



(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 I543152 B

(45)公告日：中華民國 105 (2016) 年 07 月 21 日

(21)申請案號：102136550

(22)申請日：中華民國 102 (2013) 年 10 月 09 日

(51)Int. Cl. : G10L19/06 (2013.01)

(30)優先權：2012/10/10 美國 61/712,013
 2012/12/21 歐洲專利局 12199266.3
 2013/09/20 世界智慧財產權組織 PCT/EP2013/069592

(71)申請人：弗勞恩霍夫爾協會(德國) FRAUNHOFER-GESELLSCHAFT ZUR FORDERUNG
 DER ANGEWANDTEN FORSCHUNG E. V. (DE)
 德國

(72)發明人：迪斯曲 薩斯洽 DISCH, SASCHA (DE)；休伯特 班傑明 SCHUBERT, BENJAMIN
 (DE)；蓋葛 雷夫 GEIGER, RALF (DE)；艾德勒 伯納德 EDLER, BERND
 (DE)；迪茲 馬汀 DIETZ, MARTIN (DE)

(74)代理人：惲軼群；陳文郎

(56)參考文獻：

EP 0713295A1

L. DAUDET, et al., "MDCT Analysis of Sinusoids: Exact Results and
 Applications to Coding Artifacts Reduction", IEEE TRANSACTIONS ON
 SPEECH AND AUDIO PROCESSING, IEEE SERVICE CENTER, NEW YORK, NY, US,
 vol. 12, no. 3, 1 May 2004 (2004-05-01), pages 302-312.

審查人員：黃衍勳

申請專利範圍項數：22 項 圖式數：12 共 107 頁

(54)名稱

用以產生音訊輸出信號或多個頻譜型樣之裝置及方法、及相關電腦程式

APPARATUS AND METHOD FOR GENERATING AN AUDIO OUTPUT SIGNAL OR A PLURALITY
 OF SPECTRAL PATTERNS, AND RELATED COMPUTER PROGRAM

(57)摘要

本案提供一種用以基於一編碼音訊信號頻譜來產生一音訊輸出信號之裝置。該裝置包含一處理單元，其用以處理該編碼音訊信號頻譜來獲得一解碼音訊信號頻譜，該解碼音訊信號頻譜包含多個頻譜係數，其中該等頻譜係數中之每一者具有在該編碼音訊信號頻譜內的一頻譜位置以及一頻譜值，其中該等頻譜係數係根據其在該編碼音訊信號頻譜內的頻譜位置來依序排序，以使得該等頻譜係數形成一頻譜係數序列。此外，該裝置包含一偽係數判定器，其用以判定該解碼音訊信號頻譜之一或多個偽係數，該等偽係數中之每一者具有一頻譜值。此外，該裝置包含一替換單元，其用以用一判定的頻譜型樣替換至少一或多個偽係數來獲得一修改後的音訊信號頻譜，其中該判定的頻譜型樣包含至少兩個型樣係數，其中該等至少兩個型樣係數中之每一者具有一頻譜值。此外，該裝置包含一頻譜時間轉換單元，其用以將該修改後的音訊信號頻譜轉換至時域來獲得該音訊輸出信號。

An apparatus for generating an audio output signal based on an encoded audio signal spectrum is provided. The apparatus comprises a processing unit (115) for processing the encoded audio signal spectrum to obtain a decoded audio signal spectrum comprising a plurality of spectral coefficients, wherein each of

the spectral coefficients has a spectral location within the encoded audio signal spectrum and a spectral value, wherein the spectral coefficients are sequentially ordered according to their spectral location within the encoded audio signal spectrum so that the spectral coefficients form a sequence of spectral coefficients. Moreover, the apparatus comprises a pseudo coefficients determiner (125) for determining one or more pseudo coefficients of the decoded audio signal spectrum, each of the pseudo coefficients having a spectral value. Furthermore, the apparatus comprises a replacement unit (135) for replacing at least one or more pseudo coefficients by a determined spectral pattern to obtain a modified audio signal spectrum, wherein the determined spectral pattern comprises at least two pattern coefficients, wherein each of the at least two pattern coefficients has a spectral value. Moreover, the apparatus comprises a spectrum-time-conversion unit (145) for converting the modified audio signal spectrum to a time-domain to obtain the audio output signal.

指定代表圖：

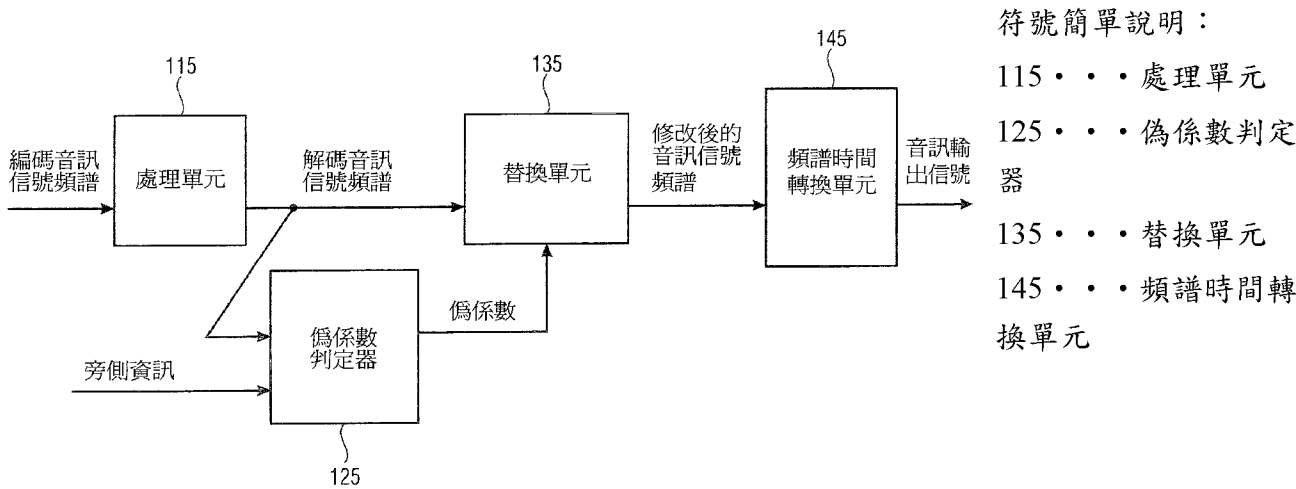


圖 1a

發明摘要

公告本

※ 申請案號：102136550

※ 申請日：2013 年 10 月 9 日

※IPC 分類：G10L 19/06 (2013.01)

【發明名稱】(中文/英文)

用以產生音訊輸出信號或多個頻譜型樣之裝置及方法、及相關電腦程式 / Apparatus and Method for Generating an Audio Output Signal or a Plurality of Spectral Patterns, and Related Computer Program

【中文】

本案提供一種用以基於一編碼音訊信號頻譜來產生一音訊輸出信號之裝置。該裝置包含一處理單元，其用以處理該編碼音訊信號頻譜來獲得一解碼音訊信號頻譜，該解碼音訊信號頻譜包含多個頻譜係數，其中該等頻譜係數中之每一者具有在該編碼音訊信號頻譜內的一頻譜位置以及一頻譜值，其中該等頻譜係數係根據其在該編碼音訊信號頻譜內的頻譜位置來依序排序，以使得該等頻譜係數形成一頻譜係數序列。此外，該裝置包含一偽係數判定器，其用以判定該解碼音訊信號頻譜之一或多個偽係數，該等偽係數中之每一者具有一頻譜值。此外，該裝置包含一替換單元，其用以用一判定的頻譜型樣替換至少一或多個偽係數來獲得一修改後的音訊信號頻譜，其中該判定的頻譜型樣包含至少兩個型樣係數，其中該等至少兩個型樣係數中之每一者具有一頻譜值。此外，該裝置包含一頻譜時間轉換單元，其用以將該修改後的音訊信號頻譜轉換至時域來獲得該音訊輸出信號。

【英文】

An apparatus for generating an audio output signal based on an encoded audio signal spectrum is provided. The apparatus comprises a processing unit (115) for processing the encoded audio signal spectrum to obtain a decoded audio signal spectrum comprising a plurality of spectral coefficients, wherein each of the spectral coefficients has a spectral location within the encoded audio signal spectrum and a spectral value, wherein the spectral coefficients are sequentially ordered according to their spectral location within the encoded audio signal spectrum so that the spectral coefficients form a sequence of spectral coefficients. Moreover, the apparatus comprises a pseudo coefficients determiner (125) for determining one or more pseudo coefficients of the decoded audio signal spectrum, each of the pseudo coefficients having a spectral value. Furthermore, the apparatus comprises a replacement unit (135) for replacing at least one or more pseudo coefficients by a determined spectral pattern to obtain a modified audio signal spectrum, wherein the determined spectral pattern comprises at least two pattern coefficients, wherein each of the at least two pattern coefficients has a spectral value. Moreover, the apparatus comprises a spectrum-time-conversion unit (145) for converting the modified audio signal spectrum to a time-domain to obtain the audio output signal.

【代表圖】

【本案指定代表圖】：第（1a）圖。

【本代表圖之符號簡單說明】：

115...處理單元

135...替換單元

125...偽係數判定器

145...頻譜時間轉換單元

【本案若有化學式時，請揭示最能顯示發明特徵的化學式】：

(無)

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)

用以產生音訊輸出信號或多個頻譜型樣之裝置及方法、及其相關電腦程式 / Apparatus and Method for Generating an Audio Output Signal or a Plurality of Spectral Patterns, and Related Computer Program

【技術領域】

發明領域

[0001]本發明係關於音訊信號編碼、解碼及處理，且尤其係關於藉由使用頻譜型樣有效合成正弦曲線及掃描。

【先前技術】

[0002]音訊信號處理變得越來越重要。因為要求現代感知音訊編碼解碼器以愈來愈低的位元速率傳遞令人滿意的音訊品質，所以出現挑戰。另外，例如針對雙向通訊應用或分散式遊戲等，所允許的潛時通常亦極低。

[0003]現代波形保留變換音訊編碼器常常伴隨著參數化編碼之增強，例如雜訊替代或頻寬擴展。除了此等熟知的參數化工具，可能亦需要在此解碼器中由參數化旁側資訊合成正弦音調。計算的複雜性始終係編碼解碼器發展中的重要準則，因為低複雜性對廣泛接受及部署編碼解碼器係必要的。因此，需要產生此等音調之有效方式。

[0004]例如，MPEG-D USAC (MPEG-D=動畫專家組

-D; USAC=統一語音及音訊編碼)音訊編碼解碼器常常在時域預測編碼與變換域編碼之間切換，然而音樂內容仍然主要係在變換域中編碼。在低的位元速率(例如<14 千位元/秒)下，音樂項目中的音調分量在經由變換編碼器編碼時常常不好聽，從而使以足夠的品質對音訊進行編碼之任務甚至更具挑戰性。

[0005]另外，低延遲約束通常引起變換編碼器之濾波器組的次最佳頻率回應(由於低延遲最佳化的窗口形狀及/或變換長度)，且因此進一步損害此類編碼解碼器之感知品質。

[0006]根據傳統的心理聲學模型，定義了關於量化雜訊之透明度的先決條件。在高的位元速率下，此係關於量化雜訊之感知調適型最佳時間/頻率分佈，其遵守人類聽覺遮蔽等級。然而，在低的位元速率下，不能達到透明度。因此，在低的位元速率下可使用遮蔽等級需求降低策略。

[0007]已經針對音樂內容提供一流的編碼解碼器，尤其為基於修改型離散餘弦變換(MDCT)之變換編碼器，其在頻域中量化並傳輸頻譜係數。然而，在極低的資料速率下，每一時間框僅有極少的頻譜線可藉由可用於該時間框之位元來編碼。因此，時間調變假影及所謂的顫音假影被不可避免地引入至編碼信號中。

[0008]在準靜態音調分量中最顯著地感知到此等類型之假影。此情形尤其發生在由於延遲約束而必須選擇會在相鄰頻譜係數之間引起顯著串擾(由於熟知的洩漏效應)的

變換窗口形狀時。然而，常常僅有一個或幾個此等相鄰頻譜係數在由低位元速率編碼器進行的粗略量化之後仍然為非零。

[0009]如上所述，在先前技術中，根據一種方法，使用變換編碼器。非常適合用於對音樂內容之編碼的當代高壓縮比率音訊編碼解碼器全部依靠變換編碼。最顯著的實例為 MPEG2/4 進階音訊編碼(AAC)及統一語音及音訊編碼(USAC)。USAC 具有切換式核心，該切換式核心與主要意欲用於語音編碼之代數碼激發式線性預測(ACELP)模組加上變換編碼式激發(TCX)模組(參見[5])一致，且或者與主要意欲用於音樂編碼之 AAC 一致。如同 AAC 一樣，TCX 亦為基於變換之編碼方法。在低的位元速率設定下，此等編碼方案容易展現出顫音假影，尤其在基礎編碼方案係基於修改型離散餘弦變換(MDCT)時(參見[1])。

[0010]對於音樂再現，變換編碼器係用於音訊資料壓縮的較佳技術。然而，在低的位元速率下，傳統的變換編碼器展現出強烈的顫音及粗糙度假影。大部分假影來源於編碼太疏鬆的音調頻譜分量。此情形尤其發生在藉由次最佳的頻譜變換功能(洩漏效應)對此等頻譜分量進行頻譜塗抹時，其中該次最佳的頻譜變換功能主要經設計來滿足嚴格的延遲約束。

[0011]根據先前技術中之另一種方法，針對暫態、正弦曲線及雜訊，編碼方案為完全參數化的。尤其對於中等及低的位元速率，完全參數化的音訊編碼解碼器已獲標準

化，其中最顯著的為：MPEG-4，第三部分，第七子部分，諧波及各別線加上雜訊(HILN)(參見[2])；以及 MPEG-4，第三部分，第八子部分，正弦編碼(SSC)(參見[3])。然而，參數化編碼器遭受討厭的人工聲音，且隨著位元速率增加，參數化編碼器並不很好地適應於感知透明度。

[0012]另一種方法提供混合式波形與參數化編碼。在[4]中，提議基於變換之波形編碼與 MPEG 4-SSC(僅正弦部分)的混合物。在反覆過程中，擷取正弦曲線且自信號中減去正弦曲線來形成殘餘信號，該殘餘信號將藉由變換編碼技術來編碼。所擷取之正弦曲線係藉由參數集來編碼且與殘餘一起傳輸。在[6]中，提供一種對正弦曲線及殘餘分開進行編碼的混合式編碼方法。在[7]中，在所謂的受限制能量重疊變換(CELT)/幽靈網頁處，描繪了利用振盪器組來進行混合式編碼的想法。然而，藉由振盪器組產生人工音調(其中振盪器組與解碼器並行地運行，且振盪器組之輸出與解碼器之合成濾波器組之輸出在時域中混合)意味著巨大的計算負擔，因為必須以高的取樣率並行地計算許多振盪器。計算的複雜性始終係編碼解碼器發展及部署中的重要準則，因此需要產生此等音調之更有效的方式。

[0013]在中等或較高的位元速率下，變換編碼器由於其自然的聲音而非常適合用於對音樂之編碼。其中，基礎心理聲學模型的透明度需求得以完全或幾乎完全滿足。然而，在低的位元速率下，編碼器不得不嚴重違反心理聲學模型的需求，且在此情形中，變換編碼器容易發生顫音、

粗糙度及音樂雜訊假影。

[0014]儘管完全參數化的音訊編碼解碼器最適合於較低位元速率，但是已知其聽上去係人工的，令人不舒服。此外，此等編碼解碼器並不無縫地適應於感知透明度，因為相當粗略的參數化模型之逐步細化並不可行。

[0015]混合式波形與參數化編碼可潛在地克服各別方法之限制且可潛在地受益於兩種技術之相互正交的性質。然而，在當前技術水平下，其由於混合式編碼解碼器之變換編碼部分與參數化部分之間缺乏相互作用而受到阻礙。問題係關於：參數化編碼解碼器部分與變換編碼解碼器部分之間的信號分割、變換部分與參數化部分之間的位元預算操控、用信號發出參數的技術以及參數化編碼解碼器輸出與變換編碼解碼器輸出之間的無縫合併。

[0016]本領域中另外的先前出版物係關於直接在時域中合成正弦音調，或在 DFT 頻域中合成逐段恆定的音調[13]，且係關於在 DFT 域中對截斷型樣之 SNR 最佳化[12]。已經描述在感知編碼解碼器環境中基於 MDCT 頻譜體現逐段恆定頻率音調[10]或頻寬擴展情形[11]。然而，似乎既沒有解決在 MDCT 域中對掃描之有效產生及其與無縫軌道之連結，亦沒有解決在參數空間中對可用自由度之合理限制的定義。

【發明內容】

發明概要

[0017]本發明之目標係提供用於混合式音訊解碼之改

良的概念。本發明之目標係由以下者來解決：如請求項 1 之裝置、如請求項 14 之裝置、如請求項 20 之方法、如請求項 21 之方法以及如請求項 22 之電腦程式。

[0018]提供一種用以基於一編碼音訊信號頻譜來產生一音訊輸出信號之裝置。

[0019]該裝置包含一處理單元，其用以處理該編碼音訊信號頻譜來獲得一解碼音訊信號頻譜，該解碼音訊信號頻譜包含多個頻譜係數，其中該等頻譜係數中之每一者具有在該編碼音訊信號頻譜內的一頻譜位置以及一頻譜值，其中該等頻譜係數係根據其在該編碼音訊信號頻譜內的頻譜位置來依序排序，以使得該等頻譜係數形成一頻譜係數序列。

[0020]此外，該裝置包含一偽係數判定器，其用以判定該解碼音訊信號頻譜之一或多個偽係數，該等偽係數中之每一者具有一頻譜位置及一頻譜值。

[0021]此外，該裝置包含一替換單元，其用以用一判定的頻譜型樣替換至少一或多個偽係數來獲得一修改後的音訊信號頻譜，其中該判定的頻譜型樣包含至少兩個型樣係數，其中該等至少兩個型樣係數中之每一者具有一頻譜值。

[0022]此外，該裝置包含一頻譜時間轉換單元，其用以將該修改後的音訊信號頻譜轉換至時域來獲得該音訊輸出信號。

[0023]在一實施例中，該裝置另外可包含一儲存單元，該儲存單元包含一資料庫或一記憶體，該資料庫內或該記

憶體內儲存有多個所儲存頻譜型樣，其中該等所儲存頻譜型樣中之每一者具有某一頻譜性質(例如，恆定頻率、掃描頻率(各自在頻格上或頻格間位置版本中)等)。該替換單元可經組配來向該儲存單元請求該等所儲存頻譜型樣中之一者來作為一所請求頻譜型樣。該儲存單元可經組配來提供該所請求頻譜型樣，且該替換單元可經組配來用基於該所請求頻譜型樣之該判定的頻譜型樣替換至少一或多個偽係數。

[0024]根據一實施例，該替換單元可經組配來取決於一第一導出頻譜位置來向該儲存單元請求該等所儲存頻譜型樣中之該一者，該第一導出頻譜位置係自該偽係數判定器所判定的該等一或多個偽係數中之至少一者導出。

[0025]在一實施例中，自該等一或多個偽係數中之至少一者導出之該第一導出頻譜位置可為該等偽係數中之一者的頻譜位置。

[0026]在另一實施例中，該等一或多個偽係數係用信號發出的值，每一值包含一正負號分量，且該替換單元經組配來基於該等一或多個偽係數中之一個偽係數之頻譜位置且基於該偽係數之正負號分量來判定該第一導出頻譜位置，以使得當該正負號分量具有一第一正負號值時，該第一導出頻譜位置等於該偽係數之頻譜位置，且使得當該正負號分量具有一不同的第二值時，該第一導出頻譜位置等於一修改後的位置，該修改後的位置係由使該偽係數之頻譜位置偏移一預定義值而產生。

[0027]例如，可由該偽係數之正負號用信號發出偽線之半頻格頻率解析度。當該偽係數之正負號分量具有第二正負號值時，該偽係數之頻譜位置所偏移的該預定義值則可對應於頻率差的一半，例如當考慮時頻域時，該頻率差例如為兩個後續頻格之頻率差。

[0028]該偽係數之正負號分量可由該偽係數之頻譜值所包含。

[0029]在一實施例中，儲存於該儲存單元之資料庫或記憶體內的多個所儲存頻譜型樣可為固定音調型樣或頻率掃描型樣。該偽係數判定器可經組配來判定該解碼音訊信號頻譜之兩個或兩個以上時間上連續的偽係數。該替換單元可經組配來將該等兩個或兩個以上時間上連續的偽係數中之一第一偽係數及一第二偽係數指派給一軌道，此係取決於自該第一偽係數導出之該第一導出頻譜位置與自該第二偽係數導出之一第二導出頻譜位置之間的一絕對差是否小於一臨界值。且該替換單元可經組配來當自該軌道之該第一偽係數導出之該第一導出頻譜位置等於自該軌道之該第二偽係數導出之該第二導出頻譜位置時向該儲存單元請求該等固定音調型樣中之一者。此外，該替換單元可經組配來當自該軌道之該第一偽係數導出之該第一導出頻譜位置不同於自該軌道之該第二偽係數導出之該第二導出頻譜位置時向該儲存單元請求該等頻率掃描型樣中之一者。

[0030]根據一實施例，該替換單元可經組配來當自該軌道之該第二偽係數導出之該第二導出頻譜位置與自該軌道

之該第一偽係數導出之該第一導出頻譜位置之間的一頻率差等於一預定義值的一半時向該儲存單元請求該等頻率掃描型樣中之一第一頻率掃描型樣。此外，該替換單元可經組配來當自該軌道之該第二偽係數導出之該第二導出頻譜位置與自該軌道之該第一偽係數導出之該第一導出頻譜位置之間的該頻率差等於該預定義值時向該儲存單元請求該等頻率掃描型樣中之一第二頻率掃描型樣，該第二頻率掃描型樣不同於該第一頻率掃描型樣。此外，該替換單元可經組配來當自該軌道之該第二偽係數導出之該第二導出頻譜位置與自該軌道之該第一偽係數導出之該第一導出頻譜位置之間的該頻率差等於該預定義值的 1.5 倍時向該儲存單元請求該等頻率掃描型樣中之一第三頻率掃描型樣，該第三頻率掃描型樣不同於該第一頻率掃描型樣及該第二頻率掃描型樣。

[0031] 根據一實施例，該替換單元包含一型樣調適單元，其經組配來修改由該儲存單元提供之該所請求頻譜型樣，從而獲得該判定的頻譜型樣。

[0032] 在一實施例中，該型樣調適單元可經組配來藉由取決於該等一或多個偽係數中之一者的頻譜值重新調整該所請求頻譜型樣之型樣係數的頻譜值來修改由該儲存單元提供之該所請求頻譜型樣，從而獲得該判定的頻譜型樣。

[0033] 根據一實施例，該型樣調適單元可經組配來取決於一起始相位來修改由該儲存單元提供之該所請求頻譜型樣，以使得當該起始相位具有一第一起始相位值時以第一

方式修改該所請求頻譜型樣之型樣係數中之每一者的頻譜值，且使得當該起始相位具有一不同的第二起始相位值時以不同的第二方式修改該所請求頻譜型樣之型樣係數中之每一者的頻譜值。

