓力分量， $\mathbf{r}_{kl}$ 是從麥克風 k 指向麥克風 l 的一向量，即

$$\mathbf{r}_{kl} = \mathbf{r}_l - \mathbf{r}_k = \begin{bmatrix} r_{lx} - r_{kx} \\ r_{ly} - r_{ky} \\ r_{lz} - r_{kz} \end{bmatrix}, \quad T \text{ 表示矩陣轉置符，}$$

且 $\cdot$ 表示一向量點積。對於特定麥克風陣列及特定的座標系統選擇，麥克風位置向量為 $\mathbf{r}_1 = [0 \ 0 \ 0]^T$ ， $\mathbf{r}_2 = d \left[-\frac{\sqrt{3}}{2} \ 0.5 \ 0 \right]^T$ ， $\mathbf{r}_3 = d \left[-\frac{\sqrt{3}}{2} \ -0.5 \ 0 \right]^T$ 及 $\mathbf{r}_4 = d \left[-\frac{\sqrt{3}}{3} \ 0 \ \frac{\sqrt{6}}{3} \right]^T$ 。考量四面體陣列中所有6種可能的麥克風對，對於一壓力梯度的未知分量(沿 x, y 及 z 座標)，一超定方程組可藉由一最小平方解被解出。特別是，若所有方程式都以一矩陣形式被分組，則以下矩陣方程式被獲得：

$$\mathbf{R} \cdot \nabla P = \mathbf{P} + \Delta \quad (6)$$

其中 $\mathbf{R} = \frac{1}{d} [\mathbf{r}_{12} \ \mathbf{r}_{13} \ \mathbf{r}_{14} \ \mathbf{r}_{23} \ \mathbf{r}_{24} \ \mathbf{r}_{34}]^T$ ，

$\mathbf{P} = [P_{12} \ P_{13} \ P_{14} \ P_{23} \ P_{24} \ P_{34}]^T$ 且 Δ 是一估計誤差。將估計誤差在最小平方意義上最小化的壓力梯度 ∇P 按照下式獲得

$$\widehat{\nabla P} = \frac{1}{d} (\mathbf{R}^T \mathbf{R})^{-1} \mathbf{R}^T \mathbf{P} \quad (7)$$

其中 $(\mathbf{R}^T \mathbf{R})^{-1} \mathbf{R}^T$ 是矩陣 $\mathbf{R}$ 的左虛反矩陣。矩陣 $\mathbf{R}$ 僅取決於被選的麥克風陣列幾何形狀及一座標系統之被選的原點。只要麥克風數目大於維度的數目，其虛反矩陣的存在是肯定的。爲了估計3D空間(3維)中的壓力梯度，需要至少4個麥克風。

【0099】 當論及上述方法對實際量測一壓力梯度且最終量測聲速的可應用性時，有若干問題需要考慮：

- 方法使用相位匹配麥克風，然而輕微相位不匹配對恆定頻率的影響隨著麥克風之間距離的增大而減小。

- 麥克風之間的最大距離受限於由麥克風陣列所佔據體積的壓力場中的空間變化很小的假設，意味著麥克風之間的距離應遠小於所關注最高頻率的一波長 λ 。Fahy, F.J. (1995). Sound Intensity, 2nd ed. London: E&FN Spon 中已提出，在使用有限差分逼近來估計一壓力梯度的方法中，麥克風間距應小於 0.13λ ，以避免壓力梯度的誤差大於5%。

- 考量在現實量測中，雜訊始終存在於麥克風信號中，特別是在低頻下，梯度會產生很多雜訊。對於同一麥克風間距而言，由於聲波來自不同麥克風位置的一揚聲器的壓力差在低頻下變得非常小。考量對於速度估計，關注信號是在低頻下二麥克風之間的差，有效信噪比與麥克風信號中的原始 SNR 相比減小。使形勢更加惡劣的，在計算速度信號期間，這些麥克風差信號由一與頻率成反比的函數加權，有效地導致雜訊放大。這使一下限被加在一頻率區域上，其中根據間隔麥克風之間的壓力差的速度估計方法可被應用。

- 室內校正應該在各種消費性 AV 設備中實施，其中不能假設一麥克風陣列中不同麥克風之間有大相位匹配。因此，麥克風間距應盡可能地大。

【0100】 對於室內校正，關注的是在房間模式有支配影響的 20Hz 與 500Hz 之間的頻率區域中獲得基於壓力及速度的能量度量。因此，麥克風音頭之間的

間距不超過約9cm(0.13*340/500m)是適宜的。

【0101】 考慮壓力麥克風k所接收之信號及其傅立葉轉換 $P_k(w)$ 。考量一揚聲器饋送信號 $S(w)$ (即，探測信號)且利用室內頻率響應 $H_k(w)$ 來特徵化一探測信號從一揚聲器到麥克風k的傳輸。則 $P_k(w)=S(w)H_k(w)+N_k(w)$ ，其中 $N_k(w)$ 是麥克風k的一雜訊分量。爲了簡化以下方程式中的表示法，對w的相依性，即 $P_k(w)$ ，僅將被表示為 P_k 等。

【0102】 爲了室內校正的目的，目標是找到可用以計算頻率校正濾波器的—代表性室內能量譜。理想地是，若系統中無雜訊，則代表性室內能量譜(RmES)可被表示為

$$RmES = \frac{\hat{E}}{|S|^2} = \frac{|P|^2}{2|S|^2} + \frac{\left\| \frac{c}{w} \nabla P \right\|^2}{2|S|^2} = \frac{|H_1+H_2+H_3+H_4|^2}{32} + \frac{1}{2} \left\| \frac{c}{wd} (R^T R)^{-1} R^T \begin{bmatrix} (H_2 - H_1) \\ (H_3 - H_1) \\ (H_4 - H_1) \\ (H_3 - H_2) \\ (H_4 - H_2) \\ (H_4 - H_3) \end{bmatrix} \right\|^2 \quad (8)$$

在現實中，雜訊將始終存在於系統中，且對RmES的估計可被表示為

$$RmES \approx \widehat{RmES} = \frac{|H_1+H_2+H_3+H_4+\frac{N_1+N_2+N_3+N_4}{S}|^2}{32} + \frac{1}{2} \left\| \frac{c}{wd} (R^T R)^{-1} R^T \begin{bmatrix} (H_2 - H_1) + \frac{N_2-N_1}{S} \\ (H_3 - H_1) + \frac{N_3-N_1}{S} \\ (H_4 - H_1) + \frac{N_4-N_1}{S} \\ (H_3 - H_2) + \frac{N_3-N_2}{S} \\ (H_4 - H_2) + \frac{N_4-N_2}{S} \\ (H_4 - H_3) + \frac{N_4-N_3}{S} \end{bmatrix} \right\|^2 \quad (9)$$

在非常低的頻率下，從一揚聲器到密排麥克風音頭之頻率響應之間的差之幅度平方，即 $|H_k - H_l|^2$ 非常小。另一方面，不同麥克風中的雜訊可被視為不相關的，且因此， $|N_k - N_l|^2 \sim |N_k|^2 + |N_l|^2$ 。這有效地減小所欲信噪比，且使壓力梯度在低頻下產生很多雜訊。增加麥克風之間的距離將使所欲信號之幅度 $(H_k - H_l)$ 更大，且因此，改良有效SNR。

【0103】 對於所有關注頻率，頻率加權因數 $\frac{c}{\omega d} > 1$ ，且其有效地以一與頻率成反比的比例放大雜訊。這在 $\widehat{RmES}$ 中引入朝向低頻的向上傾斜。爲了防止

此低頻傾斜出現在估計的能量度量 $\widehat{RmES}$ 中，預加重探測信號用於低頻室內探測。特別是，預加重探測信號 $S_{pe} = \frac{c}{\omega d} S$ 。此外，當自麥克風信號擷取室內響應時，反摺積不是以發射探測信號 S_{pe} ，而是以原始探測信號 S 被執行。以此方式擷取的室內響應將具有以下形式 $H_{k,pe} = \frac{c}{\omega d} H_k + \frac{N_k}{S}$ 。因此，能量度量之估計式的修改形式為

$$RmES \approx \widehat{RmES}_{pe} = \frac{\left| \frac{\omega d}{c} (H_{1,pe} + H_{2,pe} + H_{3,pe} + H_{4,pe}) \right|^2}{32} + \frac{1}{2} \left\| (R^T R)^{-1} R^T \begin{bmatrix} (H_{2,pe} - H_{1,pe}) \\ (H_{3,pe} - H_{1,pe}) \\ (H_{4,pe} - H_{1,pe}) \\ (H_{3,pe} - H_{2,pe}) \\ (H_{4,pe} - H_{2,pe}) \\ (H_{4,pe} - H_{3,pe}) \end{bmatrix} \right\|^2 \quad (10)$$

爲了遵守其關於雜訊放大的特性，能量度量被寫作

$$RmES \approx \widehat{RmES}_{pe} = \frac{\left| H_1 + H_2 + H_3 + H_4 + \frac{\omega d (N_1 + N_2 + N_3 + N_4)}{c} \right|^2}{32} + \frac{1}{2} \left\| (R^T R)^{-1} R^T \begin{bmatrix} \frac{c}{\omega d} (H_2 - H_1) + \frac{N_2 - N_1}{S} \\ \frac{c}{\omega d} (H_3 - H_1) + \frac{N_3 - N_1}{S} \\ \frac{c}{\omega d} (H_4 - H_1) + \frac{N_4 - N_1}{S} \\ \frac{c}{\omega d} (H_3 - H_2) + \frac{N_3 - N_2}{S} \\ \frac{c}{\omega d} (H_4 - H_2) + \frac{N_4 - N_2}{S} \\ \frac{c}{\omega d} (H_4 - H_3) + \frac{N_4 - N_3}{S} \end{bmatrix} \right\|^2 \quad (11)$$

用此估計式，進入速度估計的雜訊分量未被放大 $\frac{c}{\omega d}$ ，且除此之外，進入壓力估計的雜訊分量衰減 $\frac{\omega d}{c}$ ，因此，改良壓力麥克風之 **SNR**。如前所述，此低頻處理應用於從20Hz到500Hz左右的頻率區域。其目標是獲得代表室內一廣闊聽音區域的一能量度量。在高頻下，目標是特徵化直接路徑及從揚聲器到聽音區域的少數早期反射。這些特徵主要取決於揚聲器構造及其室內位置，且因此，在聽音區域內的不同位置之間變化並不大。因此，在高頻下，基於四面體麥克風信號之一簡單平均值(或更複雜的加權平均值)的一能量度量被使用。所產生的總室內能量度量被寫成方程式(12)。

$$RmEn = \begin{cases} \frac{\left| \frac{wd}{c} (H_{1,pe} + H_{2,pe} + H_{3,pe} + H_{4,pe}) \right|^2}{32} + \frac{1}{2} \left\| (R^T R)^{-1} R^T \begin{bmatrix} (H_{2,pe} - H_{1,pe}) \\ (H_{3,pe} - H_{1,pe}) \\ (H_{4,pe} - H_{1,pe}) \\ (H_{3,pe} - H_{2,pe}) \\ (H_{4,pe} - H_{2,pe}) \\ (H_{4,pe} - H_{3,pe}) \end{bmatrix} \right\|^2, & for\ w \leq w_T \\ \frac{|H_1|^2 + |H_2|^2 + |H_3|^2 + |H_4|^2}{4}, & for\ w > w_T = 2\pi f_T \end{cases} \quad (12)$$

【0104】 這些方程式直接關聯到構建單探針及雙探針四面體麥克風配置的能量度量 E_k 的實例。特別是，方程式8對應於用以計算 E_k 之低頻分量的步驟242。方程式8中的第一項是平均頻率響應的幅度平方(步驟244)，且第二項對壓力梯度應用頻率相依加權，以估計速度分量並計算幅度平方(步驟246)。方程式12對應於步驟260(低頻)及270(高頻)。方程式12中的第一項是去加重平均頻率響應的幅度平方(步驟264)。第二項是由壓力梯度估計出的速度分量的幅度平方。對於單探針及雙探針這兩種情況，低頻度量之聲速分量直接由量測之室內響應 H_k 或 $H_{k,pe}$ 算出，估計壓力梯度及獲得速度分量之步驟是成一整體被執行。

次頻帶頻率校正濾波器

【0105】 最小相位FIR次頻帶校正濾波器之構造是以獨立地使用先前所述室內譜(能量)測度對每一頻帶的AR模型估計為基礎。因為分析/合成濾波器組是非臨界取樣的，每一頻帶可被獨立構成。

【0106】 現在參照第13及14a-14c圖，一聲道目標曲線對每一音訊聲道及揚聲器被提供(步驟300)。如先前所述者，聲道目標曲線可藉由對室內頻譜度量應用頻率平化，選擇一使用者定義的目標曲線或藉由將一使用者定義的目標曲線疊加到頻率平化室內頻譜度量上來計算。此外，室內頻譜度量可被限制以避免對校正濾波器的嚴苛要求(步驟302)。每一聲道中頻帶增益可被估計為中頻帶頻率區域之室內頻譜度量的一平均值。室內頻譜度量之偏移被限制在一中頻帶增益最大值加一上邊界(例如，20dB)與一中頻帶增益最小值減一下邊界(例如，