[0034]根據一實施例，該所請求頻譜型樣之型樣係數中之每一者的頻譜值可為一包含一實數部分及一虛數部分的複數係數。在此實施例中，該型樣調適單元可經組配來藉由以下操作來修改該所請求頻譜型樣：藉由應用一複數旋轉因數 $e^{j\varphi}$ 來修改由該儲存單元提供的該所請求頻譜型樣之型樣係數中之每一者的實數部分及虛數部分，其中 φ 為角度(例如角度值)。藉此，針對該等複數係數中之每一者，使一在複數平面中表示該複數係數的向量旋轉同一角度，針對該等複數係數中之每一者。

[0035]在一實施例中，該所請求頻譜型樣之型樣係數中之每一者的頻譜值包含一實數部分及一虛數部分。該型樣調適單元可經組配來藉由以下操作來修改由該儲存單元提供的該所請求頻譜型樣：對該所請求頻譜型樣之型樣係數中之每一者的頻譜值之該實數部分及該虛數部分求反，或調換該所請求頻譜型樣之型樣係數中之每一者的頻譜值之該實數部分或一反的實數部分及該虛數部分或一反的虛數部分。

[0036]在一實施例中，該型樣調適單元可經組配來藉由以下操作來修改由該儲存單元提供的該所請求頻譜型樣：實現該型樣之時間鏡射。通常，此可藉由計算該型樣之複

共軛(藉由將虛數部分乘以-1)以及應用一複相位項(轉動)而在頻域中獲得。

[0037]根據一實施例，該解碼音訊信號頻譜係在 MDCT 域中表示。該型樣調適單元可經組配來藉由修改該所請求頻譜型樣之型樣係數的頻譜值來修改由該儲存單元提供的該所請求頻譜型樣，從而獲得一修改後的頻譜型樣，其中該等頻譜值係在奇數堆疊式離散傅立葉變換域中表示。此外，該型樣調適單元可經組配來將該修改後的頻譜型樣之型樣係數的頻譜值自奇數堆疊式離散傅立葉變換域變換至 MDCT 域，從而獲得該判定的頻譜型樣。此外，該替換單元可經組配來用在 MDCT 域中表示之該判定的頻譜型樣替換該等至少一或多個偽係數，從而獲得在 MDCT 域中表示之該修改後的音訊信號頻譜。

[0038]或者，在實施例中，頻譜值可在複數修改型離散餘弦變換(CMDCT)域中表示。此外，在此等實施例中，該型樣調適單元可經組配來將該修改後的頻譜型樣之型樣係數的頻譜值自 CMDCT 域變換至 MDCT 域，從而藉由僅僅擷取複數修改後型樣之實數部分來獲得該判定的頻譜型樣。

[0039]此外，提供一種用以產生多個頻譜型樣之裝置。該裝置包含一信號產生器，其用以在一第一域中產生多個信號。此外，該裝置包含一信號變換單元，其用以將該等多個信號中之每一信號自該第一域變換至一第二域，從而獲得多個頻譜型樣，該等多個變換後的頻譜型樣中之每一

型樣包含多個係數。此外，該裝置包含一後處理單元，其用以藉由移除該等變換後的頻譜型樣的係數中之一或多者來截斷該等變換後的頻譜型樣，從而獲得多個已處理的型樣。此外，該裝置包含一儲存單元，該儲存單元包含一資料庫或一記憶體，其中該儲存單元經組配來將該等多個已處理的型樣中之每一已處理的型樣儲存於該資料庫或該記憶體中。該信號產生器經組配來基於以下公式產生該等多個信號中之每一信號：

$$x(t) = \cos(2\pi\varphi(t))$$

以及

$$\varphi(t) = \varphi(0) + \int_0^t 2\pi f(\tau) d\tau ,$$

其中 t 及 τ 指示時間，其中 $\varphi(t)$ 係在 t 處的瞬間相位，且其中 $f(\tau)$ 係在 τ 處的瞬間頻率，其中該等多個信號中之每一信號具有一起始頻率(f_0)及一目標頻率(f_1)，其中該起始頻率(f_0)為該信號在一第一時間點處的瞬間頻率，該目標頻率(f_1)為該信號在一不同的第二時間點處的瞬間頻率。該信號產生器經組配來產生該等多個信號中之一第一信號，以使得該第一信號之目標頻率等於起始頻率。此外，該信號產生器經組配來產生該等多個信號中之一不同的第二信號，以使得該第一信號之目標頻率不同於起始頻率。

[0040] 根據一實施例，該信號變換單元可經組配來將該等多個信號中之每一信號自該第一域變換至一第二域，其中該第一域為時域，該第二域為頻譜域。該信號變換單元可經組配來產生用以變換該信號的多個時間區塊中之一第

一時間區塊，其中該等多個時間區塊中之每一時間區塊包含多個加權樣本，其中該等加權樣本中之每一者係該信號之一由多個權重中之一權重來加權的信號樣本，其中該等多個權重被指派給該時間區塊，且其中該等多個權重中之每一權重被指派給一時間點。該等多個信號中之每一信號之起始頻率(f_0)可為該信號在該第一時間點處的瞬間頻率，其中該等時間區塊中之該第一時間區塊的權重中之一第一權重被指派給該第一時間點，其中該等時間區塊中之一不同的第二時間區塊的權重中之一第二權重被指派給該第一時間點，其中該等時間區塊中之該第一時間區塊與該等時間區塊中之該第二時間區塊重疊，且其中該等權重中之該第一權重等於該等權重中之該第二權重。該等多個信號中之每一信號之目標頻率(f_1)可為該信號在該第二時間點處的瞬間頻率，其中該等時間區塊中之該第一時間區塊的權重中之一第三權重被指派給該第二時間點，其中該等時間區塊中之一不同的第三時間區塊的權重中之一第四權重被指派給該第二時間點，其中該等時間區塊中之該第一時間區塊與該等時間區塊中之該第三時間區塊重疊，且其中該等權重中之該第三權重等於該等權重中之該第四權重。

[0041]應注意，例如，產生僅一個時間區塊(例如該等時間區塊中之第一時間區塊)對型樣的產生來說可能就足夠了。

[0042]根據一實施例，該等多個信號中之每一信號具有

一起始相位(φ_0)及一目標相位(φ_1)，其中該起始相位(φ_0)為該信號在一第一時間點處的相位，該目標相位(φ_1)為該信號在一不同的第二時間點處的相位，其中該信號產生器經組配來產生該等多個信號，以使得該等多個信號中之一第一信號的起始相位(φ_0)等於該等多個信號中之一不同的第二信號的起始相位(φ_0)。

[0043]可在該起始時間點及終止時間點調整該等多個信號中之每一信號的起始相位(且對起始頻率及目標頻率的選擇暗含每一信號的終止相位)。

[0044]藉由對起始時間點及終止時間點之此特殊選擇，減少了在具有不同頻譜性質的型樣被鏈接時可能發生的重疊相加之假影。

[0045]在一實施例中，該後處理單元可另外經組配來對該等變換後的頻譜型樣中之每一者的頻譜係數進行 $\pi/4$ 的旋轉，從而獲得多個旋轉後的頻譜型樣。

[0046]在另一實施例中，該後處理單元可另外經組配來對該等變換後的頻譜型樣中之每一者的頻譜係數進行任意相位角的旋轉，從而獲得多個任意旋轉後的頻譜型樣。

[0047]根據另一實施例，該信號產生器可經組配來產生該第一信號、該第二信號及一或多個另外的信號，來作為該等多個信號，以使得該等另外的信號中之每一者之目標頻率與起始頻率的每一差為該第二信號之目標頻率與起始頻率的一差之整數倍。

[0048]此外，提供一種用以基於一編碼音訊信號頻譜來

產生一音訊輸出信號之方法。該方法包含：

- 處理該編碼音訊信號頻譜來獲得一解碼音訊信號頻譜，該解碼音訊信號頻譜包含多個頻譜係數，其中該等頻譜係數中之每一者具有在該編碼音訊信號頻譜內的一頻譜位置以及一頻譜值，其中該等頻譜係數係根據其在該編碼音訊信號頻譜內的頻譜位置來依序排序，以使得該等頻譜係數形成一頻譜係數序列。

- 判定該解碼音訊信號頻譜之一或多個偽係數，該等偽係數中之每一者係該等頻譜係數中之一者，

- 用一判定的頻譜型樣替換至少一或多個偽係數，來獲得一修改後的音訊信號頻譜，其中該判定的頻譜型樣包含至少兩個型樣係數，其中該等至少兩個型樣係數中之每一者具有一頻譜值。以及：

- 將該修改後的音訊信號頻譜轉換至時域，來獲得該音訊輸出信號。

[0049]此外，提供一種用以產生多個頻譜型樣之方法。該方法包含：

- 在第一域中產生多個信號。

- 將該等多個信號中之每一信號自該第一域變換至一第二域，從而獲得多個頻譜型樣，該等多個變換後的頻譜型樣中之每一型樣包含多個係數。

- 藉由移除該等變換後的頻譜型樣的係數中之一或多者來截斷該等變換後的頻譜型樣，從而獲得多個已處理的型樣。以及：

-將該等多個已處理的型樣中之每一已處理的型樣儲存於一資料庫或一記憶體中。

[0050]產生該等多個信號中之每一信號係基於以下公式來進行：

$$x(t) = \cos(2\pi\varphi(t))$$

以及

$$\varphi(t) = \varphi(0) + \int_0^t 2\pi f(\tau) d\tau ,$$

其中 t 及 τ 指示時間，其中 $\varphi(t)$ 係在 t 處的瞬間相位，且其中 $f(\tau)$ 係在 τ 處的瞬間頻率，其中該等多個信號中之每一信號具有一起始頻率(f_0)及一目標頻率(f_1)，其中該起始頻率(f_0)為該信號在一第一時間點處的瞬間頻率，該目標頻率(f_1)為該信號在一不同的第二時間點處的瞬間頻率。

[0051]產生該等多個信號係藉由以下操作來進行：產生該等多個信號中之一第一信號，以使得該第一信號之目標頻率(f_1)等於起始頻率(f_0)。此外，產生該等多個信號係藉由以下操作來進行：產生該等多個信號中之一不同的第二信號，以使得該第一信號之目標頻率(f_1)不同於起始頻率(f_0)。

[0052]此外，提供一種電腦程式，其用以在一電腦或信號處理器上執行時實行上述方法。

[0053]因為如 AAC 或 USAC 之當代編碼解碼器係基於音訊之 MDCT 域表示，所以實施例提供用以藉由在解碼器處將音調型樣修補至 MDCT 頻譜中來產生合成音調之概念。論證了可如何導出適當頻譜型樣且針對其在 MDCT 時間/頻率(t/f)方格中(及兩者之間)的目標位置對其進行調

適，來無縫地合成包括掃描之高品質正弦音調。

[0054]如進階音訊編碼(AAC)或統一語音及音訊編碼(USAC)之當代編碼解碼器係基於音訊之修改型離散餘弦變換(MDCT)域。實施例藉由在解碼器處將音調型樣直接修補至 MDCT 頻譜中來產生合成音調。僅藉由此操作，可實現超低複雜性的實行方案。

[0055]在實施例中，導出適當型樣且針對其在 MDCT t/f 方格中(及兩者之間)的目標位置對其進行調適，來合成包括掃描之高品質正弦音調。

[0056]根據實施例，提供低延遲及低位元速率音訊編碼。一些實施例係基於被稱為音調填充(TF)之新的發明性概念。音調填充一詞表示一種編碼技術，其中用感知上類似但純的正弦音調替換否則經不良編碼之自然音調。因此，在某一速率下的調幅假影得以避免(稱為「顫音」)，該速率取決於正弦曲線相對於最近的 MDCT 頻格之頻譜位置的頻譜位置。

[0057]在實施例中，所有可想到的假影之煩惱程度獲加權。此係關於例如音高、調和度、調變之感知方面，且係關於假影之固定。在聲音感知煩惱模型(SPAM)中評估所有方面。藉由此模型來操控，音調填充提供顯著優勢。與由疏鬆量化之自然音調造成的加成性雜訊及不良固定性(「顫音」)的影響相對，由於用純的正弦音調替換自然音調而引起的音高及調變誤差獲加權。

[0058]音調填充提供與正弦曲線加雜訊編碼解碼器的

顯著差異。例如，TF 用正弦曲線及具有預定義斜率之線性正弦掃描來替代音調，而非減去正弦曲線。感知上類似的音調與將要被替代之原始聲音分量具有相同的局部重心 (COG)。根據實施例，在音訊頻譜 (COG 函數之自左至右的合計) 中抹除原始音調。通常，用於替代之正弦曲線的頻率解析度盡可能粗略以便使旁側資訊最小化，而同時考量感知需求以便避免失調感覺。

[0059] 在一些實施例中，由於該等感知需求，在低截止頻率以上可進行音調填充，但在低截止頻率以下不進行音調填充。當進行音調填充時，在變換編碼器內經由頻譜偽線來表示音調。然而，在配備有音調填充之編碼器中，偽線經受由傳統心理聲學模型控制的常規處理。因此，當進行音調填充時，不需要對參數化部分的先驗限制(在位元速率 x 下，替代 y 音調分量)。因此達成緊密整合於變換編碼解碼器中。

[0060] 可在編碼器處藉由以下操作來使用音調填充功能性：偵測局部 COG(平滑的估計；峰值品質量測)；移除音調分量；產生經替代的偽線(例如偽係數)，其經由偽線之振幅攜載位準資訊，經由偽線之頻譜位置攜載頻率資訊，且經由偽線之正負號攜載精細的頻率資訊(半頻格偏移)。偽係數(偽線)就如同任何常規頻譜係數(頻譜線)一樣由編碼解碼器之後續量化器單元處置。

[0061] 此外可在解碼器處藉由偵測隔離開的頻譜線來使用音調填充，其中可藉由旗標陣列(例如位元欄位)對真的

偽係數(偽線)做標記。解碼器可連結偽線資訊來建立正弦軌道。可使用出生/延續/死亡方案來合成連續的軌道。

[0062]爲了解碼，偽係數(偽線)可因而由在旁側資訊內傳輸之旗標陣列做標記。可由偽係數(偽線)之正負號用信號發出偽線之半頻格頻率解析度。在解碼器處，偽線在逆變換單元之前可自頻譜中抹除，且由振盪器組分開進行合成。隨時間流逝，可連結各對振盪器且使用參數內插來確保平滑地發展之振盪器輸出。

[0063]參數驅動型振盪器之開始及偏移可經整形以使得其緊密對應於變換編碼解碼器之開窗操作的時間特性，從而確保在輸出信號之變換編碼解碼器產生的部分與振盪器產生的部分之間的無縫過渡。

[0064]所提供的概念很好地且毫不費力地整合於如AAC、TCX 或類似組配之現有變換編碼方案中。參數量化精度之操控可隱含地由編碼解碼器之現有速率控制來執行。

[0065]在一些實施例中，偽線(偽係數)就如同任何常規頻譜線一樣可由編碼解碼器之現有量化器處置；而不是分開用信號發出正弦參數。

[0066]在一些實施例中，可使用自對前面的頻譜之外推所獲得的正弦軌道之任擇地量測之起始相位。

[0067]根據一些實施例，可藉由對正弦軌道之開始/偏移處的頻疊建模來使用任擇的時域頻疊消除(TDAC)技術。

【圖式簡單說明】

[0068]以下，參考諸圖更詳細地描述本發明之實施例，其中：

圖 1a 例示出根據一實施例的用以基於編碼音訊信號頻譜來產生音訊輸出信號之裝置，

圖 1b 例示出根據另一實施例的用以基於編碼音訊信號頻譜來產生音訊輸出信號之裝置，

圖 1c 例示出根據另一實施例的用以基於編碼音訊信號頻譜來產生音訊輸出信號之裝置，

圖 1d 例示出根據一實施例的用以產生多個頻譜型樣之裝置，

圖 2 描繪掃描型樣關於 MDCT 時間區塊之參數對準，

圖 3 展示音調型樣之修補過程，其中(a-b)例示出原型型樣的產生，其中(c)例示出型樣截斷，其中(d)例示出針對目標位置及相位的型樣調適，且其中(e-f)例示出型樣修補，

圖 4 例示出正規化的頻譜音調型樣：頻格上的正弦曲線、頻格間的正弦曲線、頻格上的掃描、頻格間的掃描(自頂部面板至底部面板)，

圖 5 針對正弦窗口描繪隨型樣長度而變的截斷的音調型樣之信號雜訊比(SNR)，

圖 6a 根據實施例針對重疊的區塊展示正弦掃描在各時間點處的瞬間頻率，

圖 6b 根據實施例展示 DCT 及 DCT IV 基底函數之相位進展，

圖 6c 例示出根據一實施例之功率譜、經替代的 MDCT

頻譜、經量化的 MDCT 頻譜以及 MDCT 頻譜與型樣，

圖 7 例示出根據一實施例之用以對音訊信號輸入頻譜進行編碼之裝置，

圖 8 描繪音訊信號輸入頻譜、對應的功率譜以及修改後的(經替代的)音訊信號頻譜，

圖 9 例示出另一功率譜、另一修改後的(經替代的)音訊信號頻譜以及經量化的音訊信號頻譜，其中在編碼器側所產生之經量化的音訊信號頻譜在一些實施例中可對應於在解碼側所解碼之解碼音訊信號頻譜，

圖 10 例示出根據一實施例之用以基於編碼音訊信號頻譜來產生音訊輸出信號之裝置，

圖 11 描繪根據另一實施例之用以基於編碼音訊信號頻譜來產生音訊輸出信號之裝置，以及

圖 12 展示對原始正弦曲線與藉由 MDCT/逆 MDCT 鏈處理之後的正弦曲線進行比較之兩個圖。

【實施方式】

較佳實施例之詳細說明

[0069]圖 7 例示出根據一實施例之用以對音訊信號輸入頻譜進行編碼之裝置。該用以編碼之裝置包含極值判定器 410、頻譜修改器 420、處理單元 430 以及旁側資訊產生器 440。

[0070]在更詳細地考慮圖 7 之裝置之前，更詳細地考慮由圖 7 之裝置來編碼之音訊信號輸入頻譜。

[0071]原則上，任何種類之音訊信號頻譜可由圖 7 之裝

置來編碼。音訊信號輸入頻譜可例如為 MDCT(修改型離散餘弦變換)頻譜、DFT(離散傅立葉變換)量譜或 MDST(修改型離散正弦變換)頻譜。

[0072] 圖 8 例示出音訊信號輸入頻譜 510 之一實例。在圖 8 中，音訊信號輸入頻譜 510 為 MDCT 頻譜。

[0073] 音訊信號輸入頻譜包含多個頻譜係數。該等頻譜係數中之每一者具有在音訊信號輸入頻譜內的位置以及頻譜值。

[0074] 考慮圖 8 之實例，其中音訊信號輸入頻譜係由對音訊信號之 MDCT 變換而產生，例如已變換音訊信號來獲得音訊信號輸入頻譜的濾波器組可例如使用 1024 個通道。於是，頻譜係數中之每一者與 1024 個通道中之一者相關聯，且通道號碼(例如，介於 0 與 1023 之間的號碼)可被視為該等頻譜係數之頻譜位置。在圖 8 中，橫坐標 511 代表頻譜係數之頻譜位置。為了更好地例示，圖 8 僅例示出頻譜位置介於 52 與 148 之間的係數。

[0075] 在圖 8 中，縱坐標 512 幫助判定頻譜係數之頻譜值。在描繪 MDCT 頻譜(其中為音訊信號輸入頻譜之頻譜係數之頻譜值)的圖 8 之實例中，縱坐標 512 代表頻譜係數之頻譜值。應注意，MDCT 音訊信號輸入頻譜之頻譜係數可具有正的以及負的實數，來作為頻譜值。

[0076] 然而，其他音訊信號輸入頻譜可僅具有頻譜值為正或零的頻譜係數。例如，音訊信號輸入頻譜可為由離散傅立葉變換產生的 DFT 量譜，其頻譜係數具有表示係數之

量值的頻譜值。該等頻譜值可僅為正或零。

[0077]在另外的實施例中，音訊信號輸入頻譜包含頻譜值為複數的頻譜係數。例如，指示量值及相位資訊之 DFT 頻譜可包含頻譜值為複數的頻譜係數。

[0078]如圖 8 中示範性地展示，頻譜係數係根據其在音訊信號輸入頻譜內的頻譜位置來依序排序，以使得頻譜係數形成頻譜係數序列。頻譜係數中之每一者具有一或多個前導者及一或多個後繼者中之至少一者，其中該頻譜係數之每一前導者為在序列內位於該頻譜係數前面的該等頻譜係數中之一者。該頻譜係數之每一後繼者為在序列內位於該頻譜係數後面的該等頻譜係數中之一者。例如，在圖 8 中，具有頻譜位置 81、82 或 83(等等)之頻譜係數係具有頻譜位置 80 之頻譜係數的後繼者。具有頻譜位置 79、78 或 77(等等)之頻譜係數係具有頻譜位置 80 之頻譜係數的前導者。對於 MDCT 頻譜之實例，頻譜係數之頻譜位置可為該頻譜係數所關於的 MDCT 變換通道(例如，通道號碼介於例如 0 與 1023 之間)。同樣應注意，出於例示目的，圖 8 之 MDCT 頻譜 510 僅例示出頻譜位置介於 52 與 148 之間的頻譜係數。

[0079]回到圖 7，現在更詳細地描述極值判定器 410。極值判定器 410 經組配來判定一或多個極值係數。

[0080]一般而言，極值判定器 410 檢查音訊信號輸入頻譜或與音訊信號輸入頻譜有關的頻譜，來尋找極值係數。判定極值係數之目的為，稍後在音訊信號輸入頻譜中將用

偽係數來替代一或多個局部音調區，例如每一音調區用單個偽係數來替代。

[0081]一般而言，音訊信號輸入頻譜所關於的音訊信號之功率譜的峰值區域指示音調區。因此，在音訊信號輸入頻譜所關於的音訊信號之功率譜中識別峰值區域可為較佳的。極值判定器 410 可例如檢查包含係數之功率譜，該等係數可被稱為比較係數(因為其頻譜值係由極值判定器來兩兩比較)，以使得音訊信號輸入頻譜的頻譜係數中之每一者具有與之相關聯的比較值。

[0082]在圖 8 中，例示出功率譜 520。功率譜 520 及 MDCT 音訊信號輸入頻譜 510 係關於同一音訊信號。功率譜 520 包含被稱為比較係數的係數。每一頻譜係數包含關於橫坐標 521 之頻譜位置及比較值。音訊信號輸入頻譜之每一頻譜係數具有與之相關聯的比較係數，且因此，另外具有與之相關聯的比較係數的比較值。例如，與音訊信號輸入頻譜之頻譜值相關聯的比較值可為與音訊信號輸入頻譜之所考慮頻譜係數具有相同頻譜位置的比較係數之比較值。音訊信號輸入頻譜 510 之頻譜係數中的三個與功率譜 520 之比較係數中的三個之間的關聯(且因此，與此等比較係數之比較值的關聯)係由虛線 513、514、515 來指示，該等虛線指示個別比較係數(或其比較值)與音訊信號輸入頻譜 510 之個別頻譜係數的關聯。