10dB)之間。上邊界典型地大於下邊界，以避免將過多能量抽引到室內頻譜度量具有一深零位的一頻帶中。每一聲道目標曲線與有界的每一聲道室內頻譜度量組合，以獲得一集合室內頻譜度量303(步驟304)。在每一頻率槽中，室內頻譜度量被目標曲線的對應槽分開，以提供集合室內頻譜度量。一次頻帶計數器sb被初始化為零(步驟306)。

【0107】 對應於不同次頻帶的部分集合頻譜度量被擷取，並重映射至基頻，以模擬分析濾波器組之降低取樣(步驟308)。集合室內頻譜度量303被劃分為對應於過取樣濾波器組中的每一頻帶的重疊頻率區域310a、310b等。每一分區依據分別適用於第14c及14b圖中所示之偶數及奇數濾波器組頻帶的抽選規則被映射至基頻。需注意的是，分析濾波器之形狀並不納入映射。這很重要，因為期望獲得階數盡可能低的校正濾波器。若分析濾波器組濾波器被納入，則映射譜將具有陡峭的下降緣。因此，校正濾波器將需要高階用來不必要地校正分析濾波器之形狀。

【0108】 在映射至基頻之後，對應於奇數或偶數的分區將具有部分的譜偏移，但是某些其他部分也倒轉。這可能導致譜中斷而將需要一高階頻率校正濾波器。為了防止校正濾波器階數之不必要增加，倒轉譜區域被平化。此繼而改變平化區域中的譜之細節。然而，應指出的是，倒轉部分始終在合成濾波器已具有高衰減的區域中，且因此，此一分區部分對最終譜之貢獻是可忽略的。

【0109】 一自回歸(AR)模型對重映射集合室內頻譜度量進行估計(步驟312)。模擬抽選的作用，室內頻譜度量之每一分區在被映射至基頻之後，被解譯為某一等效譜。因此，其反傅立葉轉換將是一對應的自相關序列。此自相關序列用作列文遜-杜賓演算法的輸入，列文遜-杜賓演算法計算一所欲階數的AR模型，在最小平方意義上與特定能量譜最佳匹配。此AR模型(全極)濾波器之分母是最小相位多項式。在對應的頻率區域中，每一次頻帶中的頻率校正濾波器長

度是由在總室內能量度量(從低頻移動到高频，長度成比例地下降)產生期間我們所考慮的對應頻率區域中的室內響應的長度粗略地決定。然而，最終長度可憑經驗微調或藉由使用遵守剩餘功率且在達到一所欲解析度時停止的AR階數選擇演算法自動微調。

【0110】 AR之係數被映射至一最小相位全零次頻帶校正濾波器之係數(步驟314)。此FIR濾波器將依據由AR模型所獲得譜之倒譜來執行頻率校正。爲了匹配不同頻帶之間的濾波器，所有校正濾波器都被適當地正規化。

【0111】 次頻帶計數器sb增量(步驟316)且與次頻帶數目NSB比較(步驟318)以對下一音訊聲道重複該程序或終止校正濾波器之每一聲道的構造。此時，聲道FIR濾波器係數可被調整成一共同目標曲線(步驟320)。調整後的濾波器係數被儲存在系統記憶體中並用以配置一或多個處理器以實施第3圖中所示之每一音訊聲道的P個數位FIR次頻帶校正濾波器(步驟322)。

附件A：揚聲器定位

【0112】 對於全自動系統校準及設置，希望知道室內揚聲器的確切位置及數目。距離可根據從揚聲器到麥克風陣列的估計傳播延遲來計算。假定，沿揚聲器與麥克風陣列之間的直接路徑傳播的聲波可近似於一平面波，則相對於由麥克風陣列所定義的一座標系統的一原點，對應的到達角(AOA)、仰角，可藉由遵守陣列內不同麥克風信號之間的關係來估計。揚聲器方位角及仰角由估計的AOA算出。

【0113】 可以使用基於頻域的AOA演算法，原則上，依賴於從一揚聲器到每一麥克風音頭的每一頻率響應槽中的相位比率來確定AOA。然而，如Cobos,M.,Lopez、J.J.及Marti,A.(2010).在論文On the Effects of Room Reverberation in 3D DOA Estimation Using Tetrahedral Microphone Array.AES 128th Convention，London, UK，2010 May 22-25中所說明，室內反射的存在對估計的

AOA之準確性產生相當大的影響。代之者，依賴於直接路徑延遲估計之準確性的一種AOA估計的時域法被使用，該準確性是藉由使用與探測信號配對的解析包跡法而實現。利用四面體麥克風陣列來量測揚聲器/室內響應允許我們估計從每一揚聲器到每一麥克風音頭的直接路徑延遲。藉由比較這些延遲，揚聲器可在3D空間中定位。

【0114】 參照第1b圖，一方位角 θ 及一仰角 ϕ 由從一揚聲器傳播到四面體麥克風陣列的一聲波的一估計到達角(AOA)來決定。用以估計AOA的演算法是根據向量點積的一特性以特徵化二向量之間的角度。特別是對一座標系統之特選原點，以下點積方程式可被寫成

$$\mathbf{r}_{lk}^T \cdot \mathbf{s} = -\frac{c}{F_s} (t_k - t_l) \tag{13}$$

其中 $\mathbf{r}_{lk}$ 表示連接麥克風 k 與麥克風 l 的向量， T 表示矩陣/陣列轉置， $\mathbf{s} = \begin{bmatrix} s_x \\ s_y \\ s_z \end{bmatrix}$ 表示與平面聲波到達方向對準的一元向量， c 表示聲速， F_s 表示取樣頻率， t_k 表示一聲波對麥克風 k 的到達時間，且 t_l 表示一聲波對麥克風 l 的到達時間。

【0115】 對於第 1b 圖中所示之特定麥克風陣列，有 $\mathbf{r}_{kl} = \mathbf{r}_l - \mathbf{r}_k$ ，其中 $\mathbf{r}_k = \begin{bmatrix} r_{kx} \\ r_{ky} \\ r_{kz} \end{bmatrix}$ ， $\mathbf{r}_1 = [0 \ 0 \ 0]^T$ ， $\mathbf{r}_2 = \frac{d}{2}[-\sqrt{3} \ 1 \ 0]^T$ ， $\mathbf{r}_3 = \frac{d}{2}[-\sqrt{3} \ -1 \ 0]^T$ 且 $\mathbf{r}_4 = \frac{d}{3}[-\sqrt{3} \ 0 \ \sqrt{6}]^T$ 。

集合所有麥克風對的方程式，獲得以下矩陣方程式，

$$\begin{bmatrix} \mathbf{r}_{12}^T \\ \mathbf{r}_{13}^T \\ \mathbf{r}_{14}^T \\ \mathbf{r}_{23}^T \\ \mathbf{r}_{24}^T \\ \mathbf{r}_{34}^T \end{bmatrix} \cdot \mathbf{s} = \mathbf{R} \cdot \mathbf{s} = -\frac{c}{F_s} \begin{bmatrix} t_2 - t_1 \\ t_3 - t_1 \\ t_4 - t_1 \\ t_3 - t_2 \\ t_4 - t_2 \\ t_4 - t_3 \end{bmatrix} \tag{14}$$

此矩陣方程式表示一超定線性方程式系統，該系統可藉由最小平方方法來解

出，產生以下關於到達方向向量S的表達式

$$\hat{\mathbf{s}} = -\frac{c}{F_s} (\mathbf{R}^T \mathbf{R})^{-1} \mathbf{R}^T \begin{bmatrix} t_2 - t_1 \\ t_3 - t_1 \\ t_4 - t_1 \\ t_3 - t_2 \\ t_4 - t_2 \\ t_4 - t_3 \end{bmatrix} \tag{15}$$

方位角及仰角由估計的正規化向量座標 $\bar{\mathbf{s}} = \frac{\hat{\mathbf{s}}}{\|\hat{\mathbf{s}}\|}$ 而獲得， $\theta = \arctan(\bar{s}_y, \bar{s}_x)$ 且 $\varphi = \arcsin(\bar{s}_z)$ ；其中arctan()是四象限反正切函數，且arcsin()是反正弦函數。

【0116】 使用時間延遲估計的AOA演算法可實現的角精度最終受限於延遲估計的精度及麥克風音頭之間間距。音頭之間的較小間距意味著較小的可實現精度。麥克風音頭之間間距最重要的是受限於速度估計以及終產物之美學的要求。因此，所欲角精度藉由調整延遲估計精度而實現。若所需延遲估計精度成為一取樣間隔率，則室內響應之解析包跡被內插到它們對應的峰值附近。取樣精度之一小部分的新峰值位置表示AOA演算法所用的新延遲估計。

【0117】 雖然本發明之若干說明性實施例已被繪示並描述，熟於此技者將想到許多變化及替代實施例。在不背離後附申請專利範圍中所定義的本發明之精神及範圍下，可設想並完成此種變化及替代實施例。

【符號說明】

【0118】

- 10... 多聲道音訊系統
- 12... 多聲道揚聲器配置
- 14... 聆聽環境
- 16... 多聲道音訊信號/音訊信號
- 18... 電視
- 20... 音訊源

22...A/V前置放大器

24...音訊輸出

26...揚聲器

28...聲波

30...麥克風

32...麥克風發射盒/發射盒

34...音訊輸入

36...處理器

38...系統記憶體

40...放大器

42...輸入接收器

44...探針信號產生及傳輸排程模組/模組

46...室內分析模組/模組

48...麥克風陣列

49...四面體(「球體」)

52...輸入接收器/解碼器模組/模組

54...音訊播放模組/模組

56...數位頻率校正濾波器/濾波器

58...P頻帶複非臨界取樣分析濾波器組/過取樣分析濾波器組

60...室內頻率校

62...最小相位**FIR**(有限脈衝響應)校正濾波器正濾波器

64...P頻帶複非臨界取樣合成濾波器組/合成濾波器組

66...一般化上混/下混/揚聲器重映射/虛擬化功能

70~82、120~136、150~170、200~270、300~322...步驟

- 100...全通序列
- 102...幅度譜
- 104...非常窄的峰值自相關序列
- 110...預加重序列
- 112...幅度譜
- 210、212、214...頻譜度量
- 216...轉變區域
- 303...集合室內頻譜度量
- 310a、310b...重疊頻率區域

【發明申請專利範圍】

【第1項】 一種用以特徵化播放多聲道音訊之聆聽環境的方法，其包含以下步驟：

產生一第一探測信號；

將該第一探測信號提供給位於一聆聽環境中一多聲道配置中的複數個電聲轉換器中的每一者，以將該第一探測信號轉換成第一聲學響應，並將該等第一聲學響應以聲波在非重疊時槽中依序發射到該聆聽環境中；及

對於該等電聲轉換器中之每一者，

在包含至少二非重合的聲電轉換器的一多重麥克風陣列接收該等聲波，每一非重合的聲電轉換器將該等第一聲學響應轉換成第一電響應信號；

以該第一探測信號對該等第一電響應信號反摺積，以決定該等電聲轉換器中之每一者之室內響應；

對於高於一截止頻率的頻率，由該等室內響應計算作為一聲壓之函數的一室內能量度量的一第一部分；

對於低於該截止頻率的頻率，由該等室內響應計算作為一聲壓及聲速之函數的該室內能量度量的一第二部分；

混合該室內能量度量之該第一及第二部分以提供指定聲學頻帶上的該室內能量度量；及

由該室內能量度量來計算濾波器係數。

【第2項】 如請求項1所述之方法，其進一步包含以下步驟：

漸進地平滑化該等室內響應或該室內能量度量，使得更強的平滑化被應用於高頻。

【第3項】 如請求項1所述之方法，其中該室內能量度量之第二部分藉由以下步驟來計算：

由該等室內響應來計算作為一聲壓之函數的一第一能量分量；

由該等室內響應來計算一壓力梯度；

對該壓力梯度應用一頻率相依加權以計算聲速分量；

由該等聲速分量來計算一第二能量分量；及

計算作為該第一及第二能量分量之函數的該室內能量度量之第二部分。

【第4項】 如請求項1所述之方法，其中該第一探測信號是特徵為在一指定聲學頻帶上實質恆定之強度頻譜的一寬頻序列，其進一步包含：

產生一第二探測信號，該第二探測信號是特徵為強度頻譜與頻率成反比之一預加重函數的一預加重序列，該預加重函數施用至一基頻序列而在該指定聲學頻帶的一低頻部分上提供一放大強度頻譜；

將該第二探測信號提供給該等電聲轉換器中之每一者，以將該第二探測信號轉換成第二聲學響應並將該等第二聲學響應以聲波在非重疊時槽中發射到該聆聽環境中；

對於該等電聲轉換器中之每一者，

以該至少二非重合的聲電轉換器，針對該第一及第二探測信號，在該多重麥克風陣列接收該等聲波，該至少二非重合的聲電轉換器中之每一者將該等第一及第二聲學響應轉換成第一及第二電響應信號作為一聲壓度量；