[0083]極值判定器 410 可經組配來判定一或多個極值係數，以使得極值係數中之每一者為頻譜係數中之一者，

其比較值大於其前導者中之一者的比較值，且其比較值大於其後繼者中之一者的比較值。

[0084]例如，極值判定器 410 可判定功率譜之局部最大值。換言之，極值判定器 410 可經組配來判定一或多個極值係數，以使得極值係數中之每一者為頻譜係數中之一者，其比較值大於其緊接的前導者之比較值，且其比較值大於其緊接的後繼者之比較值。此處，一頻譜係數之緊接的前導者為在功率譜中緊接在該頻譜係數前面的該等頻譜係數中之一者。該頻譜係數之緊接的後繼者為在功率譜中緊接在該頻譜係數後面的該等頻譜係數中之一者。

[0085]然而，其他實施例不要求極值判定器 410 判定所有局部最大值。例如，在一些實施例中，極值判定器可僅檢查功率譜之某些部分，例如僅與某一頻率範圍有關的部分。

[0086]在其他實施例中，極值判定器 410 經組配來僅該等係數作為極值係數，其中所考慮局部最大值之比較值與後續的局部最小值及/或前面的局部最小值之比較值之間的差大於臨界值。

[0087]極值判定器 410 可在比較頻譜上判定該極值或該等極值，其中將比較頻譜之係數的比較值指派給 MDCT 頻譜的 MDCT 係數中之每一者。然而，比較頻譜的頻譜解析度可比音訊信號輸入頻譜高。例如，比較頻譜可為 DFT 頻譜，其頻譜解析度為 MDCT 音訊信號輸入頻譜的兩倍。藉此，僅將 DFT 頻譜之每隔一個頻譜值指派給 MDCT 頻譜

之頻譜值。然而，當判定比較頻譜之該極值或該等極值時，可考量比較頻譜之其他係數。藉此，可將比較頻譜之一係數判定為極值，該係數未指派給音訊信號輸入頻譜之頻譜係數，但該係數具有緊接的前導者及緊接的後繼者，該前導者及該後繼者分別被指派給音訊信號輸入頻譜之一頻譜係數及音訊信號輸入頻譜之該頻譜係數之緊接的後繼者。因此可認為比較頻譜之(例如，高解析度 DFT 頻譜之)該極值被指派給(MDCT)音訊信號輸入頻譜內的一頻譜位置，該頻譜位置位於(MDCT)音訊信號輸入頻譜之該頻譜係數與(MDCT)音訊信號輸入頻譜之該頻譜係數之該緊接的後繼者之間。此情形可藉由選擇偽係數之適當正負號值來編碼，如稍後所闡釋。藉此達成子頻格解析度。

[0088]應注意，在一些實施例中，極值係數不必滿足如下要求：其比較值大於其緊接的前導者之比較值及其緊接的後繼者之比較值。取而代之，在該等實施例中，極值係數之比較值大於其前導者中之一者及其後繼者中之一者可能就足夠了。例如考慮以下情形，其中：

頻譜位置	212	213	214	215	216
比較值	0.02	0.84	0.83	0.85	0.01

表 1

[0089]在表 1 所描述之情形中，極值判定器 410 可合理地將在頻譜位置 214 處的頻譜係數視為極值係數。頻譜係數 214 之比較值不大於其緊接的前導者 213 之比較值($0.83 < 0.84$)且不大於其緊接的後繼者 215 之比較值($0.83 < 0.85$)，但是其(顯著)大於其前導者中之另一者(前導者 212)

之比較值($0.83 > 0.02$)，且其(顯著)大於其後繼者中之另一者(後繼者 216)之比較值($0.83 > 0.01$)。此外，將頻譜係數 214 視為此「峰值區域」之極值似乎是合理的，因為頻譜係數位於三個係數 213、214、215 的中間，與係數 212 及 216 的比較值相比，該等三個係數 213、214、215 的比較值相對較大。

[0090] 例如，極值判定器 410 可經組配來根據該等比較係數中之一些或全部來判定該比較係數之比較值是否大於離該比較係數之頻譜位置最近的三個前導者的比較值中之至少一者。且/或，極值判定器 410 可經組配來根據該等比較係數中之一些或全部來判定該比較係數之比較值是否大於離該比較係數之頻譜位置最近的三個後繼者的比較值中之至少一者。極值判定器 410 可接著取決於該等判定之結果來決定是否選擇該比較係數。

[0091] 在一些實施例中，每一頻譜係數之比較值為另一頻譜(比較頻譜)之另一係數的平方值，該另一頻譜係由對音訊信號之能量保留變換而產生。

[0092] 在另外的實施例中，每一頻譜係數之比較值為另一頻譜之另一係數的振幅值，該另一頻譜係由對音訊信號之能量保留變換而產生。

[0093] 根據一實施例，另一頻譜為離散傅立葉變換頻譜，且其中能量保留變換為離散傅立葉變換。

[0094] 根據一實施例，另一頻譜為複數修改型離散餘弦變換(CMDCT)頻譜，且其中能量保留變換為 CMDCT。

[0095]在另一實施例中，極值判定器 410 可不檢查比較頻譜，取而代之，可檢查音訊信號輸入頻譜本身。當音訊信號輸入頻譜本身由能量保留變換產生時，例如當音訊信號輸入頻譜離散傅立葉變換量譜時，上述操作可例如為合理的。

[0096]例如，極值判定器 410 可經組配來判定一或多個極值係數，以使得極值係數中之每一者為頻譜係數中之一者，其頻譜值大於其前導者中之一者的頻譜值，且其頻譜值大於其後繼者中之一者的頻譜值。

[0097]在一實施例中，極值判定器 410 可經組配來判定一或多個極值係數，以使得極值係數中之每一者為頻譜係數中之一者，其頻譜值大於其緊接的前導者的頻譜值，且其頻譜值大於其緊接的後繼者的頻譜值。

[0098]此外，裝置包含頻譜修改器 420，其用以藉由將極值係數中之至少一者的前導者或後繼者之頻譜值設定為預定義值來修改音訊信號輸入頻譜，從而獲得修改後的音訊信號頻譜。頻譜修改器 420 經組配來不將一或多個極值係數之頻譜值設定為預定義值，或經組配來用偽係數替換一或多個極值係數中之至少一者，其中偽係數之頻譜值不同於預定義值。

[0099]較佳地，預定義值可為零。例如，在圖 8 之修改後的(經替代的)音訊信號頻譜 530 中，許多頻譜係數之頻譜值已被頻譜修改器 420 設定為零。

[0100]換言之，為獲得修改後的音訊信號頻譜，頻譜修

改器 420 將會至少將極值係數中之一者的前導者或後繼者的頻譜值設定為預定義值。預定義值可例如為零。此前導者或後繼者之比較值小於該極值之比較值。

[0101]此外，關於極值係數本身，頻譜修改器 420 將如下進行：

-頻譜修改器 420 將會不將極值係數設定為預定義值，或：

-頻譜修改器 420 將用偽係數替換極值係數中之至少一者，其中偽係數之頻譜值不同於預定義值。此意味著極值係數中之至少一者的頻譜值被設定為預定義值，且頻譜係數中之另一者的頻譜值被設定為不同於預定義值的值。此值可例如自以下者導出：該極值係數之頻譜值、該極值係數之前導者中之一者的頻譜值，或該極值係數之後繼者中之一者的頻譜值。或，此值可例如自以下者導出：該極值係數之比較值、該極值係數之前導者中之一者的比較值，或該極值係數之後繼者中之一者的比較值。

[0102]頻譜修改器 420 可例如經組配來用偽係數替換極值係數中之一者，偽係數之頻譜值係自以下者導出：該極值係數之頻譜值或比較值、該極值係數之前導者中之一者的頻譜值或比較值，或該極值係數之後繼者中之一者的頻譜值或比較值。

[0103]此外，裝置包含處理單元 430，其用以處理修改後的音訊信號頻譜來獲得編碼音訊信號頻譜。

[0104]例如，處理單元 430 可為任何種類之音訊編碼

器，例如：MP3(MPEG-1 音訊層面 3 或 MPEG-2 音訊層面 3；MPEG=動畫專家組)音訊編碼器、用於 WMA(視窗媒體音訊)之音訊編碼器、用於 WAVE 檔案之音訊編碼器或 MPEG-2/4 AAC(進階音訊編碼)音訊編碼器或 MPEG-D USAC(統一語音及音訊編碼)編碼器。

[0105]處理單元 430 可例如為如 [8] (ISO/IEC 14496-3:2005-資訊技術-音訊視覺物件編碼-第三部分：音訊，第四子部分)中所描述之音訊編碼器，或如 [9] (ISO/IEC 14496-3:2005-資訊技術-音訊視覺物件編碼-第三部分：音訊，第四子部分)中所描述之音訊編碼器。例如，處理單元 430 可包含量化器及/或時間雜訊整形工具，例如，如 [8] 中所描述，且/或處理單元 430 可包含感知雜訊替代工具，例如，如 [8] 中所描述。

[0106]此外，裝置包含用以產生並傳輸旁側資訊的旁側資訊產生器 440。旁側資訊產生器 440 經組配來在由頻譜修改器 420 產生之修改後的音訊信號輸入頻譜內定位一或多個偽係數候選者。此外，旁側資訊產生器 440 經組配來選擇偽係數候選者中之至少一者作為所選的候選者。此外，旁側資訊產生器 440 經組配來產生旁側資訊，以使得旁側資訊指示所選的候選者作為偽係數。

[0107]在圖 7 所例示的實施例中，旁側資訊產生器 440 經組配來接收由頻譜修改器 420 之偽係數的位置(例如，偽係數中之每一者的位置)。此外，在圖 7 的實施例中，旁側資訊產生器 440 經組配來接收偽係數候選者的位置(例如，

偽係數候選者中之每一者的位置)。

[0108]例如，在一些實施例中，處理單元 430 可經組配來基於經量化的音訊信號頻譜來判定偽係數候選者。在實施例中，處理單元 430 可能已藉由量化修改後的音訊信號頻譜來產生經量化的音訊信號頻譜。例如，處理單元 430 可將經量化的音訊信號頻譜之至少一個頻譜係數判定為偽線候選者，該至少一個頻譜係數具有頻譜值等於預定義值(例如，等於 0)之緊接的前導者，且該至少一個頻譜係數具有頻譜值等於預定義值之緊接的後繼者。

[0109]或者，在其他實施例中，處理單元 430 可將經量化的音訊信號頻譜傳遞至旁側資訊產生器 440，且旁側資訊產生器 440 本身可基於經量化的音訊信號頻譜來判定偽係數候選者。根據其他實施例，基於經量化的音訊信號頻譜以替代性方式來判定偽係數候選者。

[0110]由旁側資訊產生器產生的旁側資訊可具有不變的預定義大小，或其大小可以信號適應性方式來反覆地估計。在此情況下，旁側資訊之實際大小亦被傳輸至解碼器。因此，根據一實施例，旁側資訊產生器 440 經組配來傳輸旁側資訊之大小。

[0111]根據一實施例，極值判定器 410 經組配來檢查比較係數，例如圖 8 中之功率譜 520 之係數，且經組配來判定一或多個最小係數，以使得最小係數中之每一者為頻譜係數中之一者，其比較值小於其前導者中之一者的比較值且其比較值小於其後繼者中之一者的比較值。在此實施例

中，頻譜修改器 420 可經組配來基於極值係數中之一或多者的比較值及最小係數中之一或多者的比較值來判定表示值，以使得表示值不同於預定義值。此外，頻譜修改器 420 可經組配來藉由將音訊信號輸入頻譜之係數中之一者的頻譜值設定為表示值來改變該頻譜值。

[0112]在一特定實施例中，極值判定器經組配來檢查比較係數，例如圖 8 中之功率譜 520 之係數，且經組配來判定一或多個最小係數，以使得最小係數中之每一者為頻譜係數中之一者，其比較值小於其緊接的前導者中的比較值且其比較值小於其緊接的後繼者的比較值。

[0113]或者，極值判定器 410 經組配來檢查音訊信號輸入頻譜 510 本身，且經組配來判定一或多個最小係數，以使得一或多個最小係數中之每一者為頻譜係數中之一者，其頻譜值小於其前導者中之一者的頻譜值且其頻譜值小於其後繼者中之一者的頻譜值。在此實施例中，頻譜修改器 420 可經組配來基於極值係數中之一或多者的頻譜值及最小係數中之一或多者的頻譜值來判定表示值，以使得表示值不同於預定義值。此外，頻譜修改器 420 可經組配來藉由將音訊信號輸入頻譜之係數中之一者的頻譜值設定為表示值來改變該頻譜值。

[0114]在一特定實施例中，極值判定器 410 經組配來檢查音訊信號輸入頻譜 510 本身，且經組配來判定一或多個最小係數，以使得一或多個最小係數中之每一者為頻譜係數中之一者，其頻譜值小於其緊接的前導者的頻譜值且其

頻譜值小於其緊接的後繼者的頻譜值。

[0115]在兩個實施例中，頻譜修改器 420 考量極值係數及最小係數中之一或多者，尤其為係數之相關聯的比較值或係數之頻譜值，來判定表示值。接著，將音訊信號輸入頻譜之頻譜係數中之一者的頻譜值設定為表示值。頻譜值被設定為表示值的頻譜係數可例如為極值係數本身，或者，頻譜值被設定為表示值的頻譜係數可為替換該極值係數的偽係數。

[0116]在一實施例中，極值判定器 410 可經組配來判定頻譜值序列之一或多個子序列，以使得子序列中之每一者包含音訊信號輸入頻譜之多個後續頻譜係數。後續頻譜係數在子序列內根據其頻譜位置來依序排序。子序列中之每一者具有在該依序排序之子序列中為第一個的第一個元素以及在該依序排序之子序列中為最後一個的最後一個元素。

[0117]在一特定實施例中，子序列中之每一者可例如包含最小係數中的確切兩者以及極值係數中之確切一者，該等最小係數中之一者為子序列之第一個元素，該等最小係數中之另一者為子序列之最後一個元素。

[0118]在一實施例中，頻譜修改器 420 可經組配來基於子序列中之一者之係數的頻譜值或比較值來判定表示值。例如，若極值判定器 410 已檢查比較頻譜之(例如功率譜 520 之)比較係數，則頻譜修改器 420 可經組配來基於子序列中之一者之係數的比較值來判定表示值。然而，若極值判定

器 410 已檢查音訊信號輸入頻譜 510 之頻譜係數，則頻譜修改器 420 可經組配來基於子序列中之一者之係數的頻譜值來判定表示值。

[0119]頻譜修改器 420 經組配來藉由將該子序列之係數中之一者的頻譜值設定為表示值來改變該頻譜值。

[0120]表 2 提供具有位於頻譜位置 252 至 258 處的五個頻譜係數之實例。

頻譜位置	252	253	254	255	256	257	258
比較值	0.12	0.05	0.48	0.73	0.45	0.03	0.18

表 2

[0121]極值判定器 410 可判定頻譜係數 255(具有頻譜位置 255 之頻譜係數)為極值係數，因為其比較值(0.73)大於其(此處為緊接的)前導者 254 之比較值(0.48)，且因為其比較值(0.73)大於其(此處為緊接的)後繼者 256 之比較值(0.45)。

[0122]此外，極值判定器 410 可判定頻譜係數 253 為最小係數，因為其比較值(0.05)小於其(此處為緊接的)前導者 252 之比較值(0.12)，且因為其比較值(0.05)小於其(此處為緊接的)後繼者 254 之比較值(0.48)。

[0123]此外，極值判定器 410 可判定頻譜係數 257 為最小係數，因為其比較值(0.03)小於其(此處為緊接的)前導者 256 之比較值(0.45)，且因為其比較值(0.03)小於其(此處為緊接的)後繼者 258 之比較值(0.18)。

[0124]極值判定器 410 可因此藉由以下操作來判定包含頻譜係數 253 至 257 之子序列：判定頻譜係數 255 為極

值係數，將頻譜係數 253 判定為最小係數，其係離極值係數 255 最近的前面的最小係數，以及將頻譜係數 257 判定為最小係數，其係離極值係數 255 最近的後面的最小係數。

[0125]頻譜修改器 420 現在可基於所有頻譜係數 253 至 257 之比較值來判定用於子序列 253 至 257 之表示值。

[0126]例如，頻譜修改器 420 可經組配來對該子序列之所有頻譜係數之比較值求和。(例如，對於表 2，用於子序列 253 至 257 之表示值則合計為： $0.05 + 0.48 + 0.73 + 0.45 + 0.03 = 1.74$)。

[0127]或者，例如，頻譜修改器 420 可經組配來對該子序列之所有頻譜係數之比較值的平方求和。(例如，對於表 2，用於子序列 253 至 257 之表示值則合計為： $(0.05)^2 + (0.48)^2 + (0.73)^2 + (0.45)^2 + (0.03)^2 = 0.9692$)。

[0128]或者，例如，頻譜修改器 420 可經組配來對子序列 253 至 257 之所有頻譜係數之比較值的平方和求平方根。(例如，對於表 2，表示值則為 0.98448)。

[0129]根據一些實施例，頻譜修改器 420 將會將極值係數之頻譜值(在表 2 中為頻譜係數 253 之頻譜值)設定為預定義值。

[0130]然而，其他實施例使用重心方法。表 3 例示出包含頻譜係數 282 至 288 的子序列。

頻譜位置	281	282	283	284	285	286	287	288	289
比較值	0.12	0.04	0.10	0.20	0.93	0.92	0.90	0.05	0.15

表 3

[0131]雖然極值係數位於頻譜位置 285，但根據重心方

法，重心位於不同的頻譜位置。

[0132] 為判定重心之頻譜位置，極值判定器 410 對資訊量之所有頻譜係數的加權頻譜位置求和，且將結果除以子序列之頻譜係數之比較值的總和。接著可對除法結果使用商業捨位法來判定重心。頻譜係數之加權頻譜位置為其頻譜位置與其比較值的乘積。

[0133] 簡而言之，極值判定器可藉由以下操作來獲得重心：

- 1) 針對子序列之每一頻譜係數判定比較值與頻譜位置的乘積。
- 2) 對 1) 中所判定的乘積求和，來獲得第一總和。
- 3) 對子序列之所有頻譜係數之比較值求和，來獲得第二總和。
- 4) 將第一總和除以第二總和，來產生中間結果；以及
- 5) 對中間結果應用捨位至最接近數值的捨位法 (round-to-nearest rounding)，來獲得重心(捨位至最接近數值的捨位法：將 8.49 捨位至 8；將 8.5 捨位至 9)

[0134] 因此，對於表 3 之實例，藉由 $(0.04 \cdot 282 + 0.10 \cdot 283 + 0.20 \cdot 284 + 0.93 \cdot 285 + 0.92 \cdot 286 + 0.90 \cdot 287 + 0.05 \cdot 288) / (0.04 + 0.10 + 0.20 + 0.93 + 0.92 + 0.90 + 0.05) = 897.25 / 3.14 = 285.75 = 286$ 來獲得重心。

[0135] 因此，在表 3 之實例中，極值判定器 410 將經組配來將頻譜位置 286 判定為重心。

[0136] 在一些實施例中，極值判定器 410 不檢查完整的

比較頻譜(例如功率譜 520)或不檢查完整的音訊信號輸入頻譜。取而代之，極值判定器 410 可僅部分檢查比較頻譜或音訊信號輸入頻譜。

[0137]圖 9 例示出此實例。其中，功率譜 620(作為比較頻譜)已被極值判定器 410 從係數 55 開始檢查。在小於 55 之頻譜位置處的係數未被檢查。因此，在小於 55 之頻譜位置處的頻譜係數在經替代的 MDCT 頻譜 630 中保持為未修改的。相反，圖 8 例示出經替代的 MDCT 頻譜 530，其中所有 MDCT 頻譜線已被頻譜修改器 420 修改。

[0138]因此，頻譜修改器 420 可經組配來修改音訊信號輸入頻譜，以使得音訊信號輸入頻譜之頻譜係數中之至少一些的頻譜值得以保留而未修改。

[0139]在一些實施例中，頻譜修改器 420 經組配來判定極值係數中之一者的比較值或頻譜值中之一者之間的值差是否小於臨界值。在此類實施例中，頻譜修改器 420 經組配來：取決於值差是否小於臨界值，來修改音訊信號輸入頻譜，以使得音訊信號輸入頻譜之頻譜係數中之至少一些的頻譜值在修改後的音訊信號頻譜中得以保留而未修改。

[0140]例如，在一實施例中，頻譜修改器 420 可經組配來不修改或替換所有極值係數，取而代之，僅修改或替換極值係數中的一些。例如，當極值係數(例如，局部最大值)之比較值與後續的及/或前面的最小值之比較值之間的差小於臨界值時，可判定頻譜修改器不修改此等頻譜值(及例如在其之間的頻譜係數之頻譜值)，取而代之，在修改後的

(經替代的)MDCT 頻譜 630 中保留此等頻譜值未修改。在圖 9 之修改後的 MDCT 頻譜 630 中，頻譜係數 100 至 112 之頻譜值以及頻譜係數 124 至 136 之頻譜值已由頻譜修改器在未修改的(經替代的)頻譜 630 中保留而未修改。

[0141]處理單元可另外經組配來量化修改後的(經替代的)MDCT 頻譜 630 來獲得經量化的 MDCT 頻譜 635。

[0142]根據一實施例，頻譜修改器 420 可經組配來接收微調諧資訊。音訊信號輸入頻譜之頻譜係數的頻譜值可為帶正負號的值，每一值包含正負號分量。頻譜修改器可經組配來：當微調諧資訊處於第一微調諧狀態時，將一或多個極值係數中之一者的正負號分量或偽係數的正負號分量設定為第一正負號值。且頻譜修改器可經組配來：當微調諧資訊處於不同的第二微調諧狀態時，將一或多個極值係數中之一者的頻譜值的正負號分量或偽係數的正負號分量設定為不同的第二正負號值。

[0143]例如，在表 4 中，

頻譜位置	291	301	321	329	342	362	388	397	405
頻譜值	+0.88	-0.91	+0.79	-0.82	+0.93	-0.92	-0.90	+0.95	-0.92
微調諧狀態	第一	第二	第一	第二	第一	第二	第二	第一	第二

表 4

頻譜係數之頻譜值指示：頻譜係數 291 處於第一微調諧狀態，頻譜係數 301 處於第二微調諧狀態，頻譜係數 321 處於第一微調諧狀態，等等。

[0144]例如，回到上文所闡釋之真心判定，若重心在兩個頻譜位置之間(例如，大致在中間)，則頻譜修改器可設定

正負號以使得指示第二微調諧狀態。

[0145]根據一實施例，處理單元 430 可經組配來量化修改後的音訊信號頻譜，從而獲得經量化的音訊信號頻譜。處理單元 430 可另外經組配來處理經量化的音訊信號頻譜，從而獲得編碼音訊信號頻譜。