分別以該第一探測信號及該基頻序列對該等第一及第二電響應信號反摺積，以決定該等電聲轉換器中之每一者的第一及第二室內響應；

對於高於一截止頻率的頻率，由該等第一室內響應計算作為一聲壓之函數的一室內能量度量的一第一部分；

對於低於一截止頻率的頻率，由該等第二室內響應計算作為一聲壓及聲速之函數的該室內能量度量的一第二部分；

混合該室內能量度量之該第一及第二部分以提供該指定聲學頻帶上的

該室內能量度量；及

由該室內能量度量來計算濾波器係數。

【第5項】 一種用以處理多聲道音訊的裝置，其包含：

複數音訊輸出，用以驅動與其耦接的各別的電聲轉換器；

一或多個音訊輸入，用以自與其耦接的至少二非重合的聲電轉換器接收第一電響應信號；

一輸入接收器，其耦合至該一或多個音訊輸入，用以接收複數個該等第一電響應信號；

裝置記憶體，及

一或多個適於實施以下項目的處理器：

一探測符產生及發射排程模組，其適於：

產生一第一探測信號，及

在被安靜期隔開的非重疊時槽中將該第一探測信號提供給該複數音訊輸出之每一者；

一室內分析模組，其適於對於該等電聲轉換器中之每一者：

以該第一探測信號對該等第一電響應信號反摺積，以為該等電聲轉換器中之每一者決定在每一聲電轉換器之室內響應；

對於高於一截止頻率的頻率，由該等室內響應計算作為一聲壓之函數之一室內能量度量的一第一部分；

對於低於該截止頻率的頻率，由該等室內響應計算作為一聲壓及聲速之函數之該室內能量度量的一第二部分；

混合該室內能量度量之該第一及第二部分以提供指定聲學頻帶上的該室內能量度量；及

由該室內能量度量來計算濾波器係數。

【第6項】 如請求項5所述之裝置，其中該第一探測信號是特徵為強度頻譜在一指定聲學頻帶上實質上恆定的一寬頻序列，且其中該探測符產生及發射排程模組適於產生一第二探測信號並將其提供給該等電聲轉換器中之每一者，該第二探測信號是特徵為強度頻譜與頻率成反比之一預加重函數的一預加重序列，該預加重函數施用於一基頻序列以在該指定聲學頻帶的一低頻部分上提供一放大強度頻譜，且其中該分析模組適於將該第二探測信號的聲學響應轉換成第二電響應信號，且以該基頻序列對該等第二電響應信號反摺積，以為該等電聲轉換器中之每一者決定在每一聲電轉換器的第二室內響應，且對於高於該截止頻率的頻率，由該等第一室內響應計算作為一聲壓之函數之該室內能量度量的該第一部分，及對於低於該截止頻率的頻率，由該等第二室內響應計算作為一聲壓及聲速之函數之該室內能量度量的該第二部分，以及混合該室內能量度量之該第一及第二部分以提供指定聲學頻帶上的該室內能量度量。

【第7項】 一種特徵化聆聽環境的方法，其包含以下步驟：

產生一第一探測信號，該第一探測信號是特徵為強度頻譜在一指定聲學頻帶上實質上恆定的一寬頻序列及具有比任一非零滯後值至少高30 dB的一零滯後值的一自相關序列；

產生一第二探測信號，該第二探測信號是一預加重序列，其特徵為施至一基頻序列之一預加重函數，其在與該指定聲學頻帶重疊的一指定目標頻帶上提供一放大強度頻譜；

將該第一及第二探測信號提供給一多聲道音訊系統中的複數個電聲轉換器中的每一者，以將該第一及第二探測信號轉換成第一及第二聲學響應，且將該等第一及第二聲學響應以聲波在非重疊時槽中依序發射到一聆聽環境中；且

對於該等電聲轉換器中之每一者：

在一或多個聲電轉換器接收該等聲波，以將該等第一及第二聲學響應

轉換成第一及第二電響應信號；

對該等第一及第二電響應信號反摺積以決定第一及第二室內響應；

對於目標頻帶外部的頻率，由該第一室內響應來計算一第一頻譜度量；

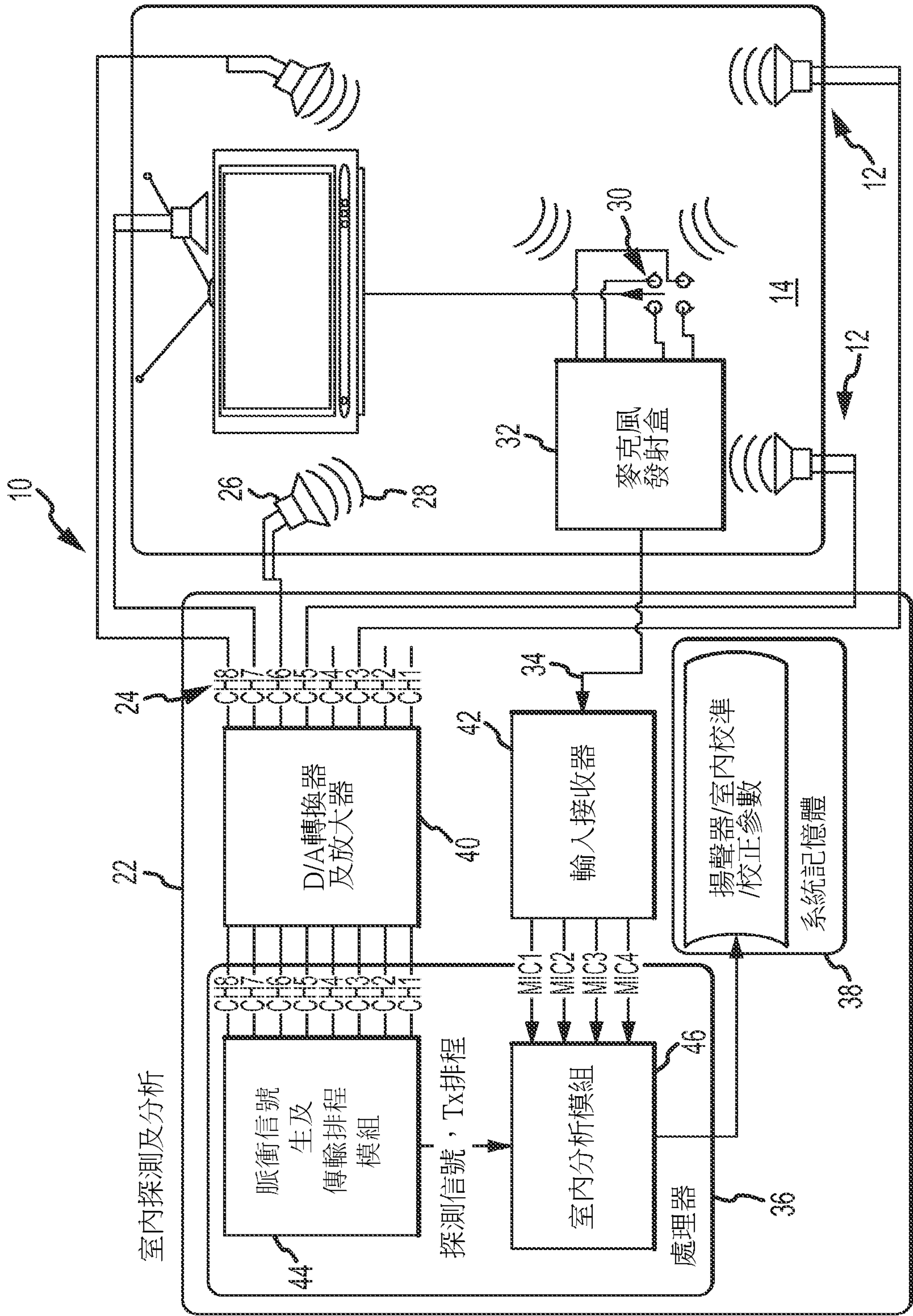
對於在該目標頻帶內的頻率，由該第二室內響應來計算一第二頻譜度量；

混合該第一及第二頻譜度量以提供該指定聲學頻帶上的一頻譜度量。

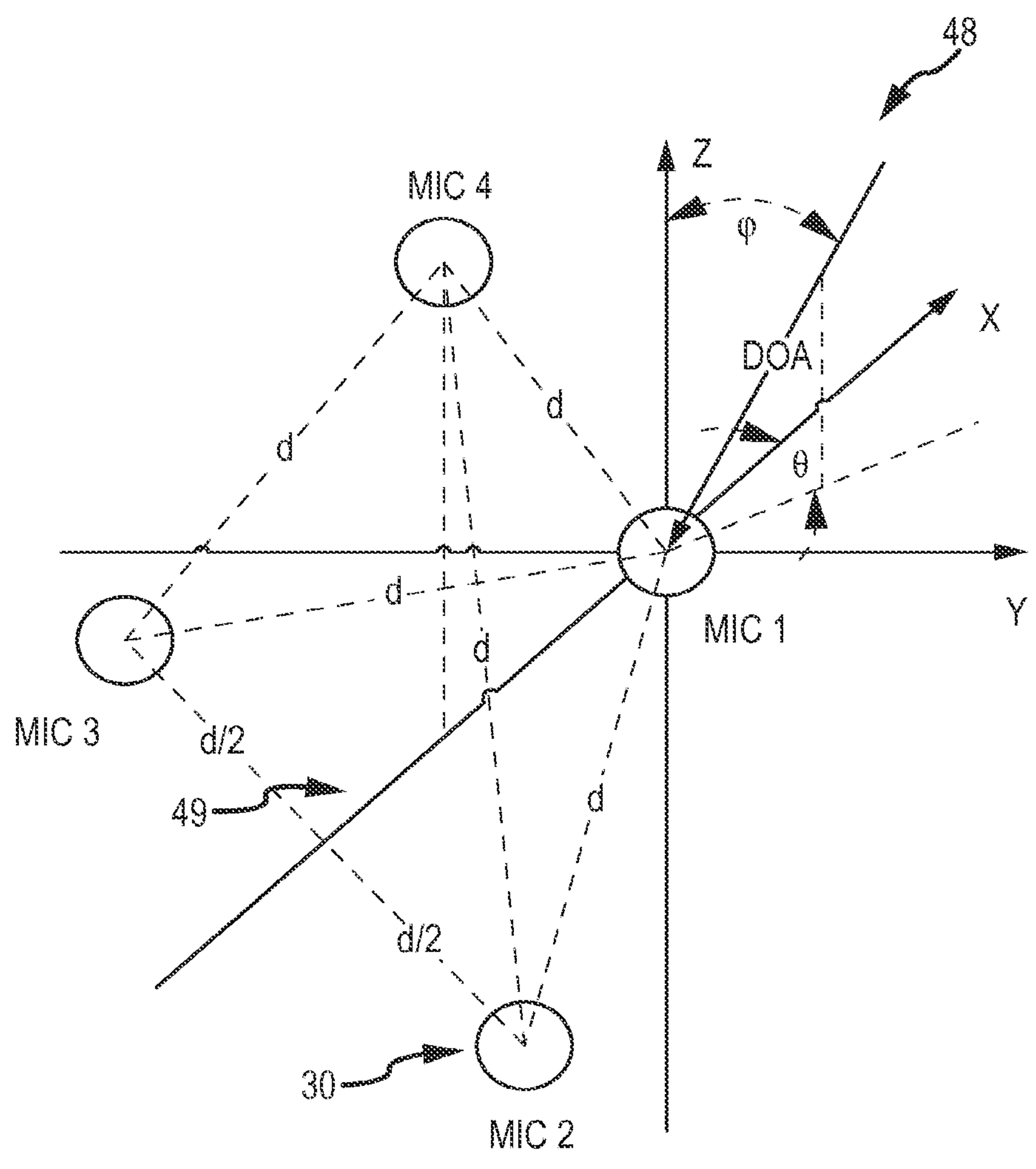
【第8項】 如請求項7所述之方法，其中該第一探測信號的寬頻序列提供該第二探測信號之該基頻序列。