[0146]此外，處理單元 430 可另外經組配來產生旁側資訊，該旁側資訊僅針對經量化的音訊信號頻譜之如下頻譜係數來指示該係數是否為極值係數中之一者，其中該等頻譜係數具有頻譜值等於預定義值之緊接的前導者以及頻譜值等於預定義值之緊接的後繼者。

[0147]此資訊可由極值判定器 410 提供至處理單元 430。

[0148]例如，此資訊可由處理單元 430 儲存於位元欄位中，其針對經量化的音訊信號頻譜之頻譜係數中之每一者來指示該係數是否為極值係數中之一者(例如，藉由位元值 1)或該係數是否不是極值係數中之一者(例如，藉由位元值 0)，其中該頻譜係數具有頻譜值等於預定義值之緊接的前導者以及頻譜值等於預定義值之緊接的後繼者。在一實施例中，解碼器稍後可使用此資訊來恢復音訊信號輸入頻譜。位元欄位可具有固定的長度或以信號適應性方式選取的長度。在後一種情況下，可另外將位元欄位之長度傳達至解碼器。

[0149]例如，由處理單元 430 產生的位元欄位 [00011111]可指示：出現在(依序排序之)(經量化的)音訊信

號頻譜中之前三個「獨立的」係數(其頻譜值不等於預定義值，但其前導者及其後繼者的頻譜值等於預定義值)不是極值係數，但接下來六個「獨立的」係數係極值係數。此位元欄位描述在圖 9 之經量化的 MDCT 頻譜 635 中可見的情形，其中前三個「獨立的」係數 5、8、25 不是極值係數，但其中接下來六個「獨立的」係數 59、71、83、94、116、141 係極值係數。

[0150]此外，該頻譜係數之緊接的前導者係在經量化的音訊信號頻譜內緊接在該頻譜係數前面的另一頻譜係數，且該頻譜係數之緊接的後繼者係在經量化的音訊信號頻譜內緊接在該頻譜係數後面的另一頻譜係數。

[0151]所提議概念在低的位元速率下增強習知的基於區塊的變換編碼解碼器之感知品質。已提議在音訊信號頻譜中用偽線(亦稱為偽係數)替代局部音調區，該等區跨越相鄰的局部最小值、涵蓋局部最大值，該等偽線在一些實施例中具有與將要被替代的該等區類似的能量或位準。

[0152]在低的位元速率下，實施例提供如何緊密地整合波形編碼與參數化編碼的概念，來獲得相比單一技術得以改良之感知品質及改良之感知品質對位速率調整。

[0153]在一些實施例中，頻譜之峰值區域(跨越相鄰的局部最小值、涵蓋局部最大值)可各自由單一正弦曲線完全替代；相反，正弦編碼器自殘餘中反覆地減去合成的正弦曲線。合適的峰值區域係在平滑的且略為白化的頻譜表示上擷取，且係關於某些特徵(峰值高度、峰值形狀)來選擇。

[0154]根據一些實施例，此等替代正弦曲線可表示為將要編碼之頻譜內的偽線(偽係數)，且反映正弦曲線之全振幅或能量(相反，例如常規的 MDCT 線對應於真值的真實投射)。

[0155]根據一些實施例，偽線(偽係數)可因而由旁側資訊旗標陣列做標記。

[0156]在一些實施例中，對偽線之正負號的選擇可表示半次頻帶的頻率解析度。

[0157]根據一些實施例，由於有限的頻率解析度(例如，半次頻帶)，用於正弦替代之低截止頻率可為適當的。

[0158]以下，提供用以基於編碼音訊信號來產生音訊輸出信號的概念。此等概念在 MDCT 域中實行正弦曲線及掃描的有效合成。

[0159]圖 1a 例示出根據一實施例的用以基於編碼音訊信號頻譜來產生音訊輸出信號之裝置。

[0160]裝置包含處理單元 115，其用以處理編碼音訊信號頻譜來獲得解碼音訊信號頻譜，該解碼音訊信號頻譜包含多個頻譜係數，其中該等頻譜係數中之每一者具有在編碼音訊信號頻譜內的頻譜位置以及頻譜值，其中頻譜係數係根據其在編碼音訊信號頻譜內的頻譜位置來依序排序，以使得頻譜係數形成頻譜係數序列。

[0161]此外，裝置包含偽係數判定器 125，其用以判定解碼音訊信號頻譜之一或多個偽係數，其中偽係數中之每一者為頻譜係數中之一者(因為偽係數中之每一者為頻譜

係數中之一者，所以偽係數中之每一者具有頻譜位置及頻譜值)。

[0162]此外，裝置包含替換單元 135，其用以判定的頻譜型樣替換至少一或多個偽係數來獲得修改後的音訊信號頻譜，其中該判定的頻譜型樣包含至少兩個型樣係數，其中至少兩個型樣係數中之每一者具有頻譜值。

[0163]例如，在一些實施例中，替換單元 135 可自儲存單元獲得頻譜型樣來作為所獲得的頻譜型樣，其中儲存單元係由裝置所包含，且其中儲存單元包含資料庫或記憶體。在其他實施例中，替換單元 135 可自例如位於遠離該裝置處的遠端單元(例如，遠端資料庫)獲得頻譜型樣。在另外的實施例中，將動態地(在執行時期，按需要)用分析法產生型樣。接著可使用所獲得的頻譜型樣作為判定的頻譜型樣。或者，可自所獲得的頻譜型樣，例如藉由修改所獲得的頻譜型樣，導出判定的頻譜型樣。

[0164]此外，裝置包含頻譜時間轉換單元 145，其用以將修改後的音訊信號頻譜轉換至時域來獲得音訊輸出信號。

[0165]圖 1b 例示出根據另一實施例的用以基於編碼音訊信號頻譜來產生音訊輸出信號之裝置。圖 1b 之裝置與圖 1a 之實施例的裝置不同之處在於，其進一步包含儲存單元 155，儲存單元 155 本身包含資料庫或記憶體。

[0166]詳言之，圖 1b 之實施例的裝置另外包含儲存單元 155，儲存單元 155 包含資料庫或記憶體，該資料庫內或

該記憶體內儲存有多個所儲存頻譜型樣。所儲存頻譜型樣中之每一者具有頻譜性質(例如,恆定頻率、掃描頻率(各自在頻格上或頻格間位置版本中)等)。替換單元 135 經組配來向儲存單元 155 請求所儲存頻譜型樣中之一者來作為所請求頻譜型樣。儲存單元 155 經組配來提供該所請求頻譜型樣。此外,替換單元 135 經組配來用基於所請求頻譜型樣之判定的頻譜型樣替換至少一或多個偽係數。

[0167]在較佳實施例中,所儲存頻譜型樣並非針對特定頻率來儲存。此將會需要大量記憶體。因此,每一型樣(例如,恆定的頻格上型樣、恆定的頻格間型樣以及針對各種掃描之一些型樣)僅儲存一次。接著向例如資料庫請求此一般型樣,針對目標頻率(例如,針對目標頻率 8200 Hz)對其進行調適,針對所需相位(例如,0 弧度)對其進行調適,且接著將其修補於目標頻譜位置。

[0168]在一實施例中,替換單元 135 經組配來取決於第一導出頻譜位置來向儲存單元 155 請求所儲存頻譜型樣中之一者,該第一導出頻譜位置係自偽係數判定器 125 所判定的一或多個偽係數中之至少一者導出。例如,該請求取決於型樣之本質(恆定、掃描等),且型樣調適取決於頻譜位置及在正弦軌道內的前導者或正弦軌道之以信號適應性方式判定的起始相位。

[0169]在一實施例中,自一或多個偽係數中之至少一者導出的第一導出頻譜位置可為偽係數中之一者的頻譜位置。

[0170]在另一實施例中，一或多個偽係數為帶正負號的值，每一值包含正負號分量，且替換單元 135 經組配來基於一或多個偽係數中之一個偽係數之頻譜位置且基於該偽係數之正負號分量來判定第一導出頻譜位置，以使得當該正負號分量具有第一正負號值時，第一導出頻譜位置等於該偽係數之頻譜位置，且使得當該正負號分量具有不同的第二值時，第一導出頻譜位置等於修改後的位置，該修改後的位置係由使該偽係數之頻譜位置偏移預定義值而產生。

[0171]例如，可由該偽係數之正負號用信號發出偽線之半頻格頻率解析度。當偽係數之正負號分量具有第二正負號值時，該偽係數之頻譜位置所偏移的預定義值則可對應於頻率差的一半，例如當考慮時頻域時，該頻率差例如為兩個後續頻格之頻率差。

[0172]在一特定實施例中，偽係數 125 判定器經組配來判定解碼音訊信號頻譜之兩個或兩個以上時間上連續的偽係數。替換單元 135 經組配來將兩個或兩個以上時間上連續的偽係數中之第一偽係數及第二偽係數指派給一軌道，此係取決於自第一偽係數導出之第一導出頻譜位置與自第二偽係數導出之第二導出頻譜位置之間的絕對差是否小於臨界值。儲存於儲存單元之資料庫或記憶體內的多個所儲存頻譜型樣可為固定音調型樣或頻率掃描型樣。替換單元 135 可接著經組配來當自該軌道之第一偽係數導出之第一導出頻譜位置等於自該軌道之第二偽係數導出之第二導出

頻譜位置時向儲存單元 155 請求固定音調型樣中之一者。此外，替換單元 135 可經組配來當自該軌道之第一偽係數導出之第一導出頻譜位置不同於自該軌道之第二偽係數導出之第二導出頻譜位置時向儲存單元 155 請求頻率掃描型樣中之一者。

[0173]例如，自該軌道之第一偽係數導出之第一導出頻譜位置可為第一偽係數之頻譜位置。例如，自該軌道之第二偽係數導出之第二導出頻譜位置可為第二偽係數之頻譜位置。

[0174]例如，可將偽係數指派給多個時頻頻格中之一者，或指派給介於兩個時頻頻格之間的中間頻率位置，例如，指派給時頻頻格(n, k)，其中 n 表示時間，且其中 k 表示頻率。偽係數之時頻頻格的頻率或在兩個時頻頻格之間的頻率位置則可指示偽係數之頻譜位置。當接收到時頻頻格(n, k)時，替換單元 135 將核對其是否已接收到指派給如下時頻頻格之偽係數，該時頻頻格在時間($n-1$)處緊接在當前偽係數之時頻頻格前面且等於或接近當前偽係數之時頻頻格的頻率(等於或接近 k)。替換單元 135 將接著將兩個偽係數指派給一軌道。

[0175]例如，若兩個頻率之絕對頻率差小於臨界值，則可認為具有在時間上緊接在當前時頻頻格前面的時頻頻格之偽係數接近當前時頻頻格之頻率。(例如，若將頻率索引視為頻率，若絕對差小於 2)。

[0176]若軌道之兩個偽係數具有相同頻譜位置，則替換

單元 135 認為此係對存在固定音調的指示，且請求具有對應的頻率之固定音調型樣。

[0177] 然而，若軌道之頻譜係數之頻譜位置不同，則替換單元 135 認為此係對存在掃描的指示，且向儲存單元 155 請求頻率掃描型樣。軌道內前面的偽係數之頻率位置所指示的頻率則可指示掃描型樣之起始頻率，且軌道內當前偽係數之頻譜位置所指示的頻率則可指示掃描型樣之目標頻率。

[0178] 根據一實施例，替換單元 135 可經組配來當軌道之第二偽係數與軌道之第一偽係數之間的頻率差等於預定義值的一半時向儲存單元請求頻率掃描型樣中之第一頻率掃描型樣。

[0179] 此外，替換單元 135 可經組配來當軌道之第二偽係數與軌道之第一偽係數之間的頻率差等於預定義值時向儲存單元請求頻率掃描型樣中之第二頻率掃描型樣，第二頻率掃描型樣不同於第一頻率掃描型樣。

[0180] 此外，替換單元 135 可經組配來當軌道之第二偽係數與軌道之第一偽係數之間的頻率差等於預定義值的 1.5 倍時向儲存單元請求頻率掃描型樣中之第三頻率掃描型樣，第三頻率掃描型樣不同於第一頻率掃描型樣及第二頻率掃描型樣。

[0181] 例如，預定義值可為兩個時間上連續的時頻頻格之間的頻率差。因此，在此實施例中，提供用於掃描之型樣，其中起始頻率與目標頻率之間的頻率差相差 $1/2$ 頻格

差，相差 1.0 頻格差，且相差 $3/2$ 頻格差。

[0182]圖 1c 例示出根據一實施例的裝置，其中替換單元 135 包含型樣調適單元 138，型樣調適單元 138 經組配來修改由儲存單元 155 提供之所請求頻譜型樣，從而獲得判定的頻譜型樣。

[0183]在一實施例中，型樣調適單元 138 可經組配來藉由取決於一或多個偽係數中之一者的頻譜值重新調整所請求頻譜型樣之型樣係數的頻譜值來修改由儲存單元 155 提供之所請求頻譜型樣，從而獲得判定的頻譜型樣。頻譜替換單元 135 接著經組配來用判定的頻譜型樣替換至少一或多個偽係數，從而獲得修改後的音訊信號頻譜。因此，根據此實施例，可取決於偽係數之頻譜值來調整所請求頻譜型樣之型樣係數的頻譜值之大小。

[0184]根據一實施例，型樣調適單元 138 可經組配來取決於起始相位來修改由儲存單元提供之所請求頻譜型樣，以使得當起始相位具有第一起始相位值時以第一方式修改所請求頻譜型樣之型樣係數中之每一者的頻譜值，且使得當起始相位具有不同的第二起始相位值時以不同的第二方式修改所請求頻譜型樣之型樣係數中之每一者的頻譜值。藉由調整軌道之型樣之相位，可達成自軌道之一個型樣至後一個型樣的無縫過渡。

[0185]根據一實施例，所請求頻譜型樣之型樣係數中之每一者的頻譜值可為包含實數部分及虛數部分的複數係數。型樣調適單元 138 可經組配來藉由修改由儲存單元 155

提供的所請求頻譜型樣之型樣係數中之每一者的實數部分及虛數部分來修改所請求頻譜型樣，以使得針對複數係數中之每一者，使在複數平面中表示該複數係數的向量旋轉同一角度，針對複數係數中之每一者。或者，可藉由應用複數旋轉因數 $e^{j\varphi}$ 來旋轉所儲存型樣之相位，其中 φ 為任意相位角。

[0186] 在一特定實施例中，所請求頻譜型樣之型樣係數中之每一者的頻譜值包含實數部分及虛數部分。在此實施例中，型樣調適單元 138 可經組配來藉由以下操作來修改由儲存單元 155 提供的所請求頻譜型樣：對所請求頻譜型樣之型樣係數中之每一者的頻譜值之實數部分及虛數部分求反，或調換所請求頻譜型樣之型樣係數中之每一者的頻譜值之實數部分或反的實數部分及虛數部分或反的虛數部分。

[0187] 在一實施例中，型樣調適單元 138 可經組配來藉由以下操作來修改由儲存單元 155 提供的所請求頻譜型樣：實現該型樣之時間鏡射。通常，此可藉由計算該型樣之複共軛(藉由將虛數部分乘以-1)以及應用複相位項(轉動)而在頻域中獲得。

[0188] 根據一實施例，解碼音訊信號頻譜係在 MDCT 域中表示。在此實施例中，型樣調適單元 138 則經組配來藉由修改所請求頻譜型樣之型樣係數的頻譜值來修改由儲存單元 155 提供的所請求頻譜型樣，從而獲得修改後的頻譜型樣，其中頻譜值係在奇數堆疊式離散傅立葉變換域中

表示。此外，型樣調適單元 138 在此實施例中經組配來將修改後的頻譜型樣之型樣係數的頻譜值自奇數堆疊式離散傅立葉變換域變換至 MDCT 域，從而獲得判定的頻譜型樣。此外，替換單元 135 在此實施例中經組配來用在 MDCT 域中表示之判定的頻譜型樣替換至少一或多個偽係數，從而獲得在 MDCT 域中表示之修改後的音訊信號頻譜。

[0189]或者，在實施例中，頻譜值可在複數修改型離散餘弦變換(CMDCT)域中表示。此外，在此等實施例中，型樣調適單元 138 可經組配來將修改後的頻譜型樣之型樣係數的頻譜值自 CMDCT 域變換至 MDCT 域，從而藉由僅僅擷取複數修改後型樣之實數部分來獲得判定的頻譜型樣。

[0190]圖 1d 例示出根據一實施例的用以產生多個頻譜型樣之裝置。

[0191]裝置包含信號產生器 165，其用以在第一域中產生多個信號。

[0192]此外，裝置包含信號變換單元 175，其用以將多個信號中之每一信號自第一域變換至第二域，從而獲得多個頻譜型樣，多個變換後的頻譜型樣中之每一型樣包含多個係數。

[0193]此外，裝置包含後處理單元 185，其用以藉由移除變換後的頻譜型樣的係數中之一或多者來截斷變換後的頻譜型樣，從而獲得多個已處理的型樣。

[0194]此外，裝置包含儲存單元 195，儲存單元 195 包含資料庫或記憶體，其中儲存單元 195 經組配來將多個已

處理的型樣中之每一已處理的型樣儲存於資料庫或記憶體中。

[0195] 信號產生器 165 經組配來基於以下公式產生多個信號中之每一信號：

$$x(t) = \cos(2\pi\varphi(t))$$

以及

$$\varphi(t) = \varphi(0) + \int_0^t 2\pi f(\tau) d\tau ,$$

其中 t 及 τ 指示時間，其中 $\varphi(t)$ 係在 t 處的瞬間相位，且其中 $f(\tau)$ 係在 τ 處的瞬間頻率，其中多個信號中之每一信號具有起始頻率(f_0)及目標頻率(f_1)，其中起始頻率(f_0)為該信號在第一時間點處的瞬間頻率，目標頻率(f_1)為該信號在不同的第二時間點處的瞬間頻率。

[0196] 信號產生器 165 經組配來產生多個信號中之第一信號，以使得第一信號之目標頻率(f_1)等於起始頻率(f_0)。此外，信號產生器 165 經組配來產生多個信號中之不同的第二信號，以使得第一信號之目標頻率(f_1)不同於起始頻率(f_0)。

[0197] 根據一實施例，信號變換單元 175 經組配來將多個信號中之每一信號自第一域變換至第二域，其中第一域為時域，第二域為頻譜域。信號變換單元 175 經組配來產生用以變換該信號的多個時間區塊中之第一時間區塊，其中多個時間區塊中之每一時間區塊包含多個加權樣本，其中加權樣本中之每一者係該信號之由多個權重中之一權重來加權的信號樣本，其中多個權重被指派給該時間區塊，

且其中多個權重中之每一權重被指派給一時間點。多個信號中之每一信號之起始頻率(f_0)可為該信號在第一時間點處的瞬間頻率，其中該等時間區塊中之第一時間區塊的權重中之第一權重被指派給第一時間點，其中該等時間區塊中之不同的第二時間區塊的權重中之第二權重被指派給第一時間點，其中該等時間區塊中之第一時間區塊與該等時間區塊中之第二時間區塊重疊，且其中該等權重中之第一權重等於該等權重中之第二權重。多個信號中之每一信號之目標頻率(f_1)可為該信號在第二時間點處的瞬間頻率，其中該等時間區塊中之第一時間區塊的權重中之第三權重被指派給第二時間點，其中該等時間區塊中之不同的第三時間區塊的權重中之第四權重被指派給第二時間點，其中該等時間區塊中之第一時間區塊與該等時間區塊中之第三時間區塊重疊，且其中該等權重中之第三權重等於該等權重中之第四權重。

[0198]例如，圖 6a 例示出一實例，其中第一時間點由 n_0 指示，且第二時間點由 n_1 指示。重疊的區塊由區塊 L 及 L+1 來例示。權重分別由區塊 L 中之曲線及區塊 L+1 裝置曲線來描繪。

[0199]應注意，例如，產生僅一個時間區塊(例如時間區塊中之第一時間區塊)對型樣的產生來說可能就足夠了。

[0200]根據一實施例，多個信號中之每一信號具有起始相位(ϕ_0)及目標相位(ϕ_1)，其中起始相位(ϕ_0)為該信號在第一時間點處的相位，目標相位(ϕ_1)為該信號在不同的第二時

間點處的相位，其中信號產生器(165)經組配來產生多個信號，以使得多個信號中之第一信號的起始相位(φ_0)等於多個信號中之不同的第二信號的起始相位(φ_0)。

[0201]可在該起始時間點及終止時間點調整多個信號中之每一信號的起始相位(且對起始頻率及終止頻率的選擇暗含每一信號的目標(終止)相位)。

[0202]藉由對第一(起始)時間點及第二(終止)時間點之此特殊選擇，減少了在具有不同頻譜性質的型樣被鏈接時可能發生的重疊相加之假影。

[0203]在一實施例中，後處理單元 185 可另外經組配來對變換後的頻譜型樣中之每一者的頻譜係數進行 $\pi/4$ 的旋轉，從而獲得多個旋轉後的頻譜型樣。

[0204]根據另一實施例，信號產生器 165 可經組配來產生第一信號、第二信號及一或多個另外的信號，來作為該等多個信號，以使得該等另外的信號中之每一者之目標頻率與起始頻率的每一差為第二信號之目標頻率與起始頻率的差之整數倍。

[0205]例如，第二信號之目標頻率與起始頻率之間的頻率差可對應於半頻格的頻率差，例如當考慮時頻頻格時，該頻率差為兩個後續頻格之頻率差的一半。另外的第三信號之目標頻率與起始頻率之間的頻率差可對應於一個頻格的頻率差，例如當考慮時頻頻格時，該頻率差對應於兩個後續頻格之頻率差。另外的第四信號之目標頻率與起始頻率之間的頻率差可對應於 1.5 個頻格的頻率差，例如當考

慮時頻頻格時，該頻率差對應於兩個後續頻格之頻率差的 1.5 倍。

[0206] 因此，第三信號之目標頻率與起始頻率的差與第二信號之目標頻率與起始頻率的差之比率為 2.0(整數值)。第四信號之目標頻率與起始頻率的差與第二信號之目標頻率與起始頻率的差之比率為 3.0(整數值)。

[0207] 在提供對特定實施例之更詳細描述之前，爲了更好地闡釋，描述 MDCT 基礎。

[0208] 針對長度爲 N 的由時間 l 處的 $w(n)$ 開窗的信號段 (即， $w_a(l, n) \cdot x(l, n) \in \mathbb{R}$)，實際信號 $x(n)$ 之 MDCT 係定義爲如下：

$$\begin{aligned} X_{MDCT}(l, m) &= MDCT\{w_a(l, n) \cdot x(l, n)\} \\ &= \sqrt{\frac{2}{M}} \sum_{n=0}^{N-1} w_a(l, n) \cdot x(l, n) \cos\left(\frac{\pi}{M}\left(m + \frac{1}{2}\right)\left(n + \frac{1}{2} + \frac{M}{2}\right)\right), \\ M &= \frac{N}{2}, m \in \{0, 1, \dots, M-1\}, \end{aligned} \quad (1)$$