八、圖式：

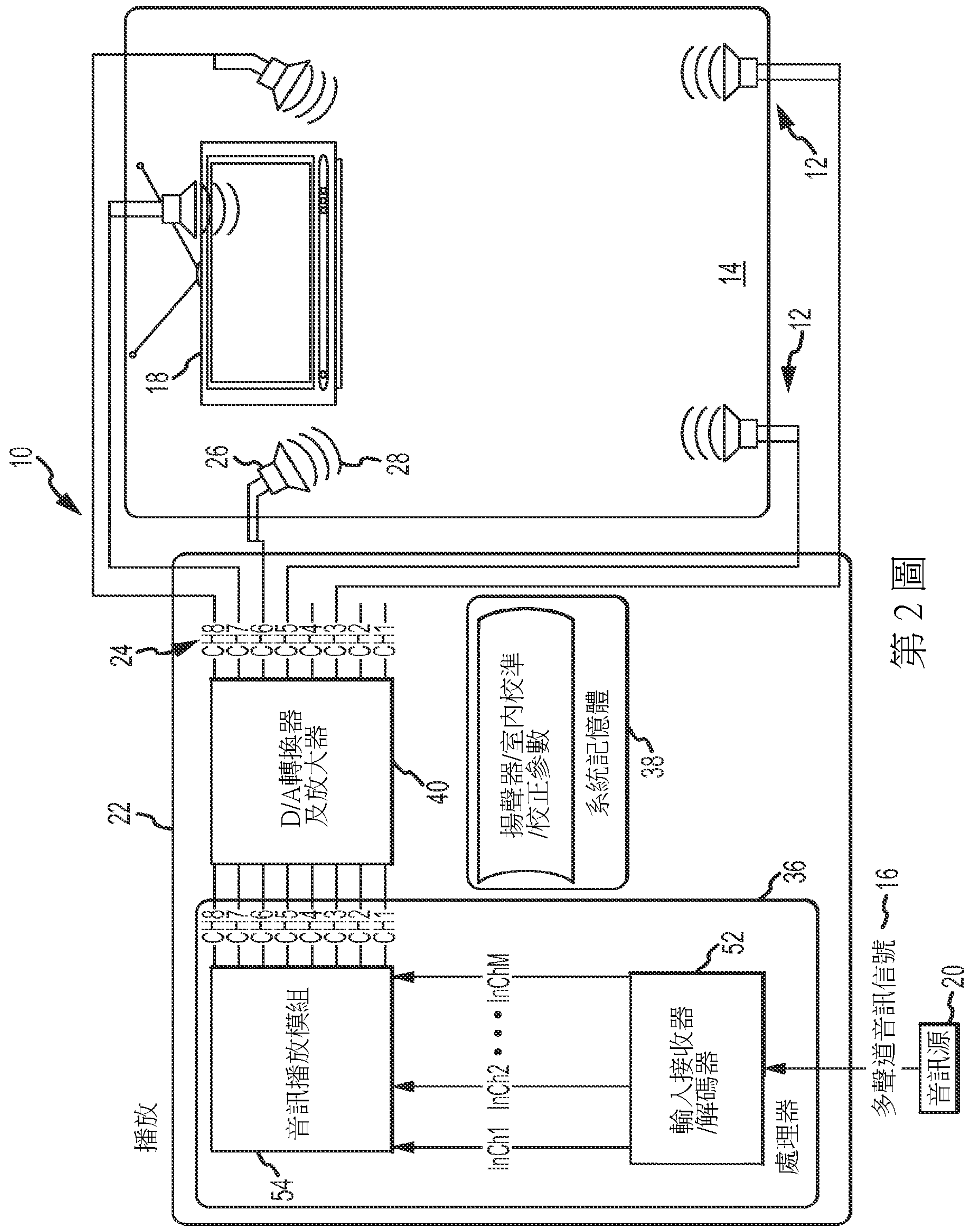
1/17



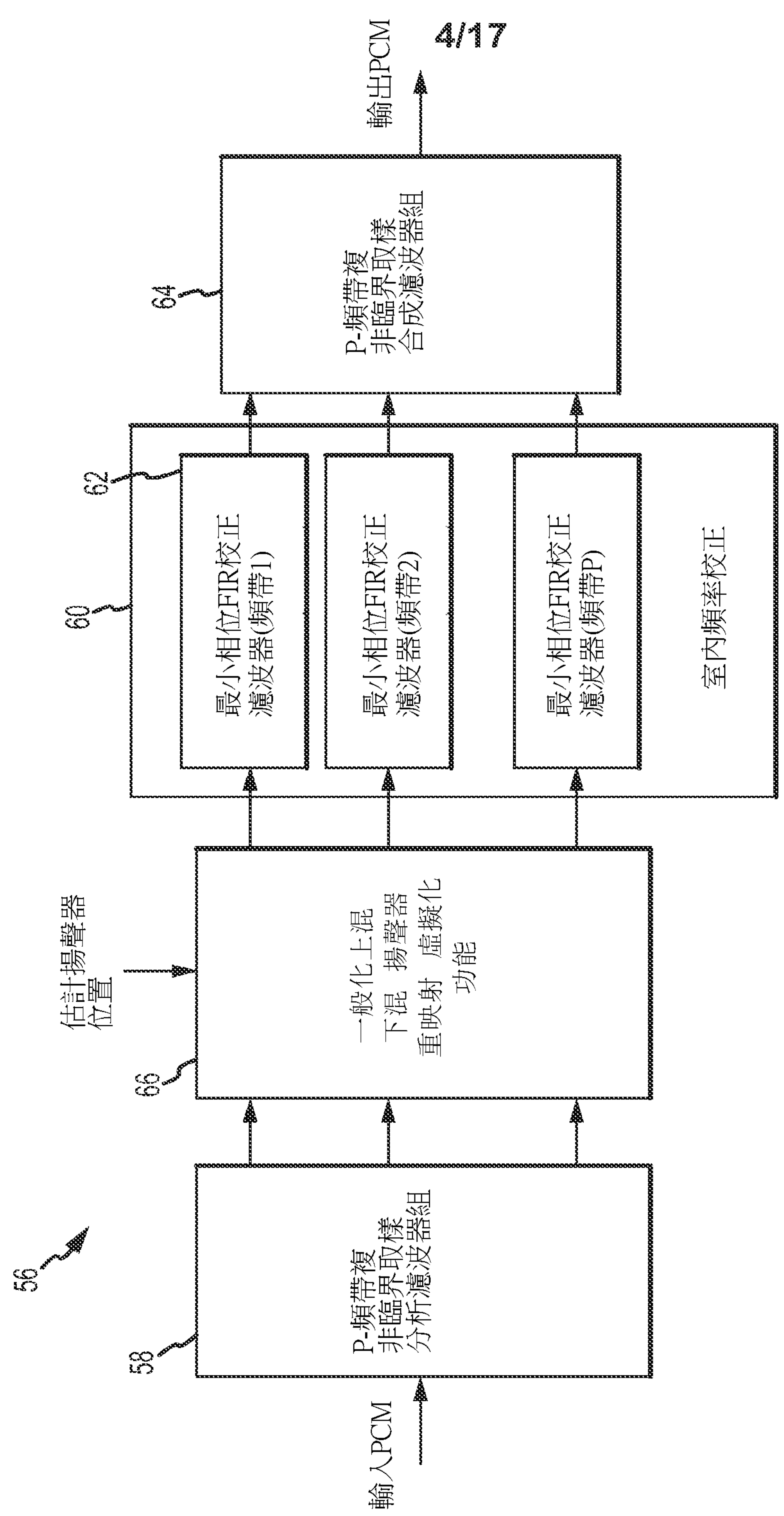
第1a圖



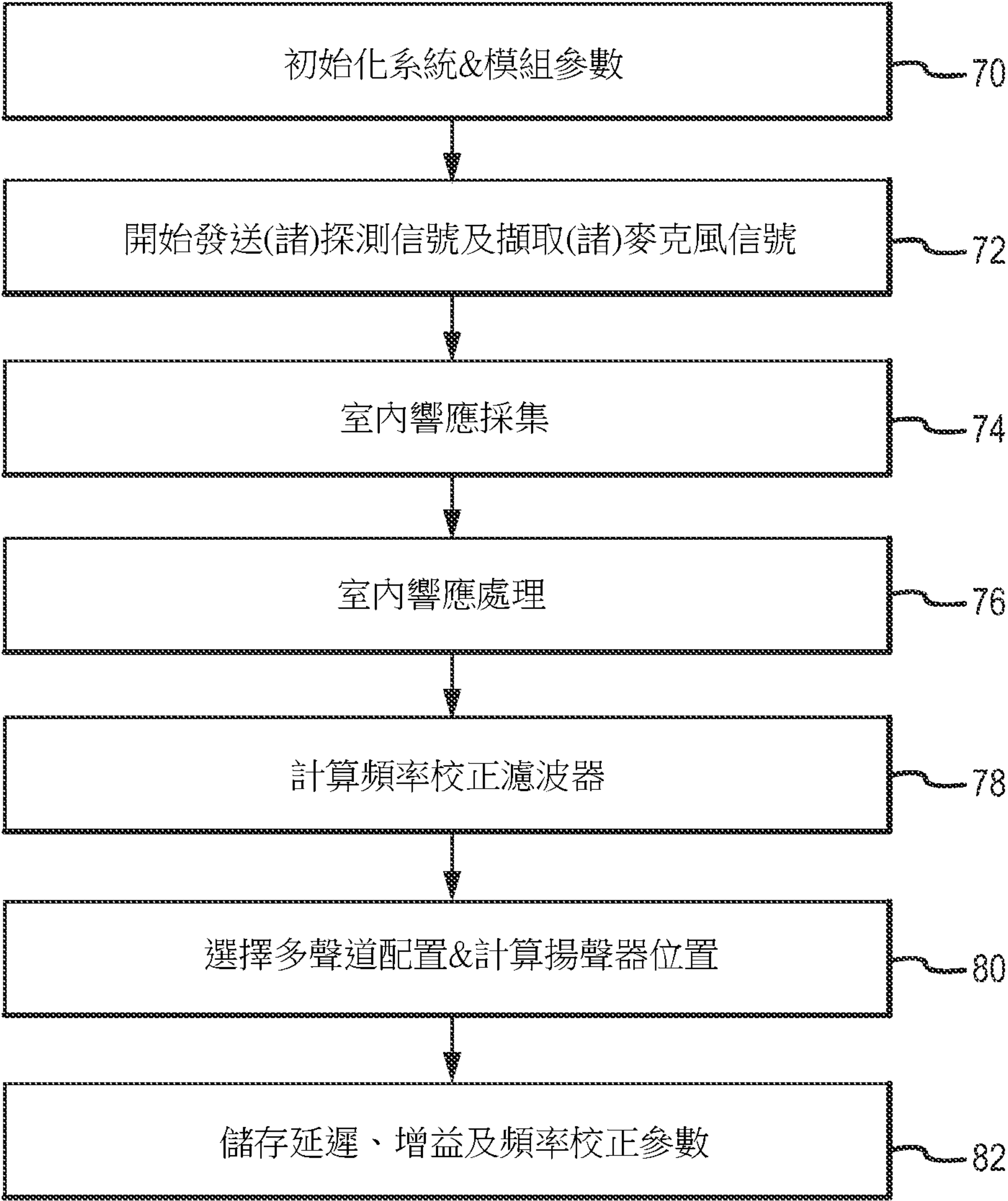
第 1b 圖



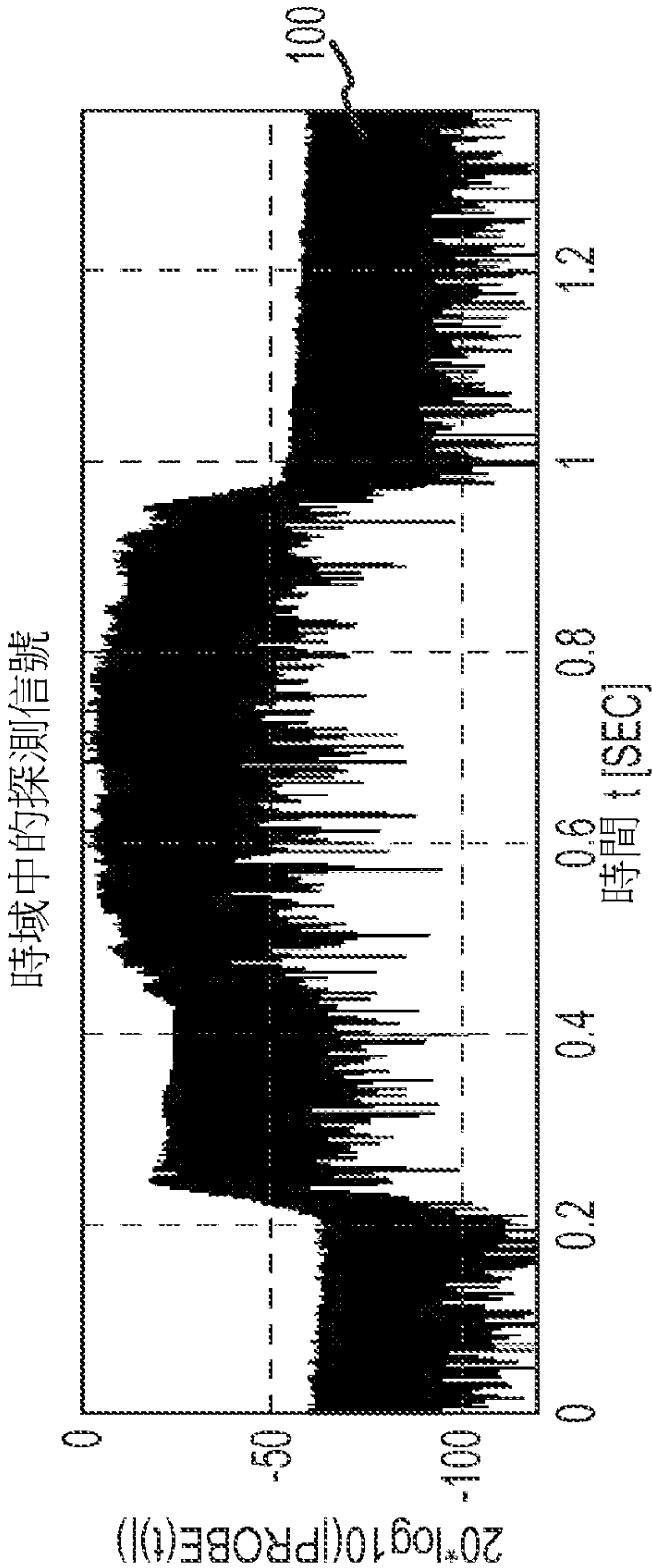