[0209] $(m + 1/2)$ 中的 $+ 1/2$ 表示頻率偏移。 $(n + 1/2 + M/2)$ 表示時間偏移。

[0210] 逆變換係寫成

$$\begin{aligned} \tilde{x}(l, n) &= MDCT^{-1}\{X(l, m)\} \\ &= w_s(l, n) \sqrt{\frac{2}{M}} \sum_{m=0}^{M-1} X(l, m) \cos\left(\frac{\pi}{M}\left(m + \frac{1}{2}\right)\left(n + \frac{1}{2} + \frac{M}{2}\right)\right), \\ N &= 2M, n \in \{0, 1, \dots, N-1\}. \end{aligned} \quad (2)$$

[0211] MDCT 可被視爲複數修改型離散餘弦變換 (CMDCT) 之實數部分，CMDCT 係定義爲

$$\begin{aligned}
 X_{CMDCT}(l, m) &= CMDCT\{w_a(l, n) \cdot x(l, n)\} \\
 &= \sqrt{\frac{2}{M}} \sum_{n=0}^{N-1} w_a(l, n) \cdot x(l, n) \cos\left(\frac{\pi}{M}\left(m + \frac{1}{2}\right)\left(n + \frac{1}{2} + \frac{M}{2}\right)\right) \\
 &\quad - j \sqrt{\frac{2}{M}} \sum_{n=0}^{N-1} w_a(l, n) \cdot x(l, n) \sin\left(\frac{\pi}{M}\left(m + \frac{1}{2}\right)\left(n + \frac{1}{2} + \frac{M}{2}\right)\right), \\
 M &= \frac{N}{2}, m \in \{0, 1, \dots, M-1\}.
 \end{aligned} \tag{3}$$

[0212] 此外，CMDCT 可表達為奇數堆疊式離散傅立葉變換(ODFT)或離散傅立葉變換(DFT)以及指數型預轉動及後轉動相位項

$$\begin{aligned}
 X_{CMDCT}(l, m) &= CMDCT\{w_a(l, n) \cdot x(l, n)\} \\
 &= ODFT\{w_a(l, n) \cdot x(l, n)\} \cdot e^{-j \frac{\pi}{M}\left(m + \frac{1}{2}\right)\left(\frac{1}{2} + \frac{M}{2}\right)} \\
 &= DFT\{w_a(l, n) \cdot x(l, n) \cdot e^{-j \frac{\pi}{2M}n}\} \cdot e^{-j \frac{\pi}{M}\left(m + \frac{1}{2}\right)\left(\frac{1}{2} + \frac{M}{2}\right)}, \\
 M &= \frac{N}{2}, m \in \{0, 1, \dots, M-1\}.
 \end{aligned} \tag{4}$$

[0213] $e^{-j \frac{\pi}{M}\left(m + \frac{1}{2}\right)\left(\frac{1}{2} + \frac{M}{2}\right)}$ 表示由後轉動造成的時間偏移。

[0214] 以下描述在 MDCT 域中對音調型樣之擷取及修補。現在，關於特定的 MDCT 特質提供一些闡釋。詳言之，首先考慮 MDCT 之規定。

[0215] 如自包含指數型所謂的後轉動項之方程式 4 可以看出，與 DFT 或 ODFT 相比，CMDCT 具有經時間偏移的基底函數。因此，若需要將所修補正弦曲線之絕對相位偏移 φ_0 與修補應用之實際頻譜位置解耦，則應考量此轉動。

[0216] 實施例在 ODFT 域中進行型樣擷取及修補，且在與 MDCT 係數混合之前藉由應用該轉動來對所有型樣之疊加進行後處理。

[0217] 藉由擷取原型正弦曲線或掃描之截斷的複數

ODFT 頻譜來獲得每一修補，該等原型正弦曲線或掃描係根據以下方程式產生的。具有變化的瞬間頻率(IF) $f(t)$ 的正弦曲線可合成爲

$$x(t) = \cos(2\pi\varphi(t)) \quad (5)$$

[0218] 其中瞬間相位爲

$$\varphi(t) = \varphi(0) + \int_0^t 2\pi f(\tau) d\tau \quad (6)$$

[0219] 爲了容易描述離散 MDCT 與時間連續的正弦曲線之間的關係，以下假設正規化取樣率 $f_s = 1$ 。選擇掃描模板之瞬間頻率(IF) $f(\tau)$ ，以使得分別在長度爲 N 的每一 MDCT 時間區塊的時域頻疊消除(TDAC)對稱點 $t_0 = N/4 + 0.5$ 及 $t_1 = 3N/4 + 0.5$ 處，完全達到起始 IF 及目標 IF。在長度爲 $M = N/2$ 的時間間隔中，跨越頻率範圍 $\Delta f = f_1 - f_0$ 的自頻率 f_0 至 f_1 的線性掃描具有如下瞬間頻率(IF)

$$f(t_0 + t) = f_0 + \frac{\Delta f}{M} t \quad (7)$$

[0220] 從而得出瞬間相位

$$\varphi(t_0 + t) = \varphi(t_0) + f_0 t + \frac{\Delta f}{2M} t^2 \quad (8)$$

[0221] 藉由選擇 $f_0 = k \frac{\pi}{2M}$ 及 $(k+m) \frac{\pi}{2M}$ ，可產生具有雙倍解析度(與將被用於型樣合成的 MDCT 相比)的起始頻率及結束頻率的正弦曲線，其中頻率偏移 m 係以變換頻格索引來量測。奇數索引對應於「頻格上」頻率，且偶數索引給出「頻格間」頻率。後續框之間的相位進展可計算爲

$$\Delta\varphi = \varphi(t_1) - \varphi(t_0) = f_0 M + \frac{\Delta f}{2M} M^2 = k \frac{\pi}{2} + m \frac{\pi}{4} \quad (9)$$

[0222] 此意味著，爲了對型樣進行無縫的時間鏈接，應

取決於前面的型樣之起始頻率索引 k 及頻率偏移索引 m 來將每一修補之相位調整 $\frac{\pi}{4}$ 的整數倍。變數 m 亦可被視為掃描速率，其中例如 $m = 1$ 表示在一個時間區塊的持續時間內的半頻格掃描。

[0223]此外，可進行針對整數頻格頻譜偏移的補償。將此等原型正弦曲線或掃描之頻譜位置有益地選擇為位於頻譜的中間，以便最小化循環的折疊誤差。取決於原型正弦曲線之頻譜距離 d 及修補目標位置，藉由 $d\pi / 2$ 的後處理旋轉來調適該修補，從而總是獲得非相依於修補目標位置之預定義固定相位。換言之，後處理旋轉補償由頻譜偏移固有地造成之不需要的相位旋轉。

[0224]現在提供效率及準確度的考慮。首先考慮計算效率：

[0225]表 I 提供用來實現不同的後轉動之運算。為保持將要儲存之型樣的量相當小，且最重要的是，為能夠利用可藉由表 I 中列出的運算來獲得 π 的某些簡分數之旋轉的事實，應限制可能的頻率及掃描。

旋轉	運算	實行方案
0	1	複製「0」型樣
$\frac{\pi}{2}$	$\imath$	調換「0」型樣的 $\Re$ 部分及 $-\Im$ 部分
π	-1	對「0」型樣求反
$\frac{3\pi}{2}$	$-\imath$	調換「0」型樣的 $-\Re$ 部分及 $\Im$ 部
$\frac{\pi}{4} + \frac{n\pi}{2}$	dto.	對「 $\frac{\pi}{4}$ 」型樣進行以上運算

表 I

(用於簡單旋轉的運算)

[0226]以下考慮頻率解析度。同時需要此等限制，來允

許對參數化編碼之信號部分之感知上令人滿意的再現。因為此信號部分可包含音調型樣之任意時間序列，所以每一額外的自由度使將要儲存之型樣的數目倍增，或者使調適該等型樣之計算成本倍增。因此，選擇頻譜解析度以使得一般聽眾在預期目標頻譜範圍中不會感覺到失諧效果係很有道理的。

[0227] 受過訓練的聽眾及音樂人能夠感覺到低至 5 分的失諧，一般聽眾可接受大致為 10 分(半音的十分之一)的偏差。因此，正弦音調之頻譜替換應僅在某一截止頻率以上進行，該截止頻率對應於所允許的失諧之最壞情況的情形。例如，在 512 個頻帶的 MDCT 中，在 12.8 kHz 的取樣頻率下，每個頻帶的頻譜解析度為 12.5 Hz。針對音調型樣選擇半頻帶解析度，最大頻率偏差等於 3.125 Hz，其在大致為 540 Hz 的截止頻率以上等於或低於 10 分。

[0228] 現在考慮型樣大小。根據實施例，截斷將要儲存之型樣。型樣之實際大小取決於通常已由變換編碼器決定的窗口類型(例如，針對 AAC 的正弦或凱撒貝索導出(KBD)窗口)及所允許的信號雜訊比(SNR)。雖然儲存複數值型樣，但僅使用適當地旋轉後的型樣之實數部分。

[0229] 以下考慮音調型樣。首先描述固定音調型樣。

[0230] 出於上述原因，應將頻譜解析度選擇為 MDCT 之標稱解析度的兩倍。因此，需要儲存所有型樣之兩個版本，一個針對具有與頻格位置一致之頻率的正弦曲線(頻格上型樣)，且一個針對位於頻格位置之間的頻率(頻格間型

樣)。爲了最小可能的記憶體需求，可藉由僅儲存實際型樣之係數的一半來利用型樣對稱性。

[0231]根據方程式 9(設定 $m = 0$)，在此等固定音調型樣之任何時間序列中，包裹相位進展針對頻格上型樣等於 $\Delta\varphi = \pi / 2$ 或 $\Delta\varphi = -\pi / 2$ ，且針對頻格間型樣等於 $\Delta\varphi = 0$ 或 $\Delta\varphi = \pi$ 。此係由於 MDCT 之奇數頻率堆疊。

[0232]可藉由 $\varphi_0 + n \pi / 2$ 來計算絕對包裹相位，其中 n 針對頻格上型樣爲 $\in \{1, 3\}$ 的整數且針對頻格間型樣爲 $\in \{2, 4\}$ 的整數。對實際整數之選擇取決於頻格號碼之奇偶性(偶數/奇數)。 φ_0 表示任意相位偏移值。因此，若完全爲固定音調型樣，則需要藉由四個替代性旋轉進行的後處理來將該等型樣放到其在 MDCT 頻譜序列之 t/f 方格中的預期位置。對 $\varphi_0 + n \pi / 2 (n \in \mathbb{N})$ 的選擇使此等旋轉係簡易的。

[0233]現在考慮頻率掃描型樣。

[0234]由於頻譜解析度爲 MDCT 之標稱解析度的兩倍，所以亦需要儲存每一掃描型樣之兩個版本，一個針對具有與頻格位置一致之起始頻率的掃描，且一個針對位於頻格位置之間的起始頻率。此外，所允許的掃描係定義爲線性的，且涵蓋每個時間區塊的半個 MDCT 頻格、一整個 MDCT 頻格及 1.5 個 MDCT 頻格(各自在向下及向上方向版本中)，從而導致另外將要儲存 12 個型樣。爲了最小可能的記憶體需求，可僅儲存一個方向上的掃描型樣；可藉由該型樣之時間鏡射來導出相反的方向。根據方程式 9(設定 $m \in \{1, 3, 5 \dots\}$)，涉及半頻格掃描距離的型樣需要爲 φ_0

+ $n \pi / 4$ 的後處理旋轉。

[0235]以下考慮型樣之鏈接。出於此目的，參考圖 2。圖 2 例示出正弦型樣關於 MDCT 時間區塊之參數對準。若型樣係在時間序列中鏈接，則必須選擇位於圖 2 之點 n_0 的實際型樣之起始相位(使用上述旋轉)，且必須儲存位於點 n_1 的目標相位(終止相位)，以便與後續型樣無縫連續。

[0236]針對掃描型樣與固定型樣，可藉由為 $\varphi_0 + n \pi / 4$ 的後處理旋轉對涵蓋半頻格掃描距離的掃描進行後處理，因為掃描及固定部分可在時間序列中任意地鏈接。對 $\varphi_0 + n \pi / 4 (n \in \mathbb{N})$ 的選擇導致旋轉亦相當容易計算，此係由於型樣之實數部分與虛數部分的總和/差以及為 $\frac{\sqrt{2}}{2}$ 的後續調整。或者，所有型樣可另外儲存於預旋轉了 $\pi/4$ 的版本中，且可與為 $n \pi / 2 (n = 1, 2, 3)$ 的簡易後處理旋轉一起應用(參見表 1)。

[0237]圖 3 例示出示範性音調型樣修補過程，其中(a-b)例示出原型型樣的產生，其中(c)例示出型樣截斷，其中(d)例示出針對目標位置及相位的型樣調適，且其中(e-f)例示出型樣修補。

[0238]詳言之，在圖 3 的面板(a)至(f)中，描繪如上文關於 MDCT 特質所描述之整個過程，自型樣量測一直到型樣調適及修補。首先，藉由根據方程式 5 及 6 產生正弦曲線或掃描來建構型樣。接著，將所產生的信號變換至 ODFT 頻域(a)來獲得複合頻譜(b)。接下來，將複合型樣截斷為其預期長度(c)且將其儲存於表中。

[0239] 只要型樣係合成音調信號部分所需要的，就針對其目標相位對其進行調適(如上文關於型樣之鏈接所描述)，且另外對其由頻譜偏移引起的相位旋轉進行補償(如上文關於對整數頻格頻譜偏移之補償所描述)(d)。此外，藉由應用如上文所描述の後轉動來實行 CMDCT 中存在的相對於 ODFT 之時間偏移。在對將要被修補至頻譜中的所有型樣之貢獻求和之後可有效地進行該後轉動(e)。最後，在 MDCT 域中發生實際修補，其僅使用調適後的型樣之實數部分。IMDCT 得出所需時域信號，其頻譜描繪於面板(f)中。

[0240] 圖 4 例示出根據一實施例之正規化的頻譜音調型樣，尤其為頻格上的正弦曲線、頻格間的正弦曲線、頻格上的掃描、頻格間的掃描(自頂部面板至底部面板)。更特定而言，圖 4 示範性地描繪針對典型的低位元速率變換編碼解碼器情形選擇不同的音調型樣，該情形使用 512 個頻帶的 MDCT，具有正弦窗口，取樣頻率為 12.8 kHz，且音調型樣具有半頻格解析度。自頂部面板至底部面板，繪製若干正規化的頻譜 ODFT 音調型樣：頻格上的正弦曲線、頻格間的正弦曲線、頻格上的掃描及頻格間的掃描。如此等型樣之若干型樣必須儲存於表中。

[0241] 所有型樣類型係儲存於 4 個變體中：

- 頻格上及頻格間
- 起始相位 0 及起始相位 $\pi/4$ (如上文關於型樣鏈接所描述，經預旋轉)

[0242] 掃描型樣具有額外的 6 個變體：

- 半頻格掃描、全頻格掃描以及 1.5 個頻格的掃描
- 向上及向下的掃描方向

[0243] 將要儲存之型樣之總數為 4 乘以(1 個固定型樣 +6 個掃描型樣)且等於 28 個複合型樣。

[0244] 爲了最小可能的記憶體需求，可僅儲存一個方向上的掃描型樣；可藉由頻譜處理來導出相反的方向，該頻譜處理係與該型樣之時間鏡射對偶的。通常，此係藉由計算該型樣之複共軛(藉由將虛數部分乘以-1)以及應用複相位項(轉動)而在頻域中獲得，該複相位項取決於實際的域(ODFT、CMDCT 等)。

[0245] 藉由合成截斷的頻譜型樣所獲得的信號品質取決於通常已由變換編碼解碼器決定的窗口類型，且取決於型樣長度的實際選擇，型樣長度可針對編碼解碼器之總體感知品質及可利用的資源(記憶體、計算複雜性)來調適。

[0246] 圖 5 針對正弦窗口例示出隨型樣長度而變的截斷的音調型樣之信號雜訊比(SNR)。詳言之，圖 5 針對正弦窗口展示隨型樣長度而變的平均 SNR。在關於圖 3 所描述之情形中，將型樣截斷爲例如 19 個頻格得出大致爲 65 dB 之平均 SNR。若可接受更低的 SNR，例如在極低位元速率編碼解碼器中，則 5 個頻格之型樣長度可能就已經足夠了。

[0247] 圖 6a 描繪圖 2 之例示的變更，其中圖 6a 根據實施例針對重疊的區塊例示出在各時間點處的瞬間頻率。

[0248] 圖 6b 相對於圖 6a 所提供之圖根據實施例例示出

DCT 及 DCT IV 基底函數的相位進展。

[0249]圖 6c 例示出根據一實施例之功率譜 670、經替代的 MDCT 頻譜 675、經量化的 MDCT 頻譜 680 以及 MDCT 頻譜與型樣 685。

[0250]已在編碼器側上藉由量化經替代的 MDCT 頻譜 675 來產生經量化的 MDCT 頻譜 680。已基於如上文所描述來自編碼器之音訊信號輸入頻譜(未圖示)且基於功率譜 670 來產生經替代的 MDCT 頻譜 675。

[0251]將在解碼器側上藉由處理編碼音訊信號頻譜(未圖示)來獲得經量化的 MDCT 頻譜 680，從而獲得經量化的 MDCT 頻譜 680 來作為解碼音訊信號頻譜。

[0252]如圖 6c 中可以看出，分別用頻譜型樣 651、652、653、654、655 及 656 替換解碼音訊信號頻譜 680 中之偽係數 691、692、693、694、695 及 696。

[0253]對於與上文相同的低位元速率編碼解碼器情形，將新提議之音調型樣合成的計算複雜性與時域中之純振盪器組的計算複雜性相比較。假設在相當低的位元速率 13.2 kbps 下，在完全感知型編碼解碼器設置中對單聲道項目進行編碼時，最多 20 個正弦軌道在作用中。在編碼解碼器之 C 實行方案中量測計算工作量。量測所用的項目各自包含具有豐富泛音內容之至少一個主要的音調樂器(例如，律管、小提琴、大鍵琴、流行薩克斯風、銅管合奏)。平均而言，基於音調型樣之合成的計算複雜性僅為使用時域中之振盪器組之直接實行方案的 10%。

[0254] 上述實施例提供藉由產生參數化正弦曲線及正弦掃描來增強基於低位元速率 MDCT 之音訊編碼器的概念。應用所提供的概念，在解碼器中可使用藉由後處理相位旋轉來調適的音調型樣非常有效地產生此等信號。對於此等音調型樣之實際合成，可同時使用編碼器之 IMDCT 濾波器組。如上所述，對頻譜解析度之初始選擇決定感知上適當的音調產生之低截止頻率、儲存記憶體需求及所需型樣後處理之計算複雜性。在示範性低位元速率音訊編碼解碼器情形中，與時域振盪器組實行方案相比，已達成在 65 dB 的 SNR 下對計算複雜性之 90% 的減小。

[0255] 雖然一種解決方案將在全取樣率下使用時域中的振盪器組，但此解決方案將允許在後續參數之間的平滑內插。然而，此解決方案的計算量很大。

[0256] 低的計算複雜性使用 MDCT 音調填充(TF)頻譜型樣係有利的。其中，可在區塊取樣率下用 TF 型樣來修補頻譜。截斷的頻譜型樣可儲存於例如表中，例如，資料庫或記憶體之表。

[0257] 在實施例中，提供藉由選擇具有適當斜率之掃描型樣用 50% 重疊的合成窗口對具有振幅之正弦軌道及頻率的「內插」，其計算效率很高。

[0258] 實施例提供針對最小頻疊之時域型樣設計。相位及瞬間頻率(IF)在重疊的區塊具有相等權重的時間點處完全匹配。

[0259] 如在圖 6a 中可以看出，對稱點位於

$n_0: \frac{1}{4} * b_length + 0.5$; 以及

$n_1: \frac{3}{4} * b_length + 0.5$ 。

[0260] 為無縫地擬合正弦軌道，根據一實施例，型樣係選自整數頻格型樣(「頻格上位置」)、分數頻格型樣(「頻格間位置」)及如下線性掃描：半頻格掃描、全頻格掃描及 1.5 個頻格的掃描。

[0261] 藉由進行振幅調整，且關於相位，藉由進行隨型樣來源位置、目標位置、時間前導者相位而變的複數旋轉(轉動)，來針對在 MDCT t/f 方格中的預期位置對所選型樣進行調適。

[0262] 由於有限的頻率解析度，僅需要一組離散的預定義旋轉，該等旋轉尤其為：

$-N * \pi/2$ 的旋轉，其係經由置換實數部分及虛數部分以及正負號；以及

$-N * \pi/4$ 的旋轉，其係由預旋轉了 $\pi/4$ 的型樣來實行的。

[0263] 實行 MDCT 時間偏移需要在 ODFT 域中的型樣/修補。半頻格的解析度係由 $\pi/2$ 的相位細微度及兩個不同的型樣類型來實現。

[0264] ODFT/DCT-IV 頻率偏移係由整數頻格型樣進展相位來實現($+\pi/2$ 或 $-\pi/2$)，由分數頻格型樣進展相位來實現(0 或 π)，且取決於頻格號碼之奇偶性((偶數/奇數))。此係由圖 6b 例示出。

[0265] 在實施例中，所有型樣係儲存於 4 個變體中，其涵蓋以下可選項的組合：

- 整數頻格或分數頻格；

- $\varphi = 0$ 或 $\varphi = \pi/4$ (經預旋轉，其係處置半頻格掃描所需要的)

[0266]在實施例中，掃描型樣具有額外的 6 個變體，其涵蓋以下可選項的組合；

- 半頻格掃描、全頻格掃描及 1.5 個頻格的掃描；以及

- 向上或向下

[0267]此產生總共 $4 \times (1 \text{ 個固定型樣} + 6 \text{ 個掃描}) = 28$ 個複合型樣。實際修補係最終(經旋轉)型樣之實數部分。

[0268]所提供的概念可例如用於 USAC，尤其在變換編碼信號路徑中。

[0269]總結以上所述，由於顫音假影的發生，MDCT 對在低位元速率下編碼音調信號很關鍵。然而，傳統的心理聲學模型未考量此情形。因此，需要最少煩惱模型。參數化編碼工具在低位元速率下可能有所幫助。音調填充假影可能比顫音所帶來的煩惱要少。

[0270]音調填充針對其之有效實行可藉由修補經 t/f 調適之 MDCT 型樣來達成。藉由使用音調填充，獲得對音調音樂之低位元速率及低延遲編碼的適當品質。

[0271]以下提供關於一些另外的實施例之描述。

[0272]圖 10 例示出用以基於編碼音訊信號頻譜來產生音訊輸出信號之裝置。

[0273]裝置包含處理單元 110，其用以處理編碼音訊信號頻譜來獲得解碼音訊信號頻譜。該解碼音訊信號頻譜包

含多個頻譜係數，其中該等頻譜係數中之每一者具有在編碼音訊信號頻譜內的頻譜位置以及頻譜值，其中該等頻譜係數係根據其在編碼音訊信號頻譜內的頻譜位置來依序排序，以使得該等頻譜係數形成頻譜係數序列。