第 2 圖



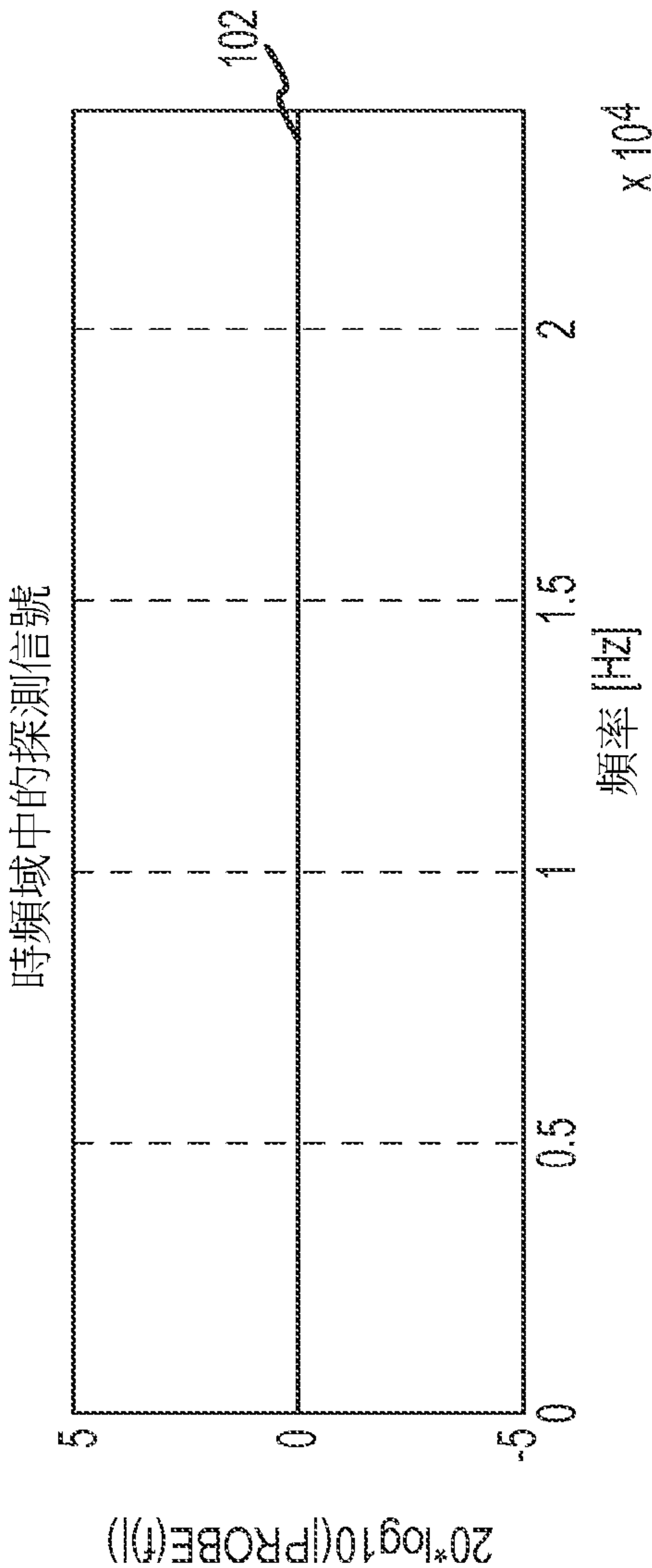
第3圖



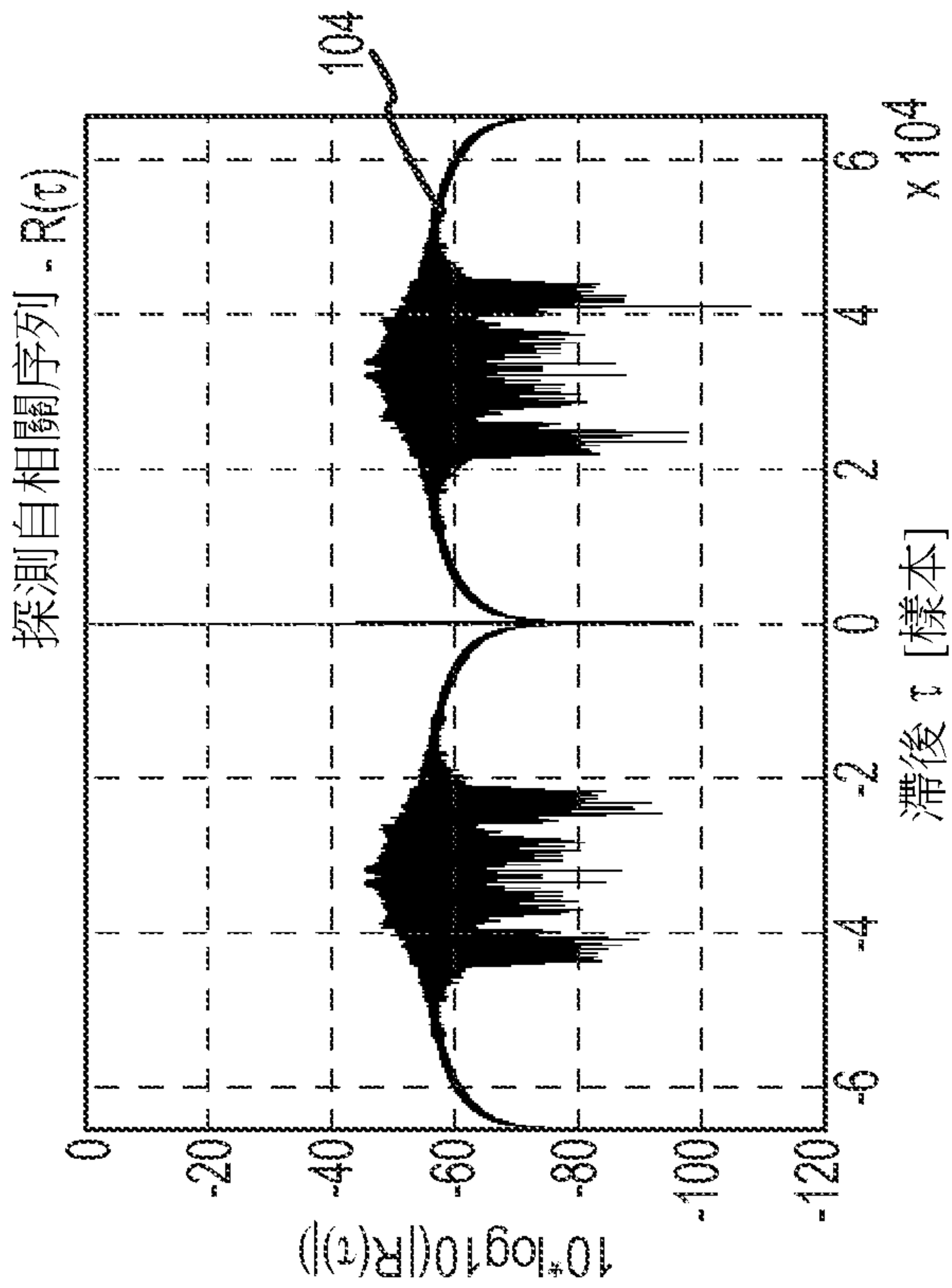
第 4 圖



第 5a 圖

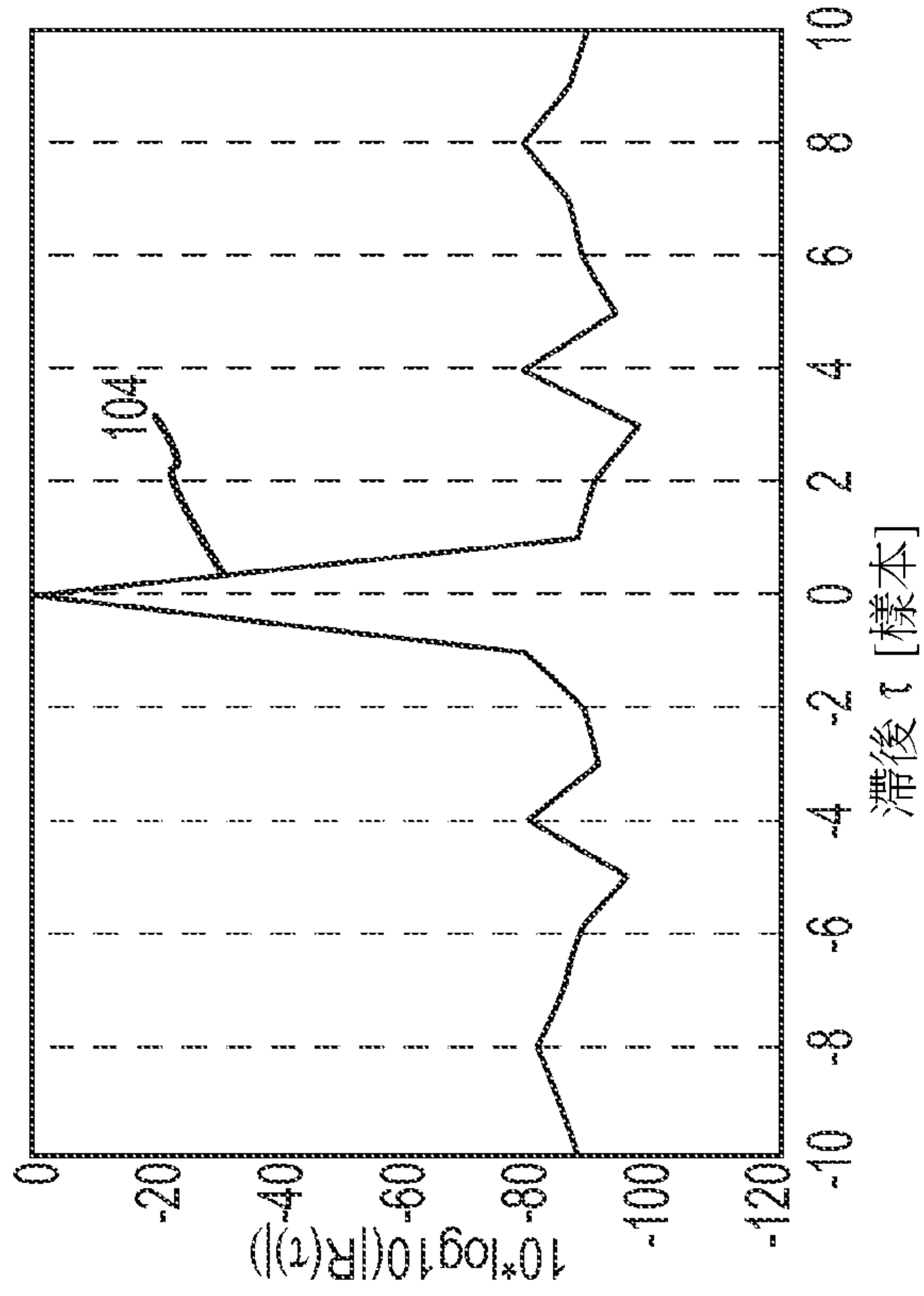


第 5b 圖

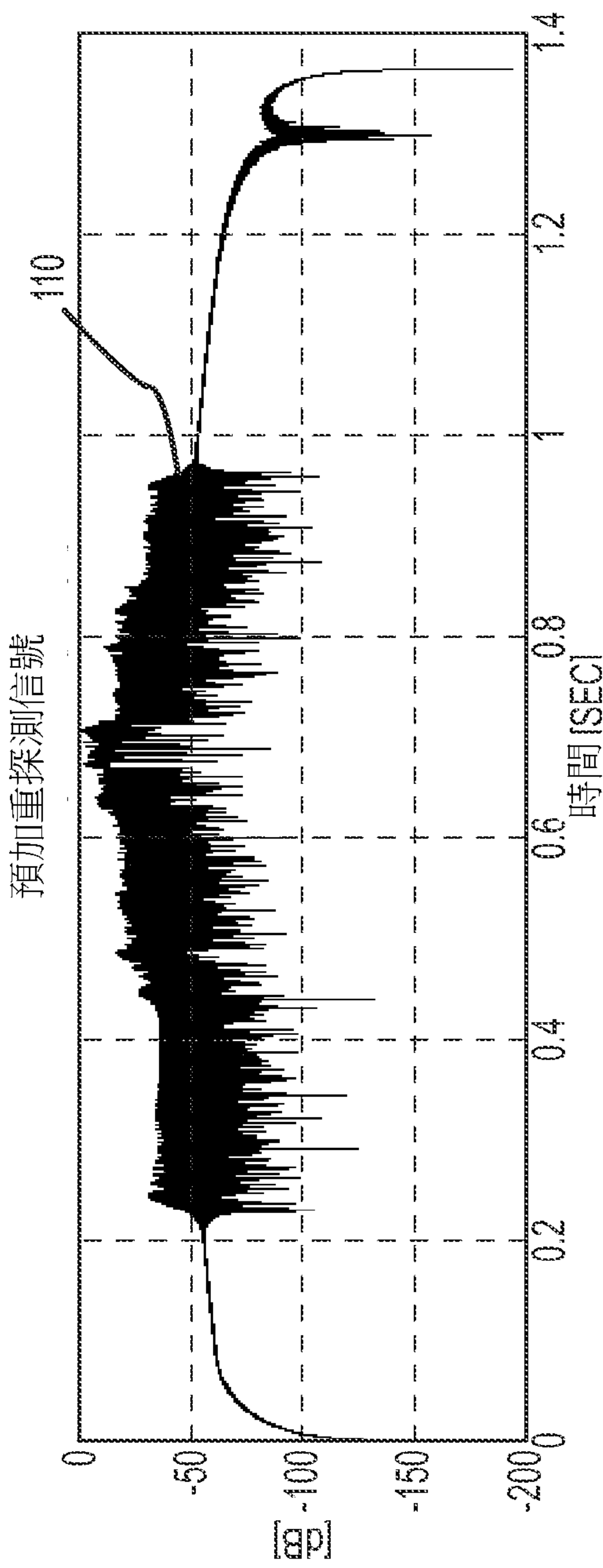


第 5c 圖

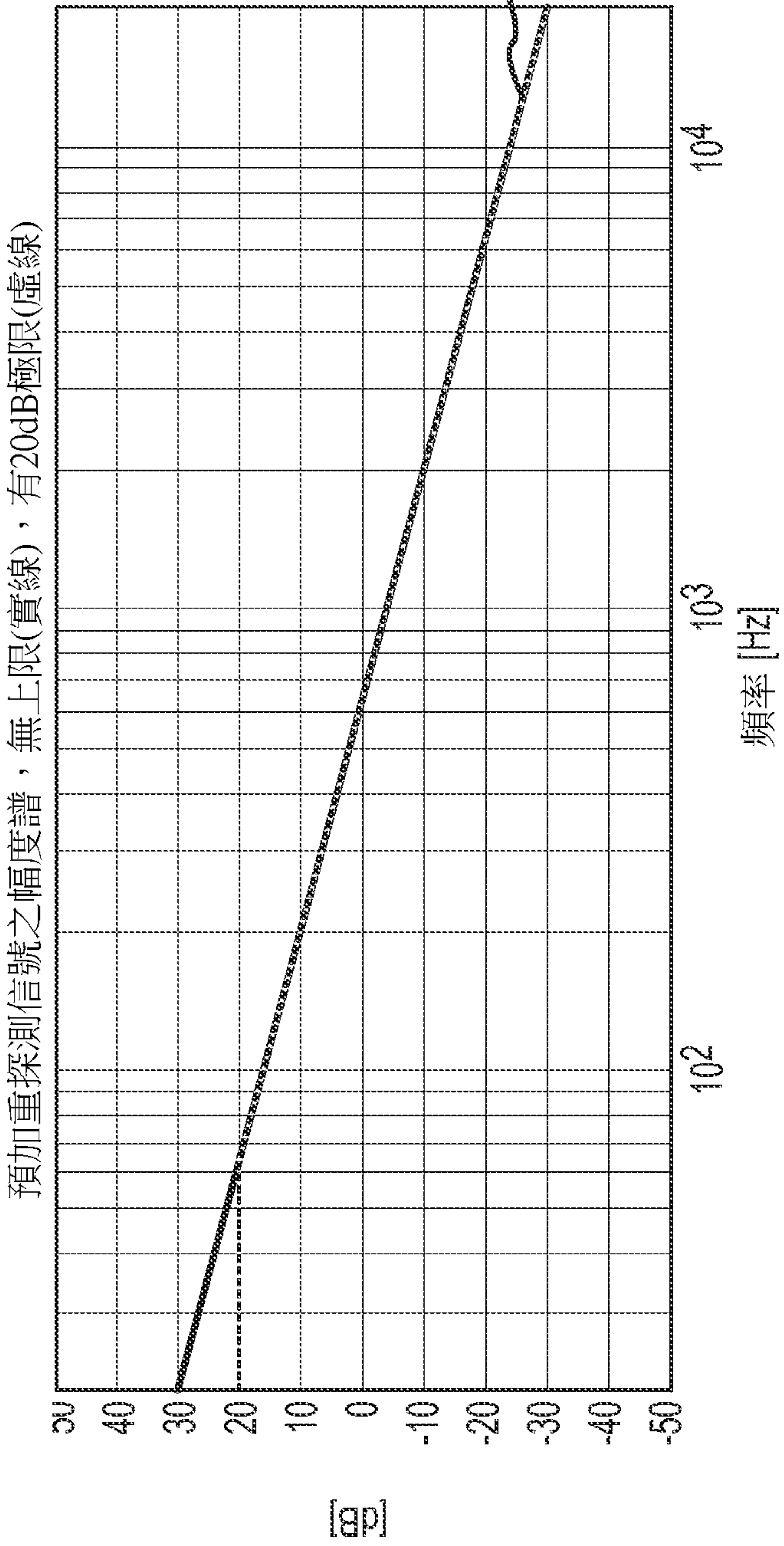
零滯後 $R(\tau)$ 附近的探測自相關序列



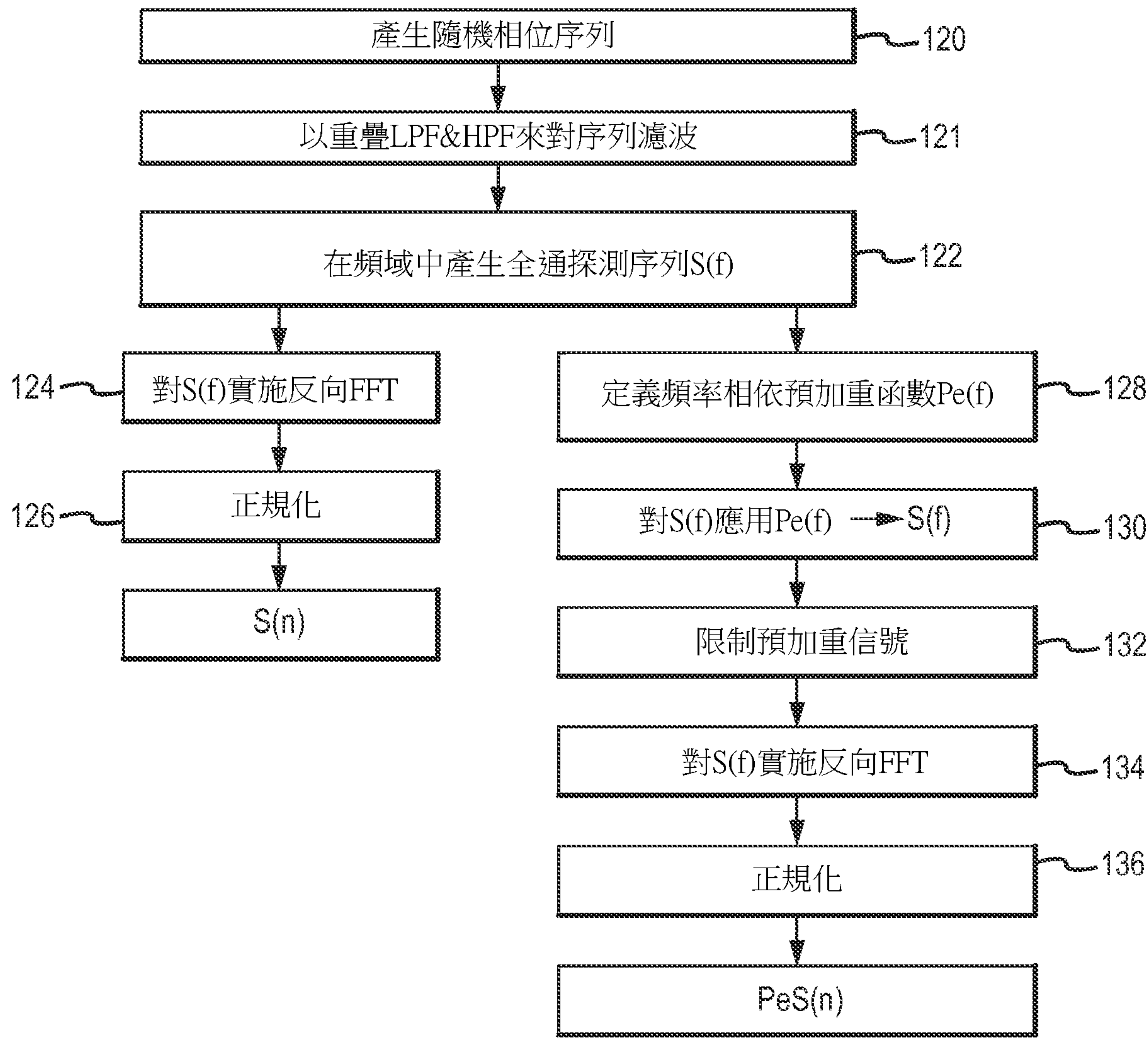
第 5d 圖



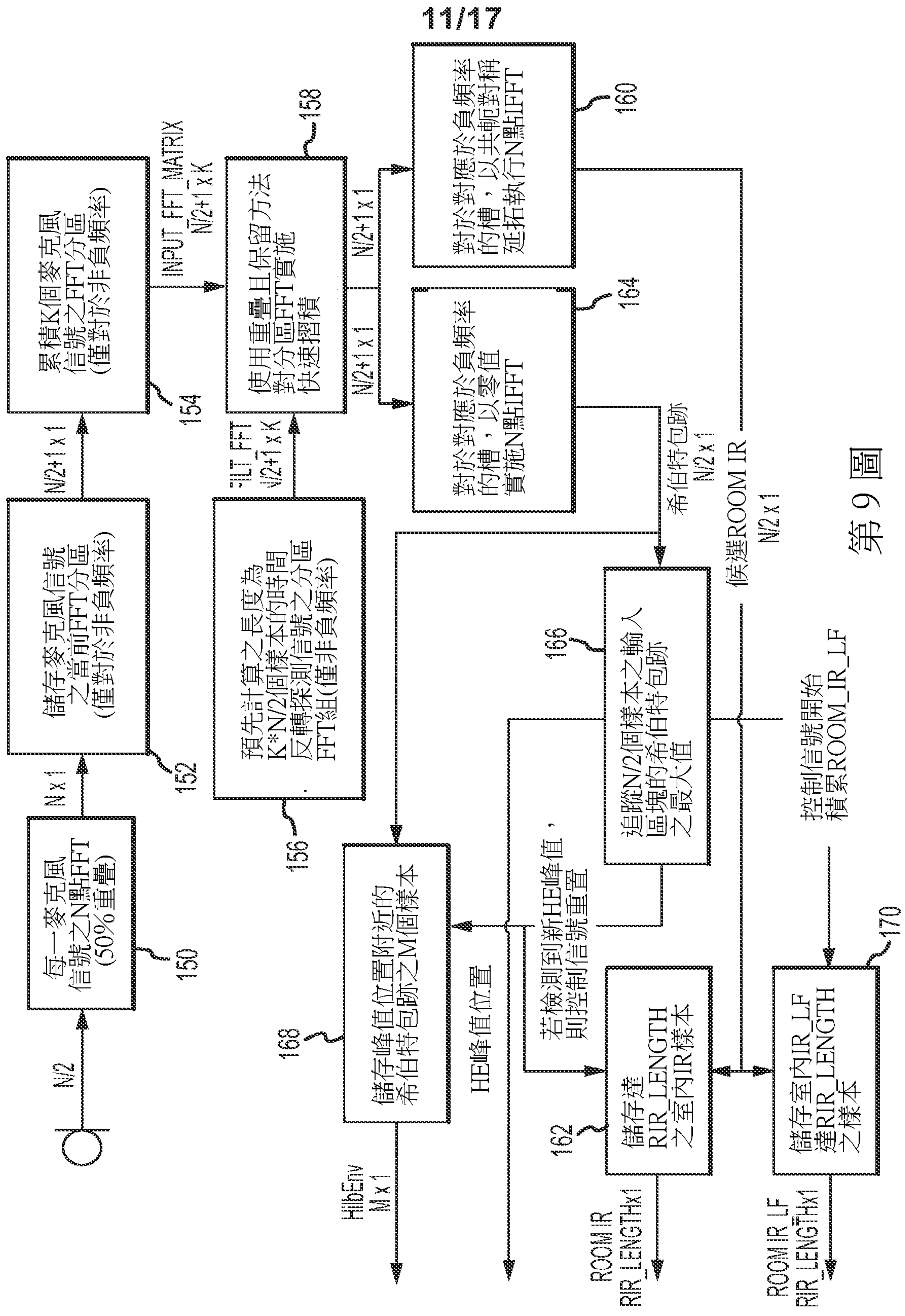