[0274]此外，裝置包含偽係數判定器 120，其用以使用旁側資訊(side info)來判定解碼音訊信號頻譜之一或多個偽係數，該等偽係數中之每一者具有頻譜位置及頻譜值。

[0275]此外，裝置包含頻譜修改單元 130，其用以將一或多個偽係數設定為預定義值，從而獲得修改後的音訊信號頻譜。

[0276]此外，裝置包含頻譜時間轉換單元 140，其用以將修改後的音訊信號頻譜轉換至時域來獲得時域轉換信號。

[0277]此外，裝置包含用以產生時域振盪器信號的可控振盪器 150，該可控振盪器可藉由一或多個偽係數中之至少一者的頻譜位置及頻譜值來控制。

[0278]此外，裝置包含混合器 160，其用以混合時域轉換信號與時域振盪器信號來獲得音訊輸出信號。

[0279]在一實施例中，混合器可經組配來藉由在時域中將時域轉換信號與時域振盪器信號相加來混合時域轉換信號與時域振盪器信號。

[0280]處理單元 110 可例如為任何種類之音訊解碼器，例如 MP3 音訊解碼器、用於 WMA 之音訊解碼器、用於 WAVE 檔案之音訊解碼器、AAC 音訊解碼器或 USAC 音

訊解碼器。

[0281]處理單元 110 可為例如如 [8] (ISO/IEC 14496-3:2005-資訊技術-音訊視覺物件編碼-第三部分：音訊，第四子部分)中所描述之音訊解碼器，或如[9] (ISO/IEC 14496-3:2005-資訊技術-音訊視覺物件編碼-第三部分：音訊，第四子部分)中所描述之音訊解碼器。例如，處理單元 430 可包含對量化值之重新調整(「反量化」)及/或時間雜訊整形工具，例如，如[8]中所描述，且/或處理單元 430 可包含感知雜訊替代工具，例如，如[8]中所描述。

[0282]根據一實施例，頻譜係數中之每一者可具有緊接的前導者及緊接的後繼者中之至少一者，其中該頻譜係數之緊接的前導者係在頻譜內緊接在該頻譜係數前面的該等頻譜係數中之一者，且其中該頻譜係數之緊接的後繼者係在頻譜內緊接在該頻譜係數後面的該等頻譜係數中之一者。

[0283]偽係數判定器 120 可經組配來藉由判定序列之至少一個頻譜係數來判定解碼音訊信號頻譜之一或多個偽係數，該至少一個頻譜係數具有不同於預定義值的頻譜值，該至少一個頻譜係數具有頻譜值等於預定義值之緊接的前導者，且該至少一個頻譜係數具有頻譜值等於預定義值之緊接的後繼者。在一實施例中，預定義值可為零且預定義值可為零。

[0284]換言之：偽係數判定器 120 針對解碼音訊信號頻譜之係數中之一些或全部來判定個別所考慮係數是否不同

於預定義值(較佳地：不同於 0)，前面的係數之頻譜值是否等於預定義值(較佳地：等於 0)，且後面的係數之頻譜值是否等於預定義值(較佳地：等於 0)。

[0285] 在一些實施例中，此判定係數係(始終係)偽係數。

[0286] 然而，在其他實施例中，此判定係數係(僅僅係)偽係數候選者，且可能為或可能不是偽係數。在該等實施例中，偽係數判定器 120 經組配來判定至少一個偽係數候選者，該至少一個偽係數候選者具有不同於預定義值的頻譜值，該至少一個偽係數候選者具有頻譜值等於預定義值之緊接的前導者，且該至少一個偽係數候選者具有頻譜值等於預定義值之緊接的後繼者。

[0287] 偽係數判定器 120 接著經組配來藉由判定旁側資訊是否指示該偽係數候選者為偽係數來判定該偽係數候選者是否為偽係數。

[0288] 例如，此旁側資訊可由偽係數判定器 120 在位元欄位中接收，其針對經量化的音訊信號頻譜中之每一者來指示該係數是否為極值係數中之一者(例如，藉由位元值 1)或該係數是否不是極值係數中之一者(例如，藉由位元值 0)，其中該頻譜係數具有頻譜值等於預定義值之緊接的前導者以及頻譜值等於預定義值之緊接的後繼者。

[0289] 例如，位元欄位[000111111]可指示：出現在(依序排序之)(經量化的)音訊信號頻譜中之前三個「獨立的」係數(其頻譜值不等於預定義值，但其前導者及其後繼者的

頻譜值等於預定義值)不是極值係數，但接下來六個「獨立的」係數係極值係數。此位元欄位描述在圖 9 之經量化的 MDCT 頻譜 635 中可見的情形，其中前三個「獨立的」係數 5、8、25 不是極值係數，但其中接下來六個「獨立的」係數 59、71、83、94、116、141 係極值係數。

[0290]頻譜修改單元 130 可經組配來自解碼音訊信號頻譜中刪除偽係數。事實上，頻譜修改單元將解碼音訊信號頻譜之偽係數的頻譜值設定為預定義值(較佳地，設定為 0)。此係合理的，因為(至少一個)偽係數將僅為控制(至少一個)可控振盪器 150 所需要的。因此，例如考慮圖 9 之經量化的 MDCT 頻譜 635。若將頻譜 635 視為解碼音訊信號頻譜，則頻譜修改單元 130 將設定極值係數 59、71、83、94、116 及 141 之頻譜值來獲得修改後的音訊信號頻譜且將保留該頻譜之其他係數未修改。

[0291]頻譜時間轉換單元 140 將修改後的音訊信號頻譜自頻譜域轉換至時域。例如，修改後的音訊信號頻譜可為 MDCT 頻譜，且頻譜時間轉換單元 140 可為修改型離散餘弦逆變換(IMDCT)濾波器組。在其他實施例中，頻譜可為 MDST 頻譜，且頻譜時間轉換單元 140 可為修改型離散正弦逆變換(IMDST)濾波器組。或者，在另外的實施例中，頻譜可為 DFT 頻譜，且頻譜時間轉換單元 140 可為離散傅立葉逆變換(IDFT)濾波器組。

[0292]可控振盪器 150 可經組配來產生具有振盪器信號頻率之時域振盪器信號，以使得時域振盪器信號之振盪

器信號頻率可取決於一或多個偽係數中之一者的頻譜位置。振盪器所產生的振盪器信號可為時域正弦信號。可控振盪器 150 可經組配來取決於一或多個偽係數中之一者的頻譜值來控制時域正弦信號之振幅。

[0293]根據一實施例，偽係數為帶正負號的值，每一值包含正負號分量。可控振盪器 150 可經組配來產生時域振盪器信號，以使得振盪器信號之振盪器信號頻率另外可取決於一或多個偽係數中之一者的正負號分量，以使得當正負號分量具有第一正負號值時，振盪器信號頻率可具有第一頻率值，且使得當正負號分量具有不同的第二值時，振盪器信號頻率可具有不同的第二頻率值。

[0294]例如，考慮圖 9 之 MDCT 頻譜 635 中位於頻譜位置 59 之偽係數。若頻率 8200 Hz 將被指派給頻譜位置 59，且若頻率 8400 Hz 將被指派給頻譜位置 60，則可控振盪器可例如經組配來在偽係數之頻譜值的正負號為正時將振盪器頻率設定為 8200 Hz，且可例如經組配來在偽係數之頻譜值的正負號為負時將振盪器頻率設定為 8300 Hz。

[0295]因此，偽係數之頻譜值的正負號可用來控制可控振盪器是將振盪器頻率設定為指派給自偽係數導出的頻譜位置(例如頻譜位置 59)之頻率(例如 8200 Hz)，還是設定為介於以下兩者之間的頻率(例如 8300Hz)：指派給自偽係數導出的頻譜位置(例如頻譜位置 59)之頻率(例如 8200 Hz)，以及指派給緊接在自偽係數導出的頻譜位置後面的頻譜位置(例如頻譜位置 60)之頻率(例如 8400 Hz)。

[0296]圖 11 例示出以上實例，其中裝置包含用以產生另外的時域振盪器信號之另外的可控振盪器 252、254、256，該等另外的可控振盪器係藉由一或多個偽係數中之另外的偽係數之頻譜值來控制。另外的可控振盪器 252、254、256 各自產生另外的時域振盪器信號中之一者。可控振盪器 252、254、256 中之每一者經組配來基於自偽係數中之一者導出的頻譜位置來操控振盪器信號頻率。且/或可控振盪器 252、254、256 中之每一者經組配來基於偽係數之頻譜值來操控振盪器信號之振幅。

[0297]另外的可控振盪器 252、254、256 各自產生另外的時域振盪器信號中之一者。可控振盪器 252、254、256 中之每一者經組配來基於自偽係數中之一者導出的頻譜位置來操控振盪器信號頻率。且/或可控振盪器 252、254、256 中之每一者經組配來基於偽係數之頻譜值來操控振盪器信號之振幅。

[0298]圖 10 及圖 11 之混合器經組配來混合由頻譜時間轉換單元 140 產生的時域轉換信號與由一或多個可控振盪器 150、252、254、256 產生的一或多個時域振盪器信號，從而獲得音訊輸出信號。混合器 160 可藉由時域轉換信號與一或多個時域振盪器信號的疊加來產生音訊輸出信號。

[0299]圖 12 例示出對原始正弦曲線(左)與藉由 MDCT/IMDCT 鏈處理之後的正弦曲線(右)進行比較之兩個圖。在藉由 MDCT/IMDCT 鏈處理之後，正弦曲線包含顫音假影。上文所提供的概念避免了藉由 MDCT/IMDCT 鏈處理

正弦曲線，取而代之，藉由偽係數來編碼正弦資訊且/或藉由可控振盪器來再現正弦曲線。

[0300]雖然已就裝置之情境描述一些態樣，但顯然此等態樣亦表示對對應的方法之描述，其中區塊或元件對應於方法步驟或方法步驟之特徵。類似地，就方法步驟之情境描述的態樣亦表示對對應的區塊或項目或者對應的裝置之特徵之描述。

[0301]發明性分解信號可儲存於數位儲存媒體上或可在傳輸媒體上傳輸，傳輸媒體諸如無線傳輸媒體或有線傳輸媒體(諸如網際網路)。

[0302]取決於某些實行方案需求，本發明之實施例可在硬體中或在軟體中實行。可使用數位儲存媒體，例如軟碟、DVD、CD、ROM、PROM、EPROM、EEPROM 或快閃記憶體，來執行實行方案，該數位儲存媒體上儲存有電子可讀控制信號，該等電子可讀控制信號與可規劃電腦系統合作(或能夠與可規劃電腦系統合作)以便執行個別方法。

[0303]根據本發明之一些實施例包含具有電子可讀控制信號的非暫時性資料載體，該等電子可讀控制信號能夠與可規劃電腦系統合作以便執行本文中所描述之方法中之一者。

[0304]通常可將本發明之實施例實行為電腦程式產品，其具有程式碼，當該電腦程式產品在電腦上運行時，該程式碼可操作來執行該等方法中之一者。該程式碼可例如儲存於機器可讀載體上。

[0305]其他實施例包含用以執行本文中所描述之方法中之一者的電腦程式，該電腦程式儲存於機器可讀載體上。

[0306]換言之，發明性方法之一實施例因此為電腦程式，其具有程式碼，當該電腦程式在電腦上運行時，其用以執行本文中所描述之方法中之一者。

[0307]發明性方法之另一實施例因此為資料載體(或數位儲存媒體，或電腦可讀媒體)，其包含記錄於其上的用以執行本文中所描述之方法中之一者的電腦程式。

[0308]發明性方法之另一實施例因此為資料串流或信號序列，其表示用以執行本文中所描述之方法中之一者的電腦程式。該資料串流或信號序列可例如經組配來經由資料通訊連接，例如經由網際網路，予以傳遞。

[0309]另一實施例包含經組配來或經調適來執行本文中所描述之方法中之一者的處理構件，例如電腦或可規劃邏輯元件。

[0310]另一實施例包含電腦，其上安裝有用以執行本文中所描述之方法中之一者的電腦程式。

[0311]在一些實施例中，可規劃邏輯元件(例如，場可規劃閘陣列)可用來執行本文中所描述之方法的功能性中之一些或全部。在一些實施例中，場可規劃閘陣列可與微處理器合作以便執行本文中所描述之方法中之一者。通常，較佳地藉由任何硬體裝置來執行該等方法。

[0312]上述實施例僅例示本發明之原理。應理解，本文中所描述之配置及細節的修改及變更對於其他熟習此項技

術者將顯而易見。因此，意欲僅受即將來臨的申請專利範圍之範疇的限制，且不受藉由本文中對實施例之描述及闡釋所呈現之特定細節的限制。

參考文獻

[1]Daudet, L.; Sandler, M.; 「 MDCT analysis of sinusoids: exact results and applications to coding artifacts reduction 」, *Speech and Audio Processing*, IEEE Transactions on, 第 12 卷, 第 3 期, 第 302-312 頁, 2004 年 5 月

[2]Purnhagen, H.; Meine, N.; 「 HILN-the MPEG-4 parametric audio coding tools 」, *Circuits and Systems*, 2000. *Proceedings. ISCAS 2000 Geneva. The 2000 IEEE International Symposium on*, 第 3 卷, no., 第 201-204 頁第 3 卷, 2000

[3]Oomen, Werner; Schuijers, Erik; den Brinker, Bert; Breebaart, Jeroen.; 「 Advances in Parametric Coding for High-Quality Audio 」, *Audio Engineering Society Convention* 114, preprint, Amsterdam/NL, 2003 年 3 月

[4]van Schijndel, N.H.; van de Par, S.; 「 Rate-distortion optimized hybrid sound coding 」, *Applications of Signal Processing to Audio and Acoustics*, 2005. IEEE Workshop on, vol., no., 第 235-238 頁, 2005 年 10 月 16-19 日

[5]Bessette, S.; Lefebvre, R.; Salami, R.; 「 Universal speech/audio coding using hybrid ACELP/TCX techniques 」, *Acoustics, Speech, and Signal Processing*, 2005. *Proceedings.*

(ICASSP '05). IEEE International Conference on, 第 3 卷, no.,
第 iii/301- iii/304 頁 Val. 3, 2005 年 3 月 18-23 日

[6]Ferreira, A.J.S. 「 Combined spectral envelope
normalization and subtraction of sinusoidal components in
the ODFT and MDCT frequency domains」, Applications of
Signal Processing to Audio and Acoustics, 2001 IEEE
Workshop on the, vol., no., 第 51-54 頁, 2001

[7]

<http://people.xiph.org/~xiphmont/demo/ghost/demo.html>

The corresponding archive.org-website is stored at:

<http://web.archive.org/web/20110121141149/http://people.xiph.org/~xiphmont/demo/ghost/demo.html>

[8] ISO/IEC 14496-3:2005(E) – Information
technology – Coding of audio-visual objects – 第 3 部分: 音
訊, 第 4 子部分

[9] ISO/IEC 14496-3:2009(E) – Information
technology – Coding of audio-visual objects – 第 3 部分: 音
訊, 第 4 子部分

[10] Anibal J. S. Ferreira. Perceptual coding using
sinusoidal modeling in the mdct domain. In *Audio
Engineering Society Convention 112*, 4 2002.

[11] Deepen Ferreira, Anibal J. S.; Sinha. Accurate
spectral replacement. In *Audio Engineering Society
Convention JJ 8*, 5 2005.

[12] Rade Kutil. Optimized sinusoid synthesis via inverse truncated fourier transform. *Trans. Audio. Speech and Lang. Proc.*, 17(2):221-230, 2009 年 2 月.

[13] Nikolaus Meine and Heiko Purnhagen. Fast sinusoid synthesis for mpeg-4 hln parametric audio decoding. *Proc. of the 5 th Int. Conference on Digital Audio Effects (DAFx-02), Hamburg, 德國, 9 月 26-28 日, 2002, 0(0), 2002.*

【符號說明】

110...處理單元	252...另外的可控振盪器
115...處理單元	254...另外的可控振盪器
120...偽係數判定器	256...另外的可控振盪器
125...偽係數判定器	410...極值判定器
130...頻譜修改單元	420...頻譜修改器
135...替換單元	430...處理單元
138...型樣調適單元	440...旁側資訊產生器
140...頻譜時間轉換單元	f_0 ...起始頻率
145...頻譜時間轉換單元	f_1 ...目標頻率
150...可控振盪器	n_0 ...點
155...儲存單元	n_1 ...點
160...混合器	t_0 ...第一時間點
165...信號產生器	t_1 ...第二時間點
175...信號變換單元	510...音訊信號輸入頻譜
185...後處理單元	511、521...橫坐標
195...儲存單元	512...縱坐標

513~515...虛線	/MDCT 頻譜/頻譜
520、620、670 ...功率譜	651~656...頻譜型樣
530...音訊信號頻譜/MDCT 頻譜	675...經替代的 MDCT 頻譜
630...經替代的 MDCT 頻譜/修改後的 MDCT 頻譜/修改後的(經替代的)MDCT 頻譜	680...解碼音訊信號頻譜/經量化的 MDCT 頻譜
635...經量化的 MDCT 頻譜	685...MDCT 頻譜與型樣
	5、8、25、55、59、71、83、94、112、116、124、136、141、691~696...係數

申請專利範圍

1. 一種用以產生音訊輸出信號之裝置，其基於一編碼音訊信號頻譜來產生該音訊輸出信號，該裝置包含：

一處理單元，其用以處理該編碼音訊信號頻譜來獲得一解碼音訊信號頻譜，該解碼音訊信號頻譜包含多個頻譜係數，其中該等頻譜係數中之每一者具有在該編碼音訊信號頻譜內的一頻譜位置以及一頻譜值，其中該等頻譜係數係根據其在該編碼音訊信號頻譜內的頻譜位置來依序排序，以使得該等頻譜係數形成一頻譜係數序列，

一偽係數判定器，其用以判定該解碼音訊信號頻譜之一或多個偽係數，其中該等偽係數中之每一者係該等頻譜係數中之一者，

一替換單元，其用以用一判定的頻譜型樣替換至少一或多個偽係數來獲得一修改後的音訊信號頻譜，其中該判定的頻譜型樣包含至少兩個型樣係數，其中該等至少兩個型樣係數中之每一者具有一頻譜值，以及

一頻譜時間轉換單元，其用以將該修改後的音訊信號頻譜轉換至一時域來獲得該音訊輸出信號。

2. 如請求項 1 之裝置，

其中該裝置另外包含一儲存單元，其包含一資料庫或一記憶體，該資料庫內或該記憶體內儲存有多個所儲存頻譜型樣，其中該等所儲存頻譜型樣中之每一者具有

一頻譜性質，

其中該替換單元組配來向該儲存單元請求該等所儲存頻譜型樣中之一者來作為一所請求頻譜型樣，

其中該儲存單元組配來提供該所請求頻譜型樣，以及

其中該替換單元組配來基於該所請求頻譜型樣用該判定的頻譜型樣替換該至少一或多個偽係數。

3. 如請求項 2 之裝置，其中該替換單元組配來取決於一第一導出頻譜位置來向該儲存單元請求該等所儲存頻譜型樣中之該一者，該第一導出頻譜位置係自該偽係數判定器所判定的該一或多個偽係數中之至少一者導出。

4. 如請求項 3 之裝置，

其中該一或多個偽係數係帶正負號的值，每一值包含一正負號成分，以及

其中該替換單元組配來基於該一或多個偽係數中之一個偽係數之該頻譜位置且基於該偽係數之該正負號成分來判定該第一導出頻譜位置，以使得當該正負號成分具有一第一正負號值時，該第一導出頻譜位置等於該偽係數之該頻譜位置，且使得該第一導出頻譜位置等於一修改後的位置，該修改後的位置係於該正負號成分具有一不同的第二值時，藉由使該偽係數之該頻譜位置偏移一預定義值而產生。

5. 如請求項 3 或 4 之裝置，

其中儲存於該儲存單元之該資料庫或該記憶體內

的該等多個所儲存頻譜型樣係固定音調型樣或頻率掃描型樣，

其中該偽係數判定器組配來判定該解碼音訊信號頻譜之兩個或兩個以上時間上連續的偽係數，

5 其中該替換單元組配來取決於自該第一偽係數導出之該第一導出頻譜位置與自該第二偽係數導出之一第二導出頻譜位置之間的一絕對差值是否小於一臨界值，而將該等兩個或兩個以上時間上連續的偽係數中之一第一偽係數及一第二偽係數指派給一軌道，以及

10 其中該替換單元組配來當自該軌道之該第一偽係數導出之該第一導出頻譜位置等於自該軌道之該第二偽係數導出之該第二導出頻譜位置時，向該儲存單元請求該等固定音調型樣中之一者，且其中該替換單元組配來當自該軌道之該第一偽係數導出之該第一導出頻譜
15 位置不同於自該軌道之該第二偽係數導出之該第二導出頻譜位置時，向該儲存單元請求該等頻率掃描型樣中之一者。

6. 如請求項 5 之裝置，

20 其中該替換單元組配來當自該軌道之該第二偽係數導出之該第二導出頻譜位置與自該軌道之該第一偽係數導出之該第一導出頻譜位置之間的一頻率差值等於一預定義值的一半時，向該儲存單元請求該等頻率掃描型樣中之一第一頻率掃描型樣，

其中該替換單元組配來當自該軌道之該第二偽係

數導出之該第二導出頻譜位置與自該軌道之該第一偽
係數導出之該第一導出頻譜位置之間的該頻率差值等
於該預定義值時，向該儲存單元請求該等頻率掃描型樣
中之一第二頻率掃描型樣，該第二頻率掃描型樣不同於
5 該第一頻率掃描型樣，以及

其中該替換單元組配來當自該軌道之該第二偽係
數導出之該第二導出頻譜位置與自該軌道之該第一偽
係數導出之該第一導出頻譜位置之間的該頻率差值等
於該預定義值的 1.5 倍時，向該儲存單元請求該等頻率
10 掃描型樣中之一第三頻率掃描型樣，該第三頻率掃描型
樣不同於該第一頻率掃描型樣及該第二頻率掃描型樣。

7. 如請求項 2 至 4 中任一項之裝置，其中該替換單元包含
一型樣調適單元，該型樣調適單元組配來修改由該儲存
單元提供之該所請求頻譜型樣，從而獲得該判定的頻譜
15 型樣。

8. 如請求項 7 之裝置，其中該型樣調適單元組配來藉由取
決於該一或多個偽係數中之一者的該頻譜值重新調整
該所請求頻譜型樣之該等型樣係數的該等頻譜值來修
改由該儲存單元提供之該所請求頻譜型樣。

9. 如請求項 7 之裝置，其中該型樣調適單元組配來取決於
一起始相位來修改由該儲存單元提供之該所請求頻譜
型樣，以使得當該起始相位具有一第一起始相位值時，
以一第一方式修改該所請求頻譜型樣之該等型樣係數
中之每一者的該頻譜值，且使得當該起始相位具有一不
20

同的第二起始相位值時，以一不同的第二方式修改該所請求頻譜型樣之該等型樣係數中之每一者的該頻譜值。

10. 如請求項 7 之裝置，

其中該所請求頻譜型樣之該等型樣係數中之每一者的該頻譜值為一包含一實數部分及一虛數部分的複數係數，以及

其中該型樣調適單元組配來藉由以下操作來修改該所請求頻譜型樣：藉由應用一複數旋轉因數 $e^{j\varphi}$ 來修改由該儲存單元提供的該所請求頻譜型樣之該等型樣係數中之每一者的該實數部分及該虛數部分，其中 φ 為一角度值。

11. 如請求項 7 之裝置，

其中該所請求頻譜型樣之該等型樣係數中之每一者的該頻譜值為一包含一實數部分及一虛數部分的複數係數，以及

該型樣調適單元組配來藉由以下操作來修改由該儲存單元提供的該所請求頻譜型樣：對該所請求頻譜型樣之該等型樣係數中之每一者的該頻譜值之該實數部分及該虛數部分求反，或調換該所請求頻譜型樣之該等型樣係數中之每一者的該頻譜值之該實數部分或一反的實數部分與該虛數部分或一反的虛數部分。

12. 如請求項 7 之裝置，其中該型樣調適單元(138)組配來藉由以下操作來修改由該儲存單元提供的該所請求頻譜型樣：藉由計算該型樣之複共軛以及應用一複相位項來

實現該型樣之一時間鏡射。

13. 如請求項 7 之裝置，

其中該解碼音訊信號頻譜係在一 MDCT 域中表示，

其中該型樣調適單元組配來藉由修改該所請求頻
5 譜型樣之該等型樣係數的該等頻譜值來修改由該儲存
單元提供的該所請求頻譜型樣，從而獲得一修改後的頻
譜型樣，其中該等頻譜值係在一奇數堆疊式離散傅立葉
變換域中表示，

其中該型樣調適單元組配來將該修改後的頻譜型
10 樣之該等型樣係數的該等頻譜值自該奇數堆疊式離散
傅立葉變換域變換至該 MDCT 域，從而獲得該判定的
頻譜型樣，以及

該替換單元組配來用在該 MDCT 域中表示之該判
定的頻譜型樣替換該至少一或多個偽係數，從而獲得在
15 該 MDCT 域中表示之該修改後的音訊信號頻譜。

◆ 14. 一種用以產生多個頻譜型樣之裝置，其包含：

一信號產生器，其用以在一第一域中產生多個信
號，

一信號變換單元，其用以將該等多個信號中之每一
20 信號自該第一域變換至一第二域，從而獲得多個頻譜型
樣，該等多個變換後的頻譜型樣中之每一型樣包含多個
係數，

一後處理單元，其用以藉由移除該等變換後的頻譜
型樣的該等係數中之一或多者來截斷該等變換後的頻

譜型樣，從而獲得多個已處理的型樣，以及

一儲存單元，其包含一資料庫或一記憶體，其中該儲存單元組配來將該等多個已處理的型樣中之每一已處理的型樣儲存於該資料庫或該記憶體中，

5 其中該信號產生器組配來基於以下公式產生該等多個信號中之每一信號：

$$x(t) = \cos(2\pi\varphi(t))$$

以及

$$\varphi(t) = \varphi(0) + \int_0^t 2\pi f(\tau) d\tau ,$$

10 其中 t 及 τ 表示時間，

其中 $\varphi(t)$ 係在 t 處的一瞬間相位，以及

其中 $f(\tau)$ 係在 τ 處的一瞬間頻率，

其中該等多個信號中之每一信號具有一起始頻率 (f_0) 及一目標頻率 (f_1)，其中該起始頻率 (f_0) 為該信號在一
15 第一時間點處的一瞬間頻率，該目標頻率 (f_1) 為該信號在一不同的第二時間點處的一瞬間頻率，

其中該信號產生器組配來產生該等多個信號中之一第一信號，以使得該第一信號之該目標頻率等於該起始頻率，以及

20 其中該信號產生器組配來產生該等多個信號中之一不同的第二信號，以使得該第一信號之該目標頻率不同於該起始頻率。

15. 如請求項 14 之裝置，

其中該信號變換單元組配來將該等多個信號中之

每一信號自該第一域變換至一第二域，其中該第一域爲一時域，該第二域爲一頻譜域，

其中該信號變換單元組配來產生用以變換該信號的多個時間區塊中之一第一時間區塊，

5 其中該等多個時間區塊中之每一時間區塊包含多個加權樣本，其中該等加權樣本中之每一者係該信號之一由多個權重中之一權重來加權的信號樣本，其中該等多個權重被指派給該時間區塊，且其中該等多個權重中之每一權重被指派給一時間點，

10 其中該等多個信號中之每一信號之該起始頻率(f_0)爲該信號在該第一時間點處的一瞬間頻率，其中該等時間區塊中之該第一時間區塊的該等權重中之一第一權重被指派給該第一時間點，其中該等時間區塊中之一不同的第二時間區塊的該等權重中之一第二權重被指派給該第一時間點，其中該等時間區塊中之該第一時間區
15 塊與該等時間區塊中之該第二時間區塊重疊，且其中該等權重中之該第一權重等於該等權重中之該第二權重，以及

20 該等多個信號中之每一信號之該目標頻率(f_1)爲該信號在該第二時間點處的一瞬間頻率，其中該等時間區塊中之該第一時間區塊的該等權重中之一第三權重被指派給該第二時間點，其中該等時間區塊中之一不同的第三時間區塊的該等權重中之一第四權重被指派給該第二時間點，其中該等時間區塊中之該第一時間區塊與

該等時間區塊中之該第三時間區塊重疊，且其中該等權重中之該第三權重等於該等權重中之該第四權重。

16. 如請求項 14 或 15 之裝置，

其中該等多個信號中之每一信號具有一起始相位 (φ_0)，該起始相位 (φ_0) 為該信號在一第一時間點處的一相位，

其中該信號產生器組配來產生該等多個信號，以使得該等多個信號中之一第一信號的該起始相位 (φ_0) 等於該等多個信號中之一不同的第二信號的該起始相位 (φ_0)。

17. 如請求項 14 或 15 之裝置，其中該後處理單元另外組配來對該等變換後的頻譜型樣中之每一者的該等頻譜係數進行一任意相位角的一旋轉，從而獲得多個任意旋轉後的頻譜型樣。

18. 如請求項 14 或 15 之裝置，其中該後處理單元另外組配來對該等變換後的頻譜型樣中之每一者的該等頻譜係數進行 $\pi/4$ 的一旋轉，從而獲得多個旋轉後的頻譜型樣。

19. 如請求項 14 或 15 之裝置，其中該信號產生器組配來產生該第一信號、該第二信號及一或多個另外的信號，來作為該等多個信號，以使得該等另外的信號中之每一者之該目標頻率與該起始頻率的每一差值為該第二信號之該目標頻率與該起始頻率的一差值之整數倍。

20. 一種用以產生音訊輸出信號之方法，其基於一編碼音訊信號頻譜來產生該音訊輸出信號，該方法包含：

處理該編碼音訊信號頻譜來獲得一解碼音訊信號頻譜，該解碼音訊信號頻譜包含多個頻譜係數，其中該等頻譜係數中之每一者具有在該編碼音訊信號頻譜內的一頻譜位置以及一頻譜值，其中該等頻譜係數係根據其在該編碼音訊信號頻譜內的頻譜位置來依序排序，以使得該等頻譜係數形成一頻譜係數序列，

判定該解碼音訊信號頻譜之一或多個偽係數，該等偽係數中之每一者係該等頻譜係數中之一者，

用一判定的頻譜型樣替換至少一或多個偽係數來獲得一修改後的音訊信號頻譜，其中該判定的頻譜型樣包含至少兩個型樣係數，其中該等至少兩個型樣係數中之每一者具有一頻譜值，以及

將該修改後的音訊信號頻譜轉換至一時域來獲得該音訊輸出信號。

21. 一種用以產生多個頻譜型樣之方法，其包含：

在一第一域中產生多個信號，

將該等多個信號中之每一信號自該第一域變換至一第二域，從而獲得多個頻譜型樣，該等多個變換後的頻譜型樣中之每一型樣包含多個係數，

藉由移除該等變換後的頻譜型樣的該等係數中之一或多者來截斷該等變換後的頻譜型樣，從而獲得多個已處理的型樣，以及

將該等多個已處理的型樣中之每一已處理的型樣儲存於一資料庫或一記憶體中，

其中產生該等多個信號中之每一信號係基於以下公式來進行：

$$x(t) = \cos(2\pi\varphi(t))$$

以及

$$\varphi(t) = \varphi(0) + \int_0^t 2\pi f(\tau) d\tau ,$$

其中 t 及 τ 表示時間，

其中 $\varphi(t)$ 係在 t 處的一瞬間相位，以及

其中 $f(\tau)$ 係在 τ 處的一瞬間頻率，

其中該等多個信號中之每一信號具有一起始頻率 (f_0) 及一目標頻率 (f_1)，其中該起始頻率 (f_0) 為該信號在第一時間點處的一瞬間頻率，該目標頻率 (f_1) 為該信號在一不同的第二時間點處的一瞬間頻率，