第 6a 圖

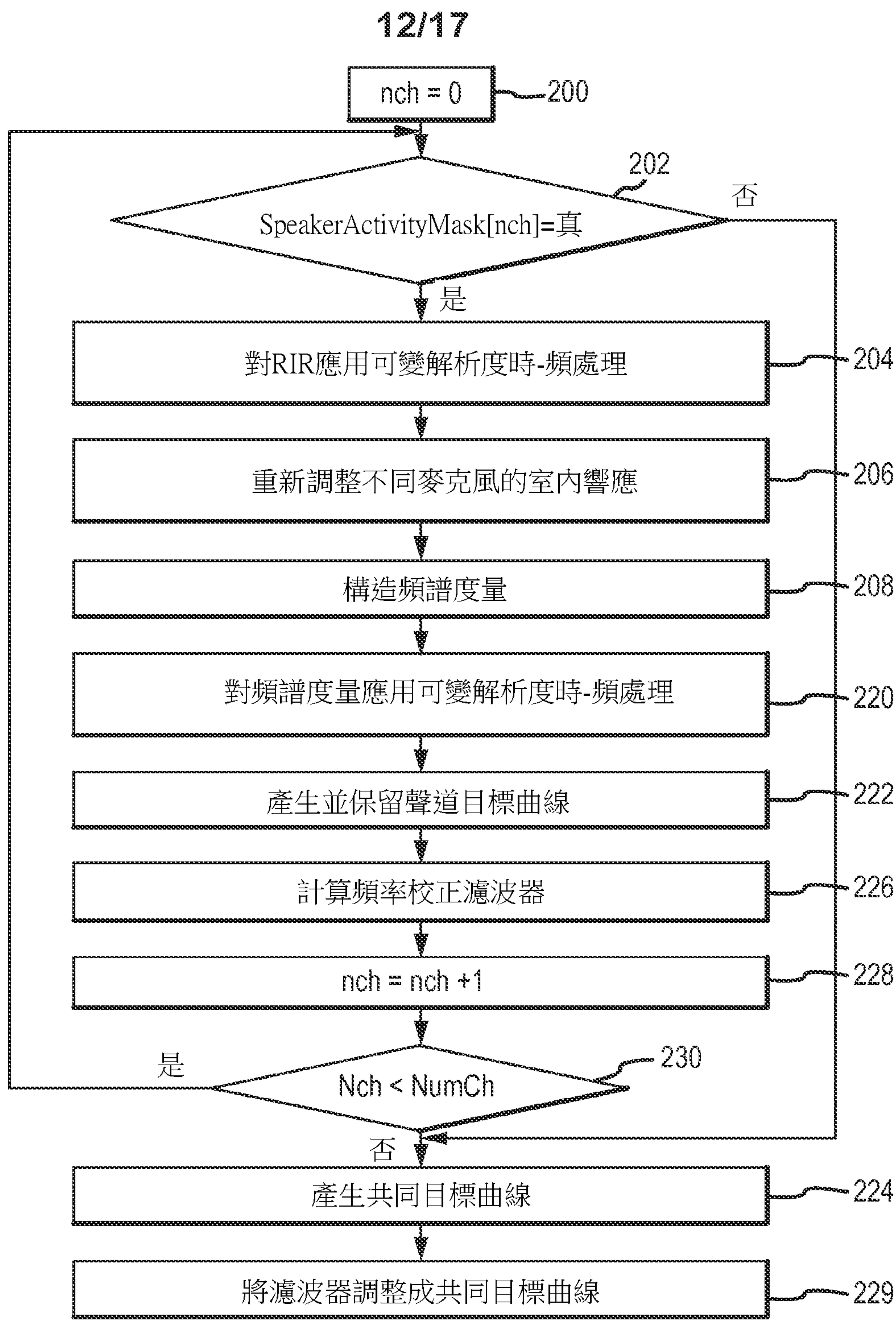


第 6b 圖

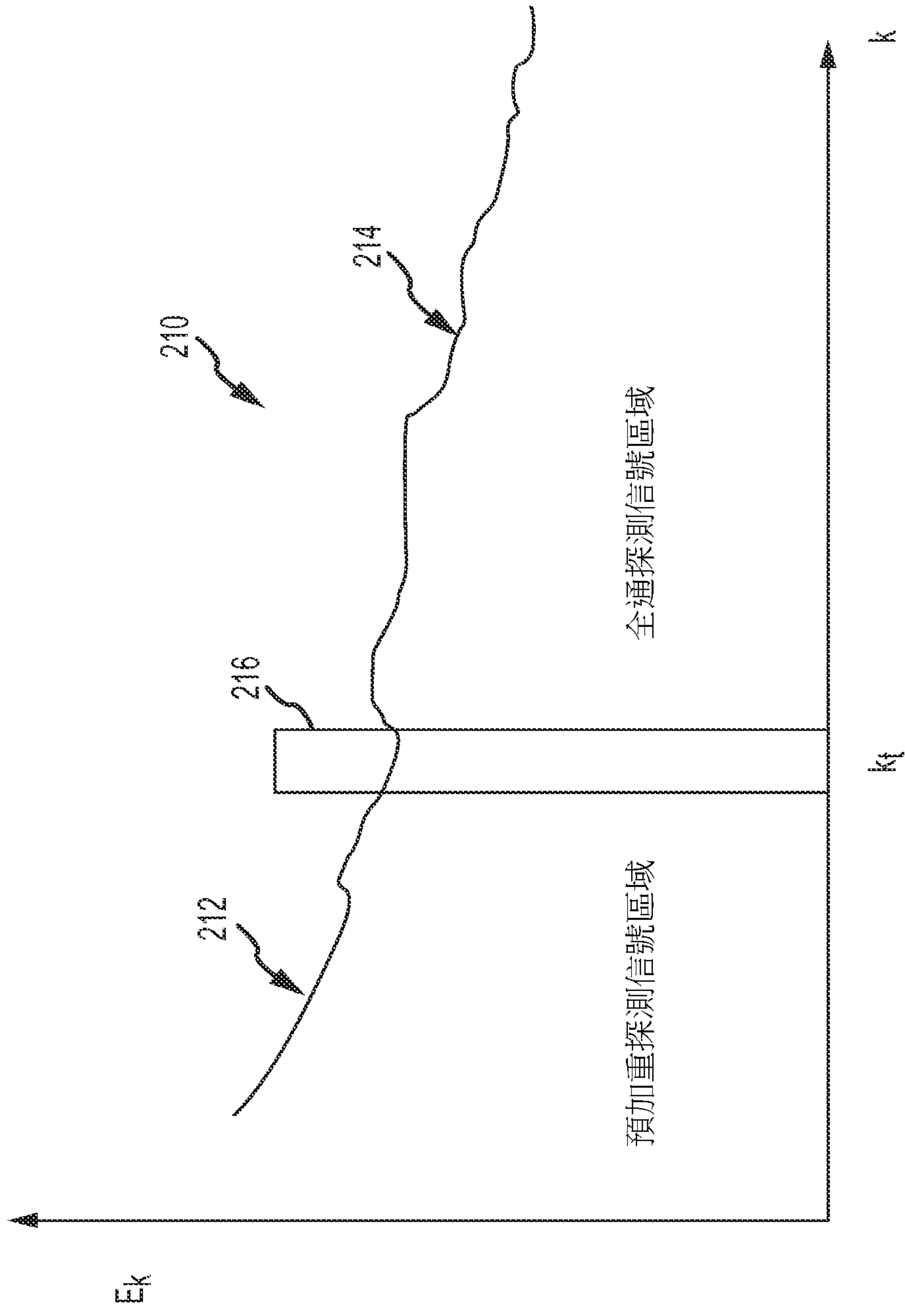


第 7 圖

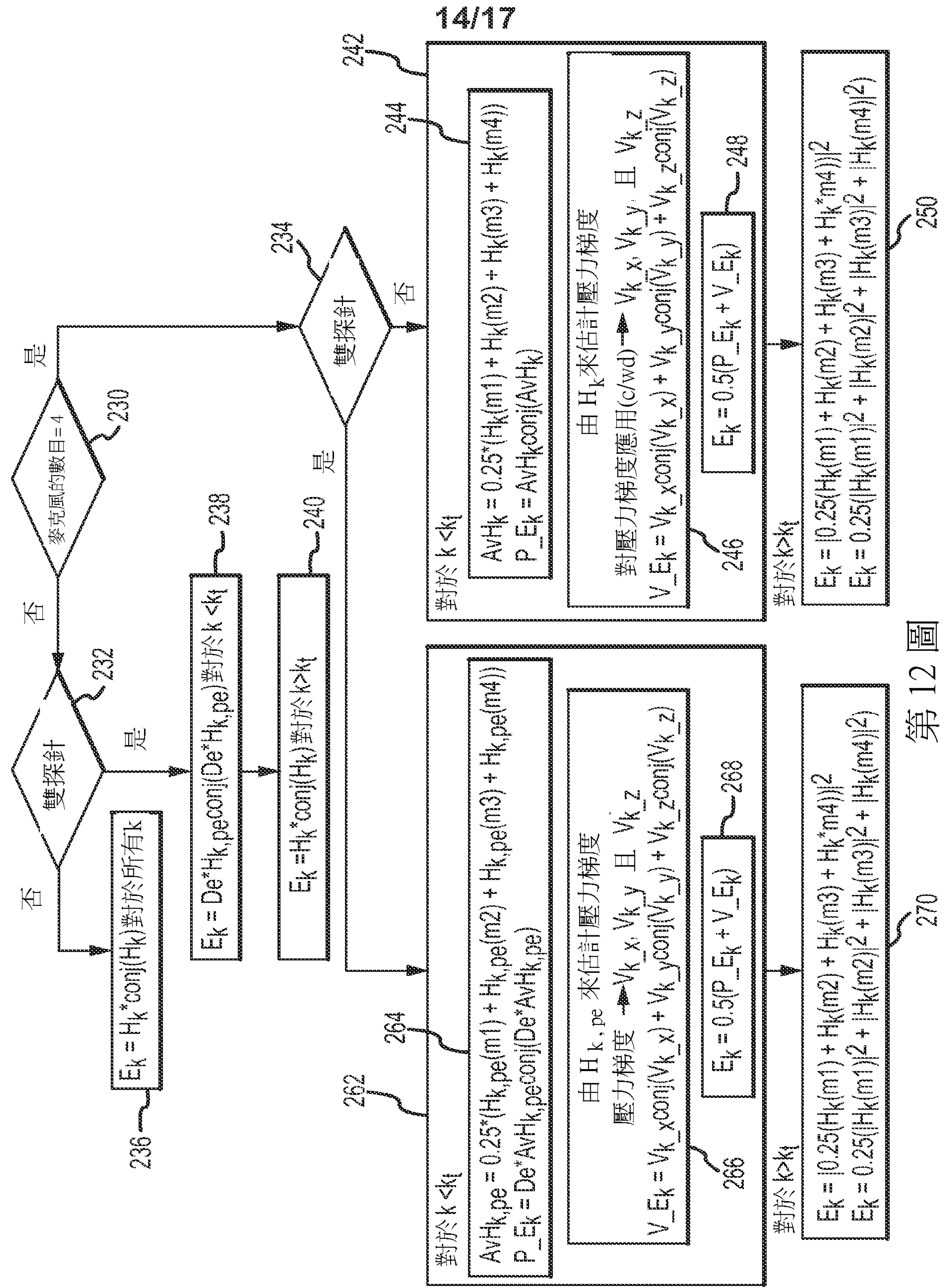




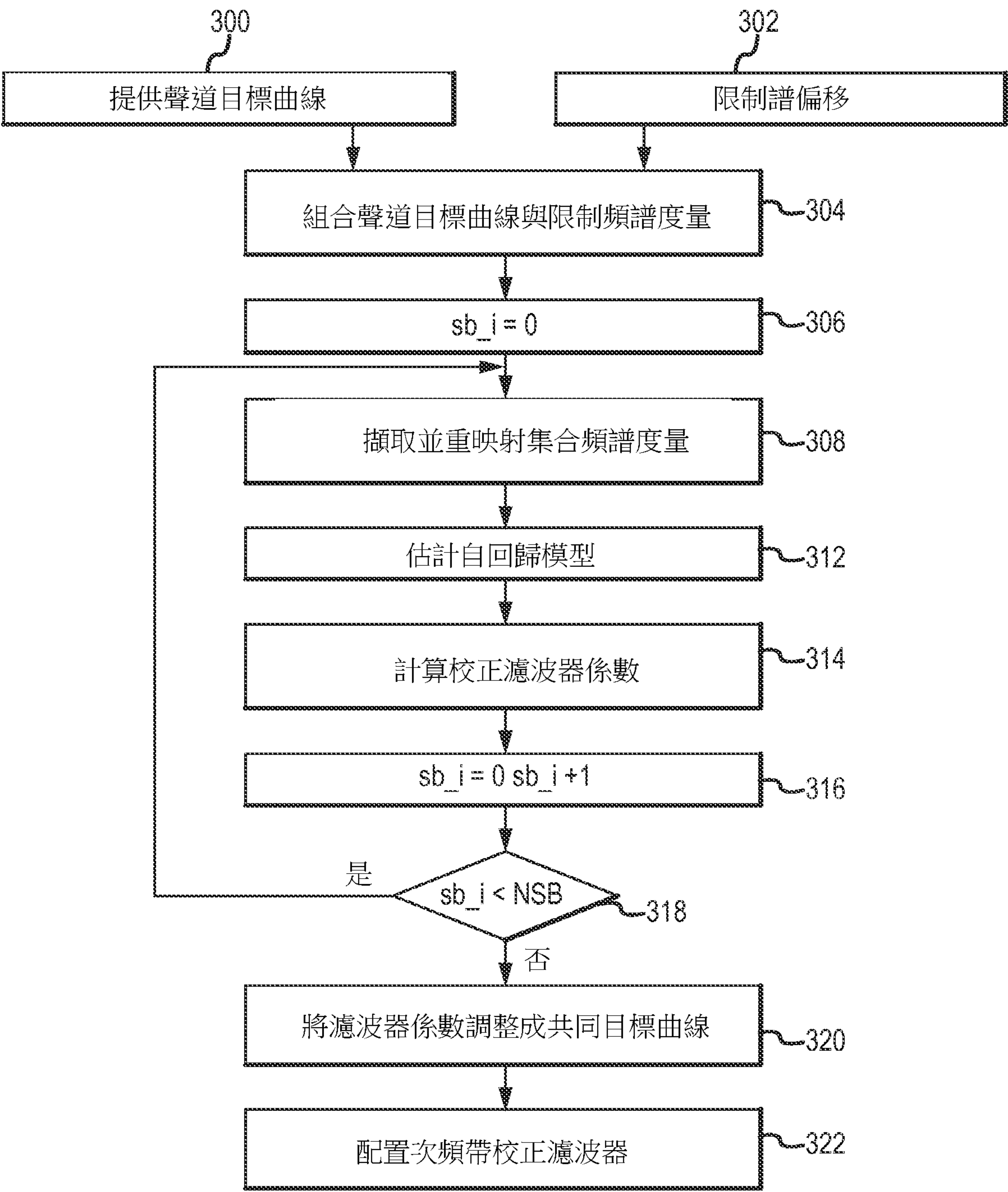
第 10 圖



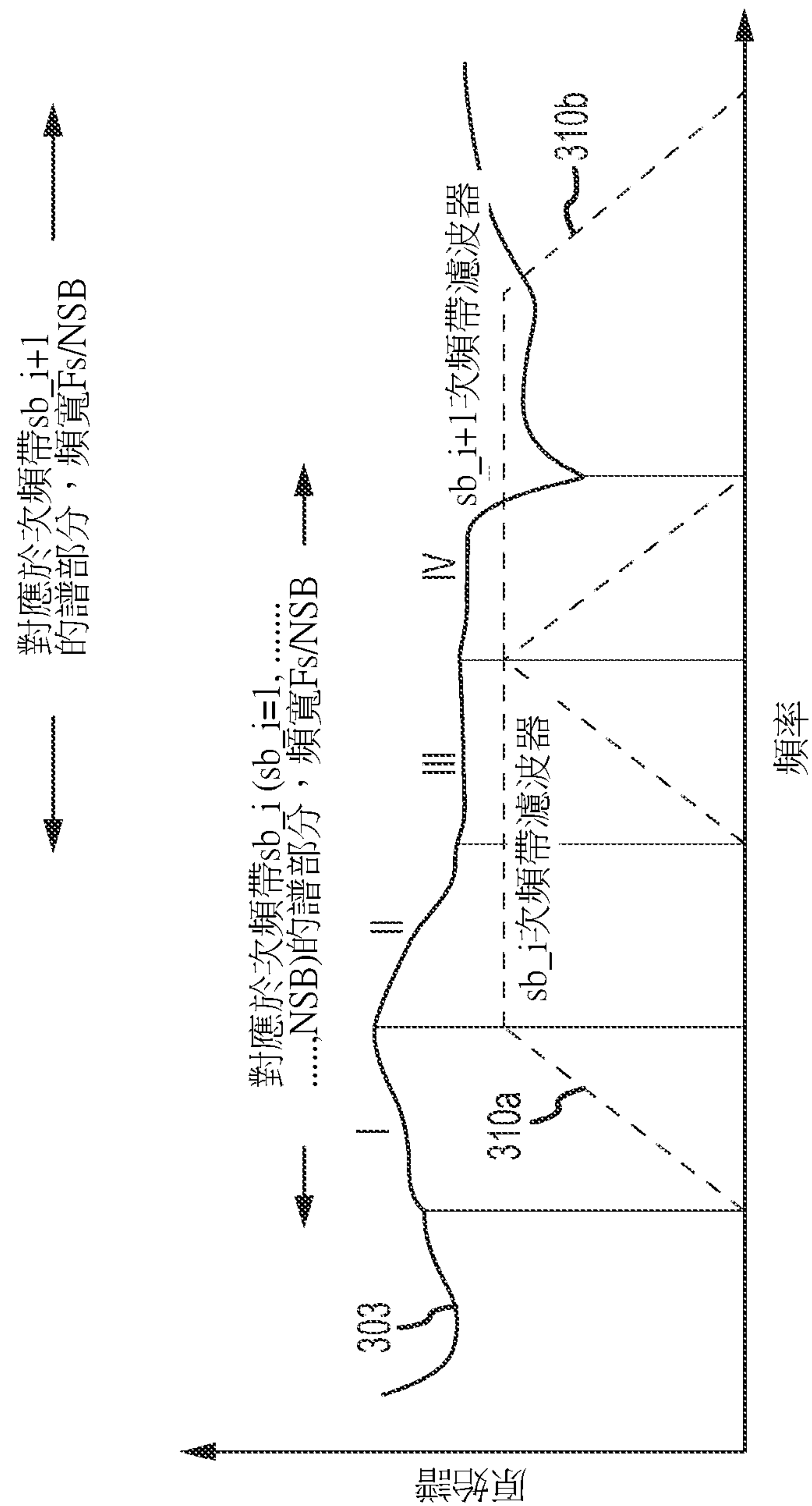
第 11 圖



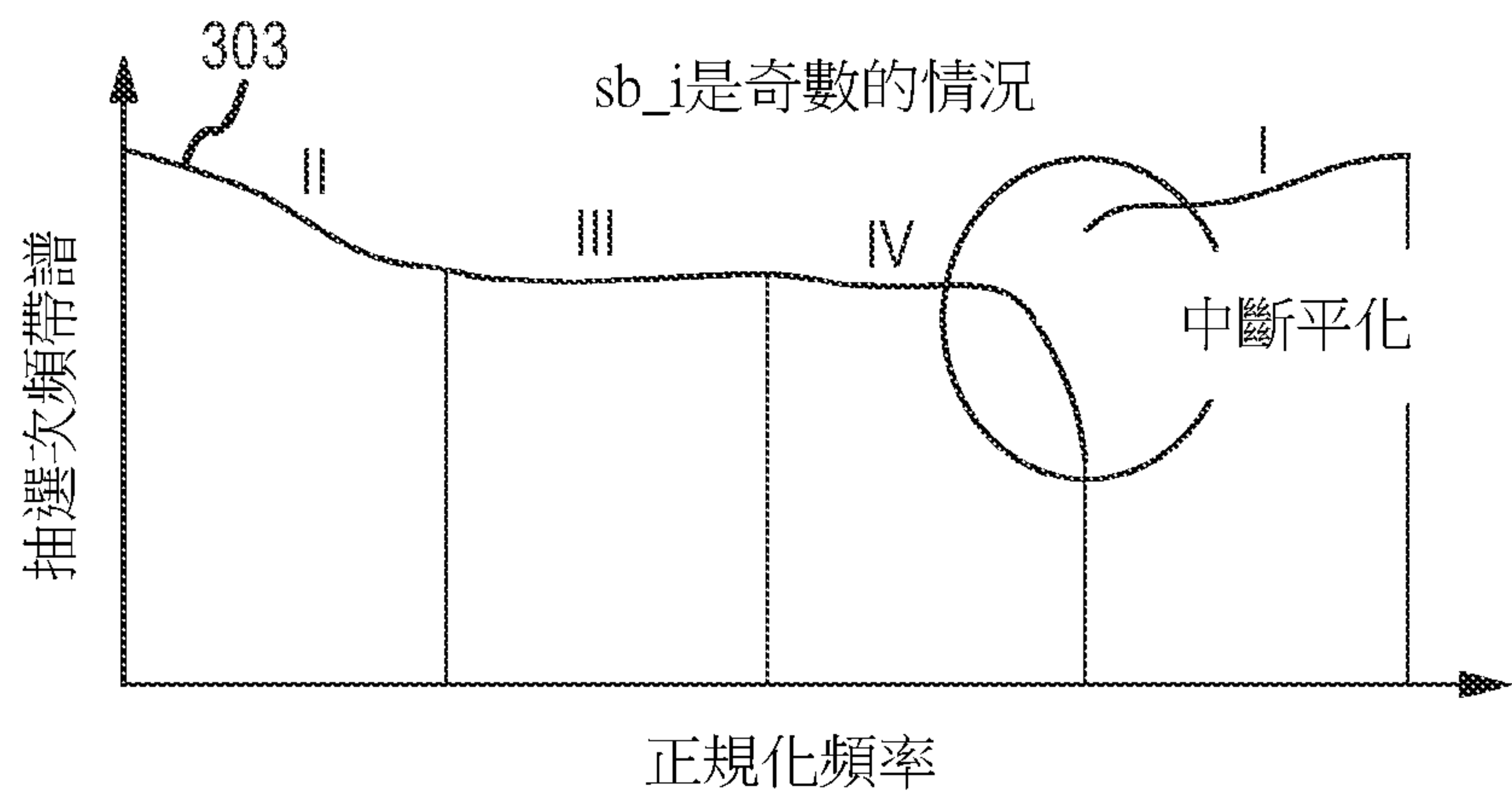
第 12 圖



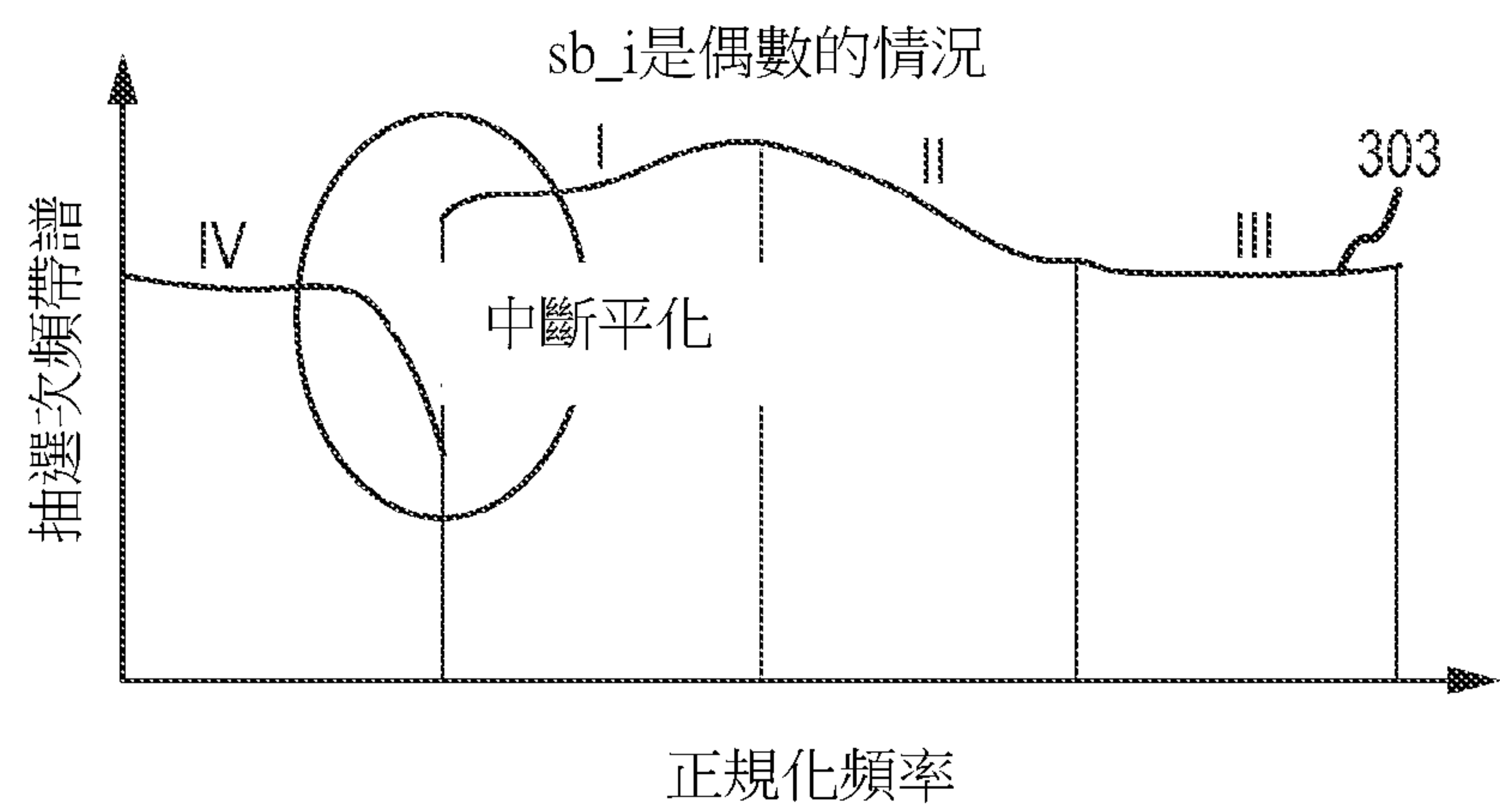
第 13 圖



第 14a 圖



第 14b 圖



第 14c 圖