其中產生該等多個信號係藉由以下操作來進行：產生該等多個信號中之一第一信號，以使得該第一信號之該目標頻率 (f_1) 等於該起始頻率 (f_0)，以及

其中產生該等多個信號係藉由以下操作來進行：產生該等多個信號中之一不同的第二信號，以使得該第一信號之該目標頻率 (f_1) 不同於該起始頻率 (f_0)。

22. 一種電腦程式，其用以在一電腦或信號處理器上執行時實行如請求項 20 或 21 之方法。

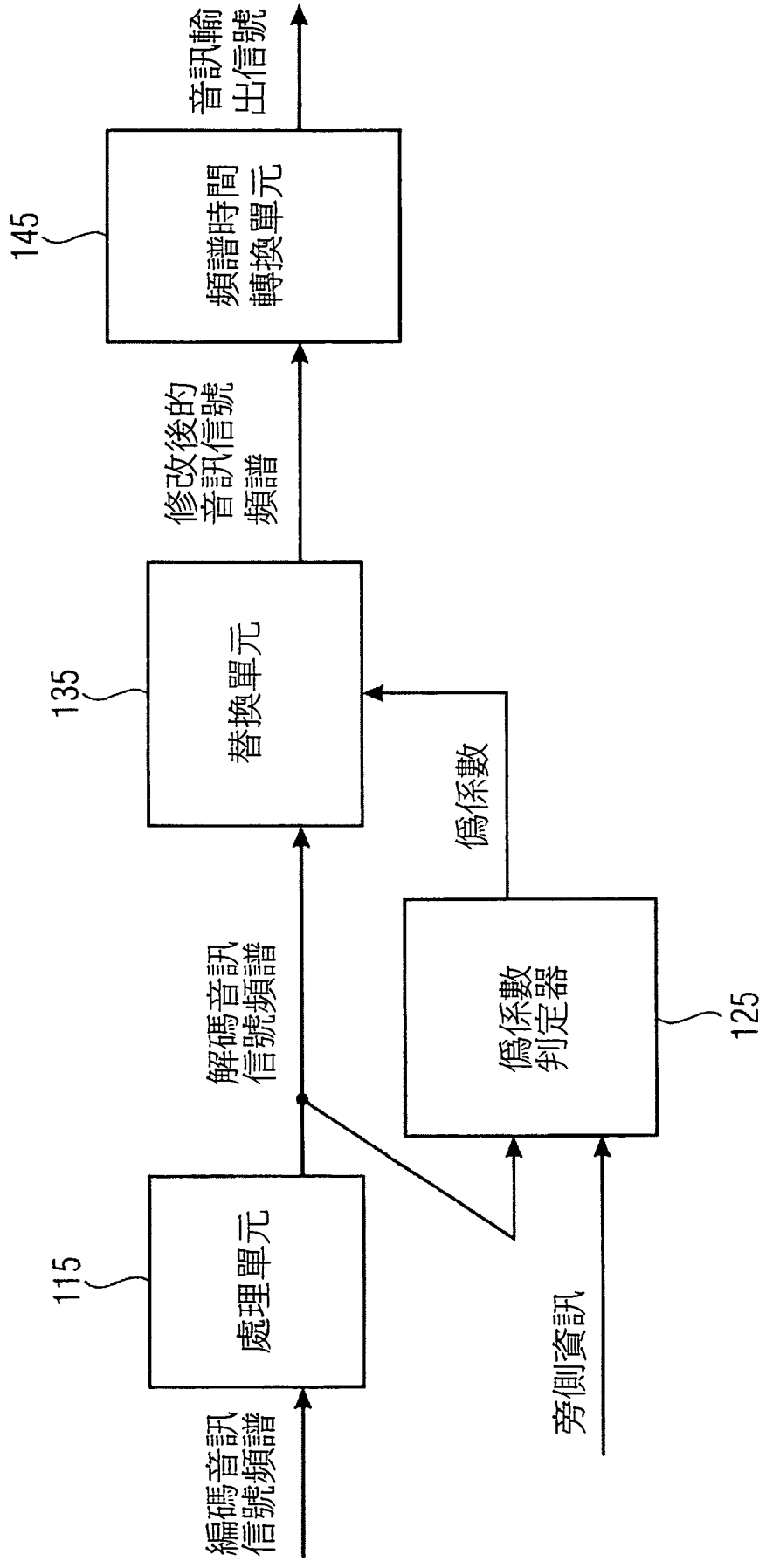


圖 1a

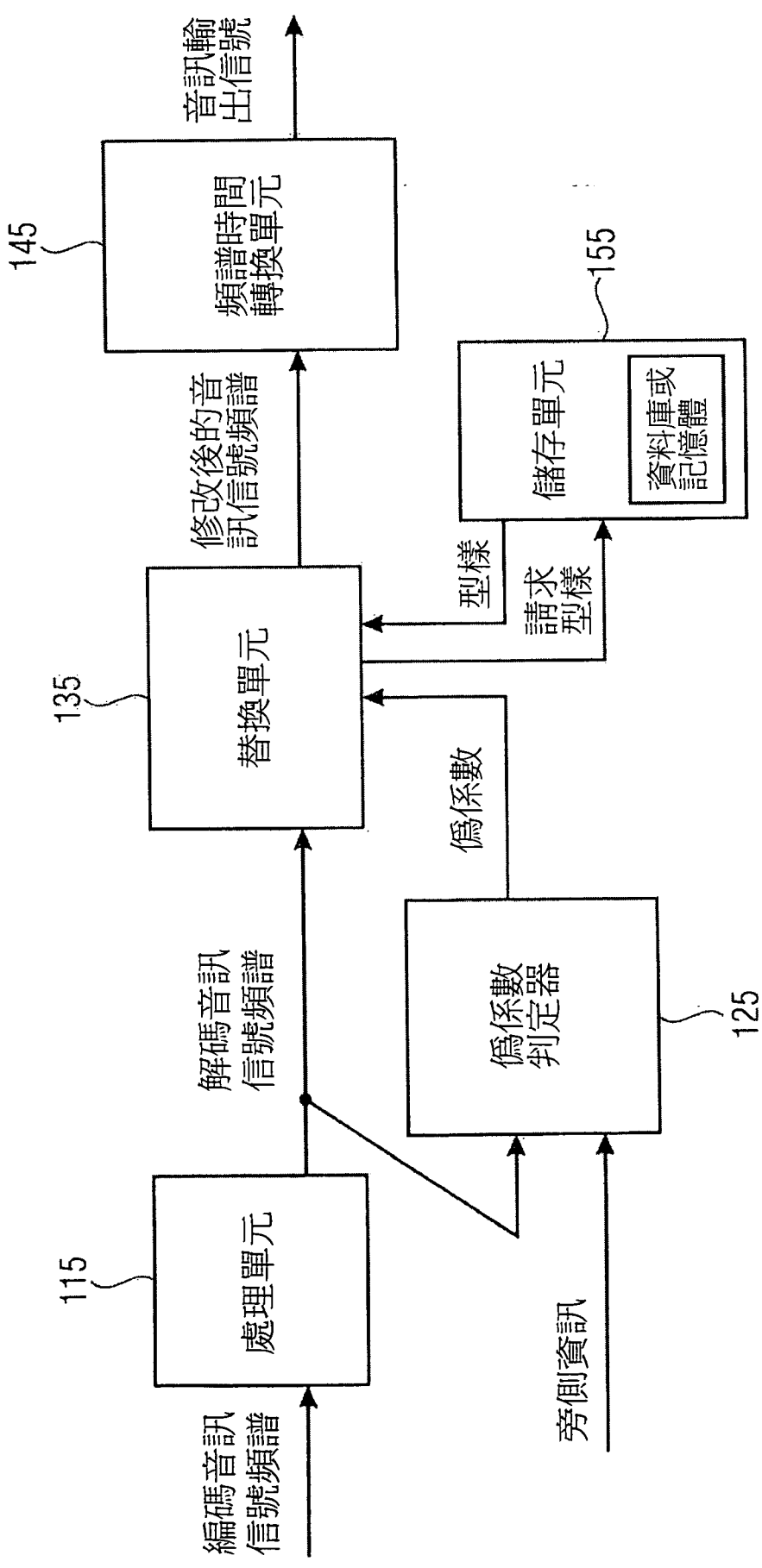


圖 1b

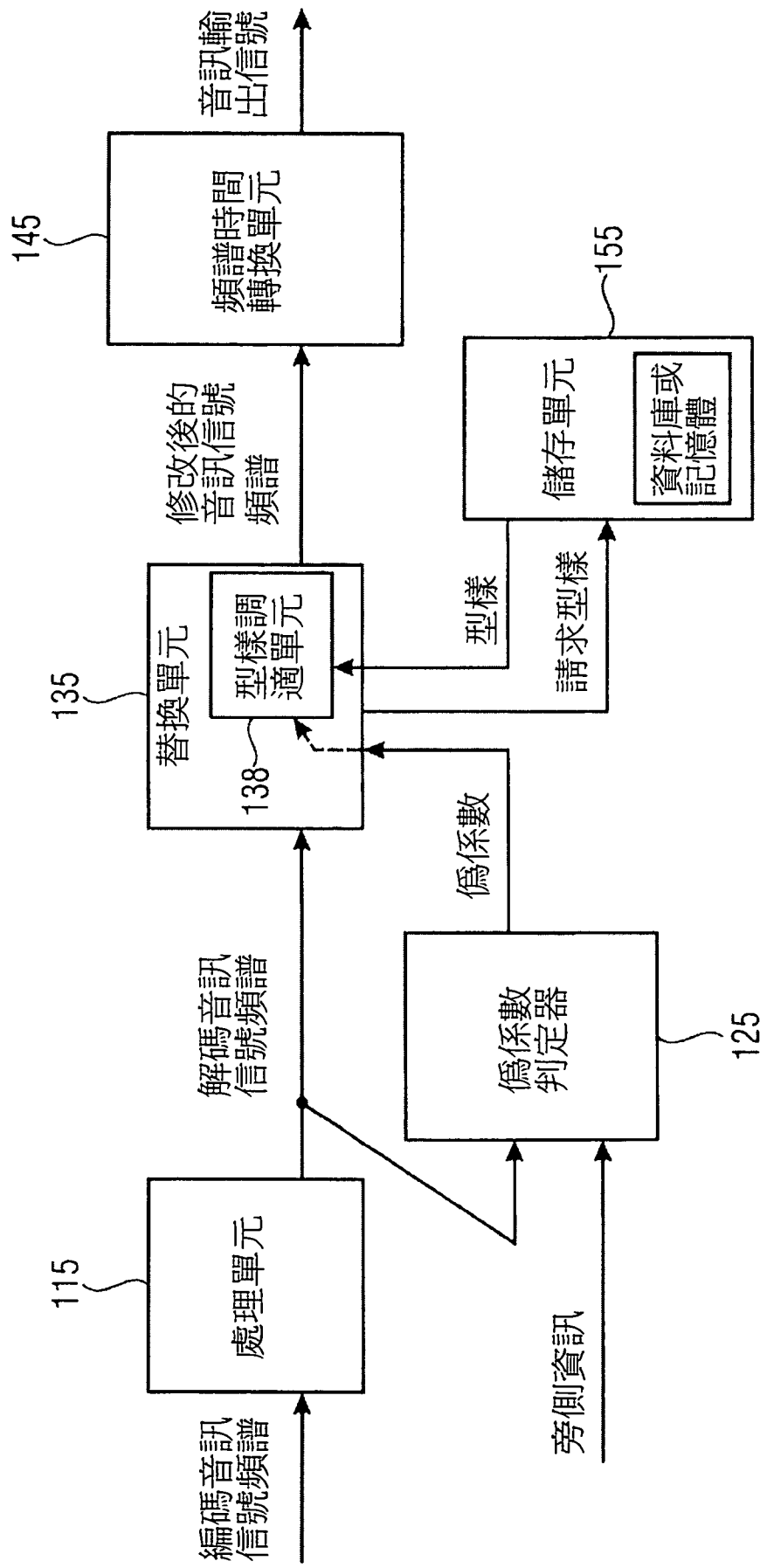


圖 1c

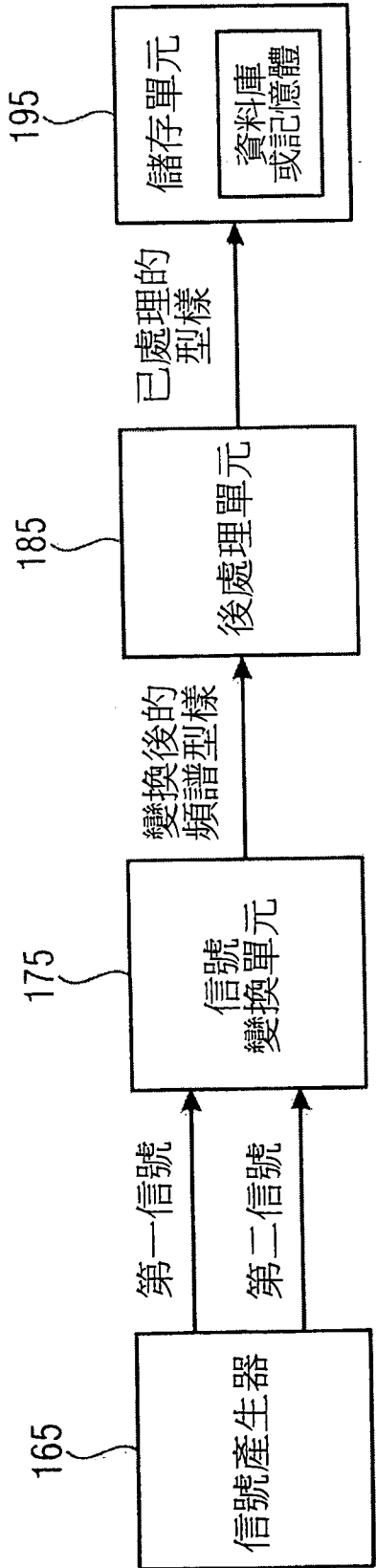


圖 1d

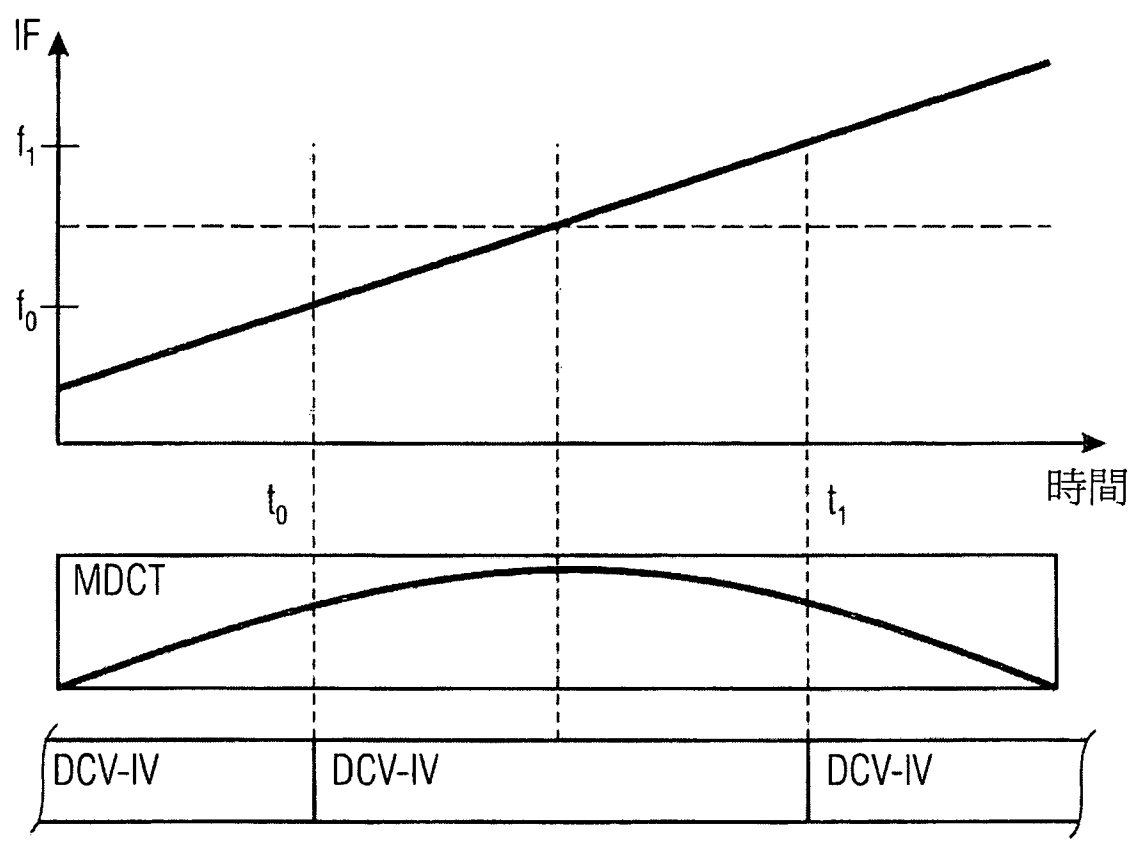


圖 2

6/17

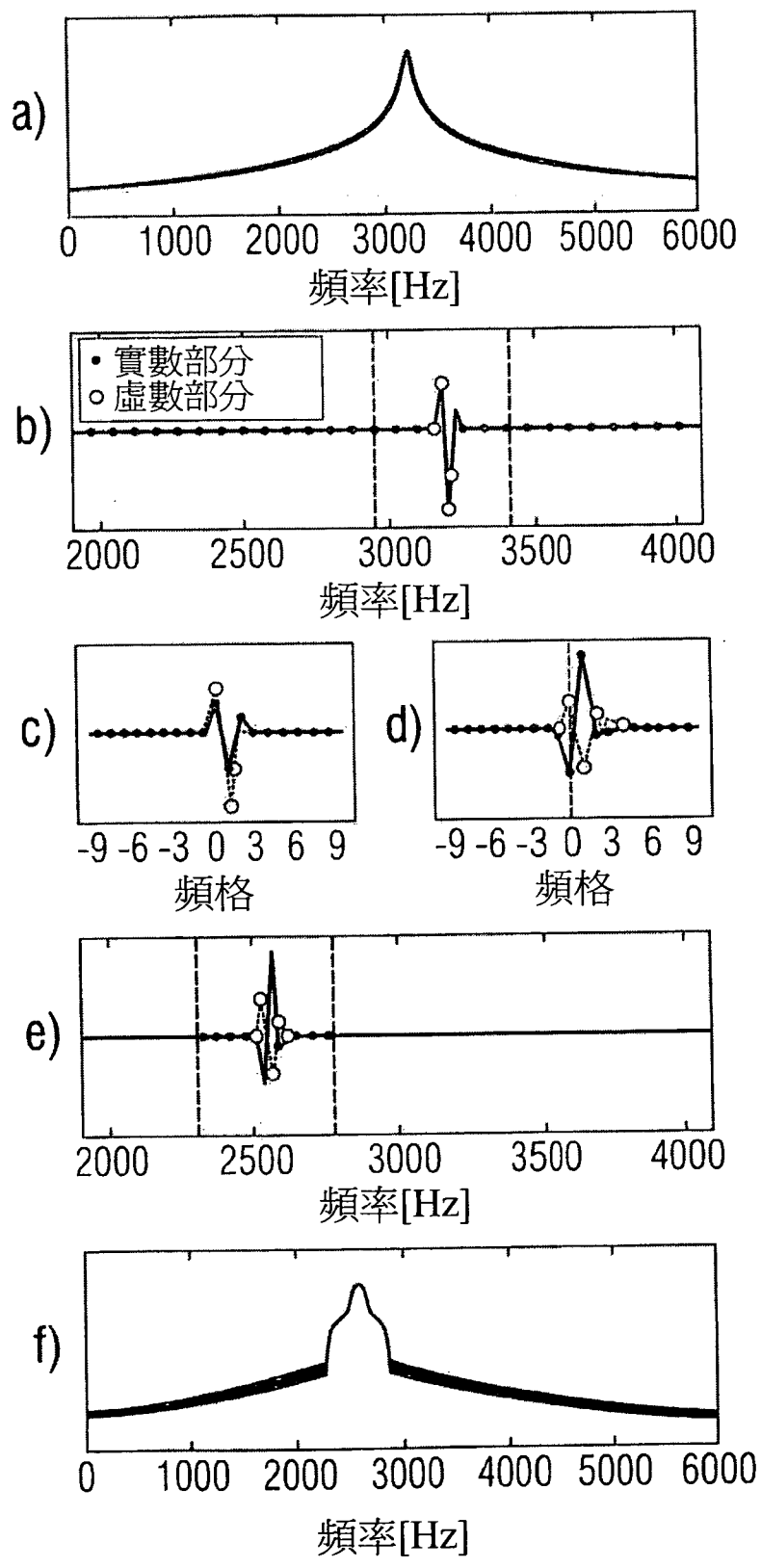
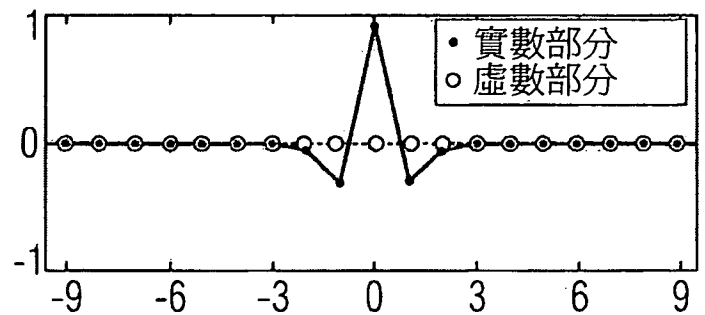
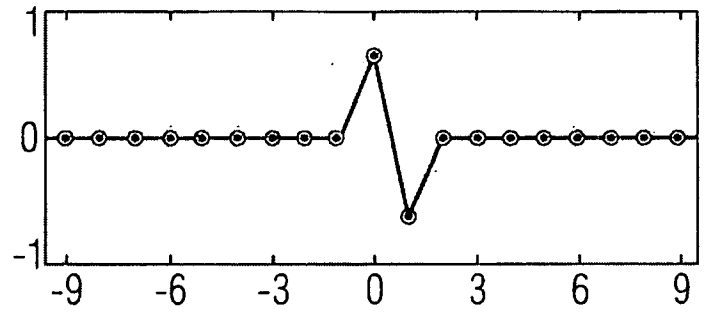


圖 3

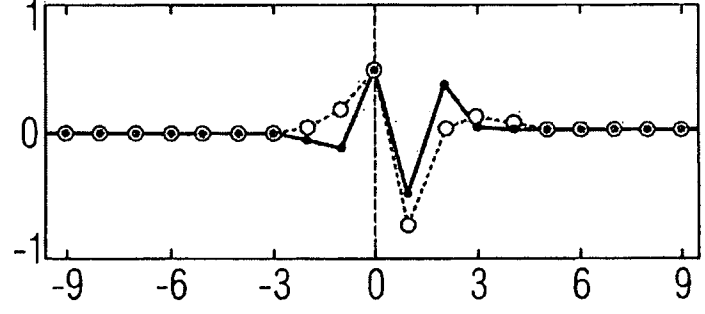
恆定的正弦頻格上起始頻率



恆定的正弦頻格間起始頻率



1.5個頻格的掃描頻格上起始頻率



1.5個頻格的掃描頻格間起始頻率

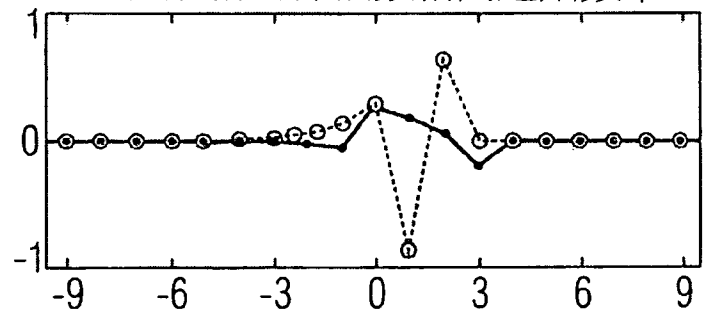


圖 4

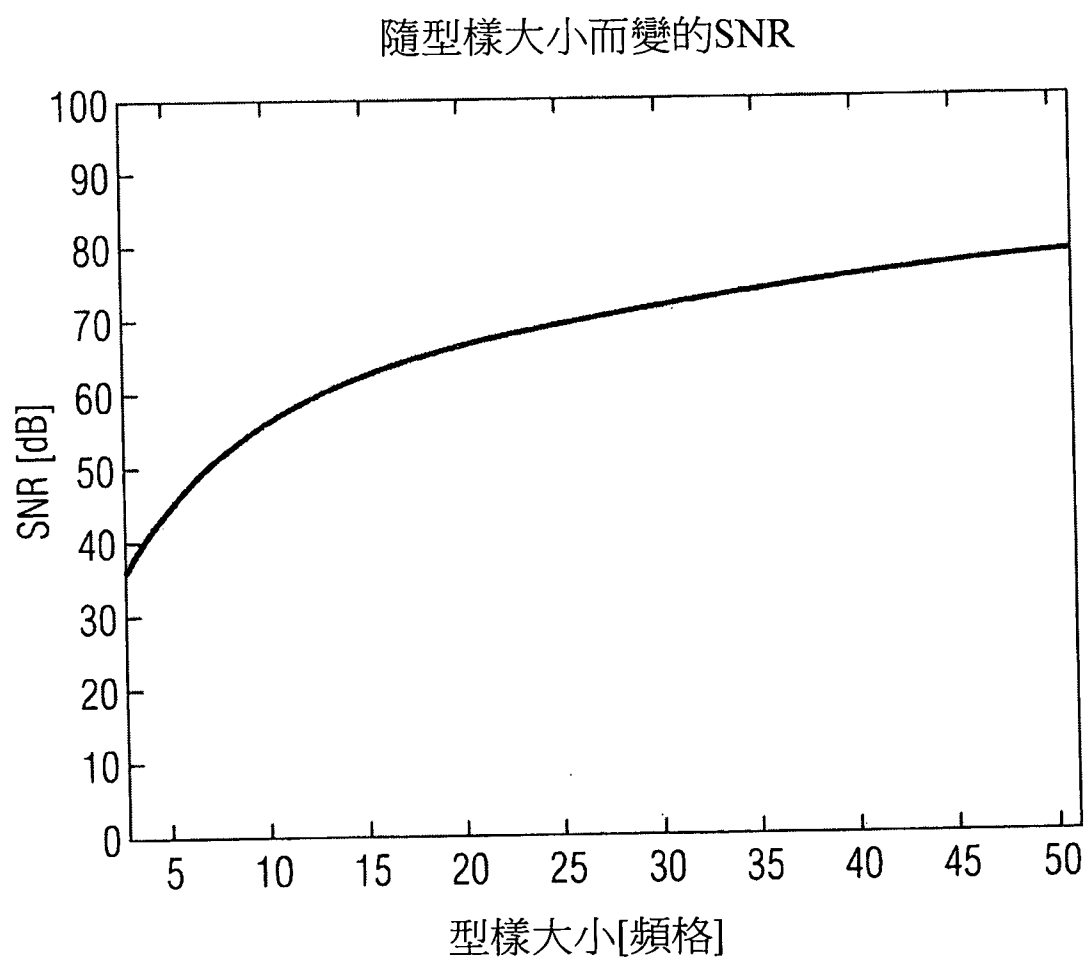


圖 5

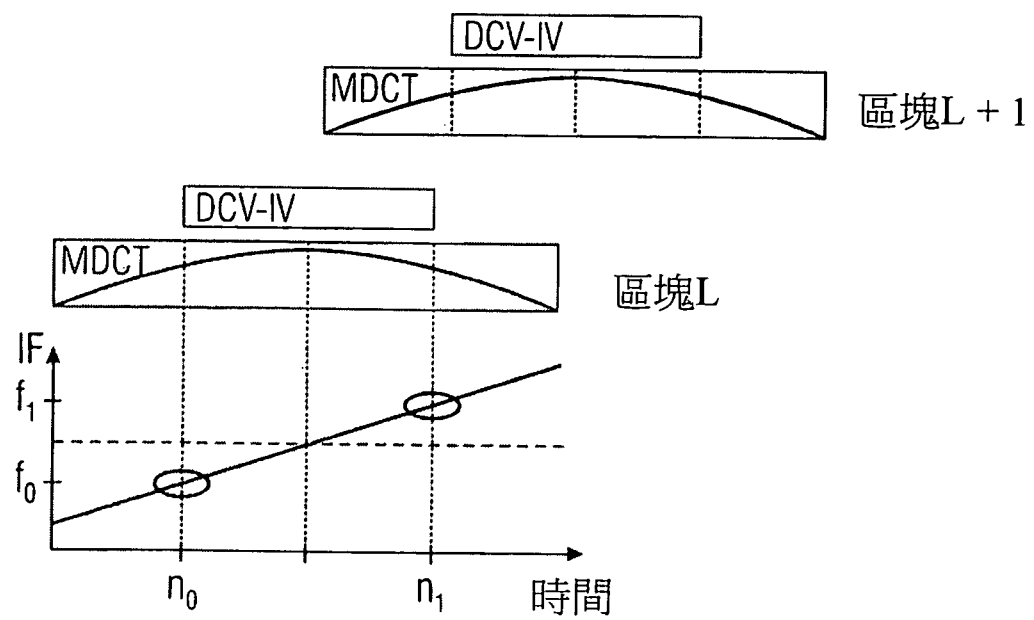


圖 6a

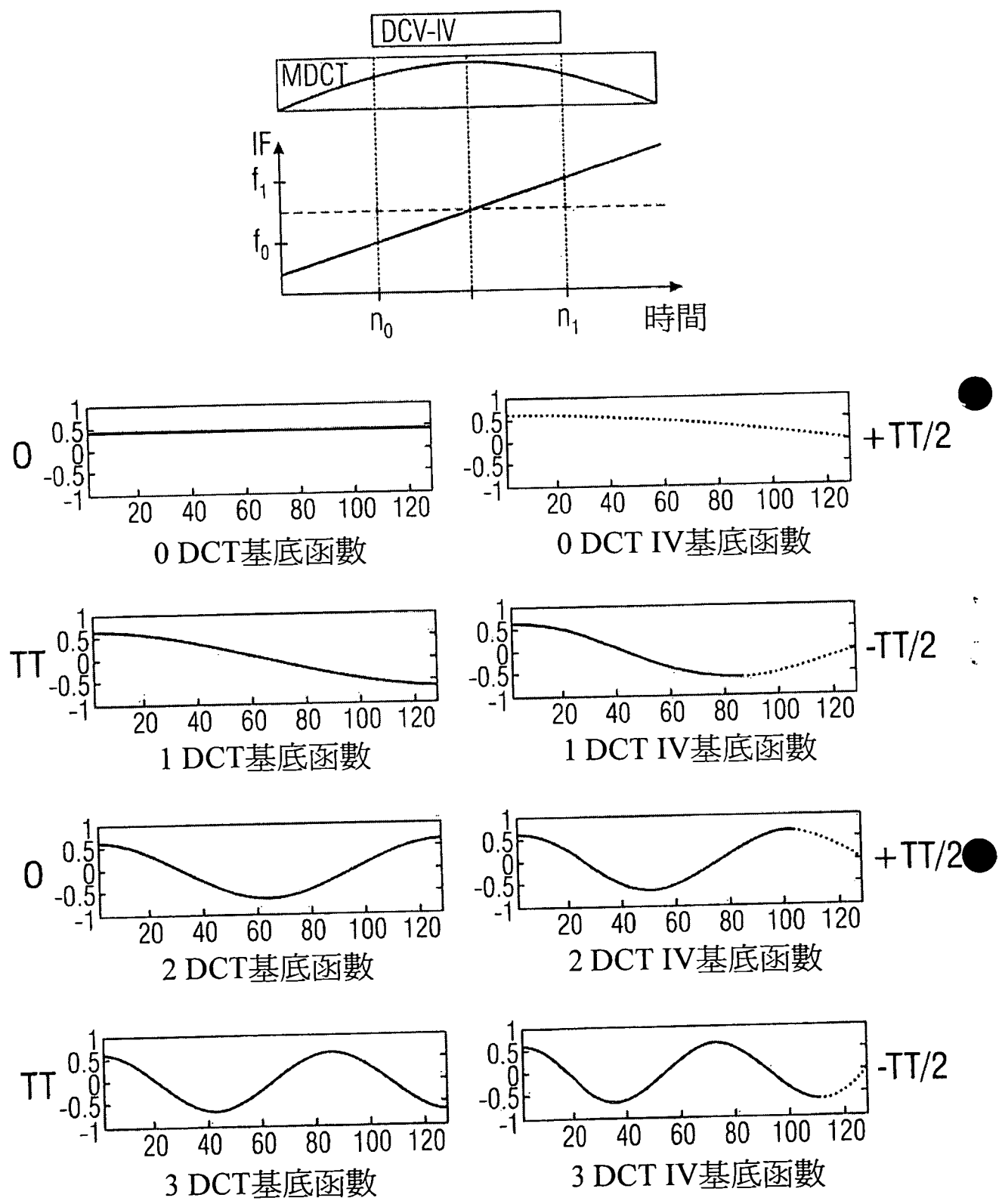


圖 6b

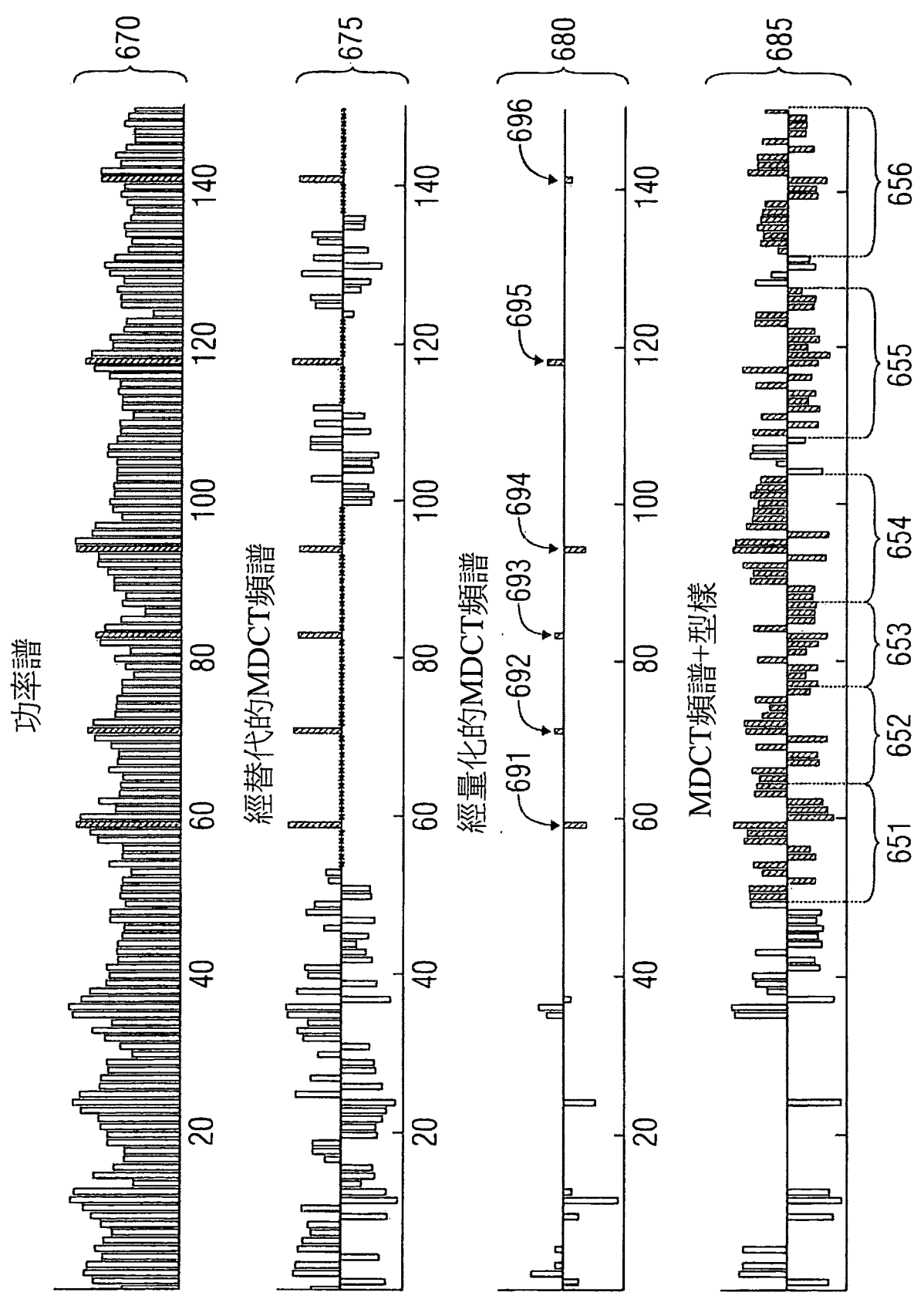


圖 6c

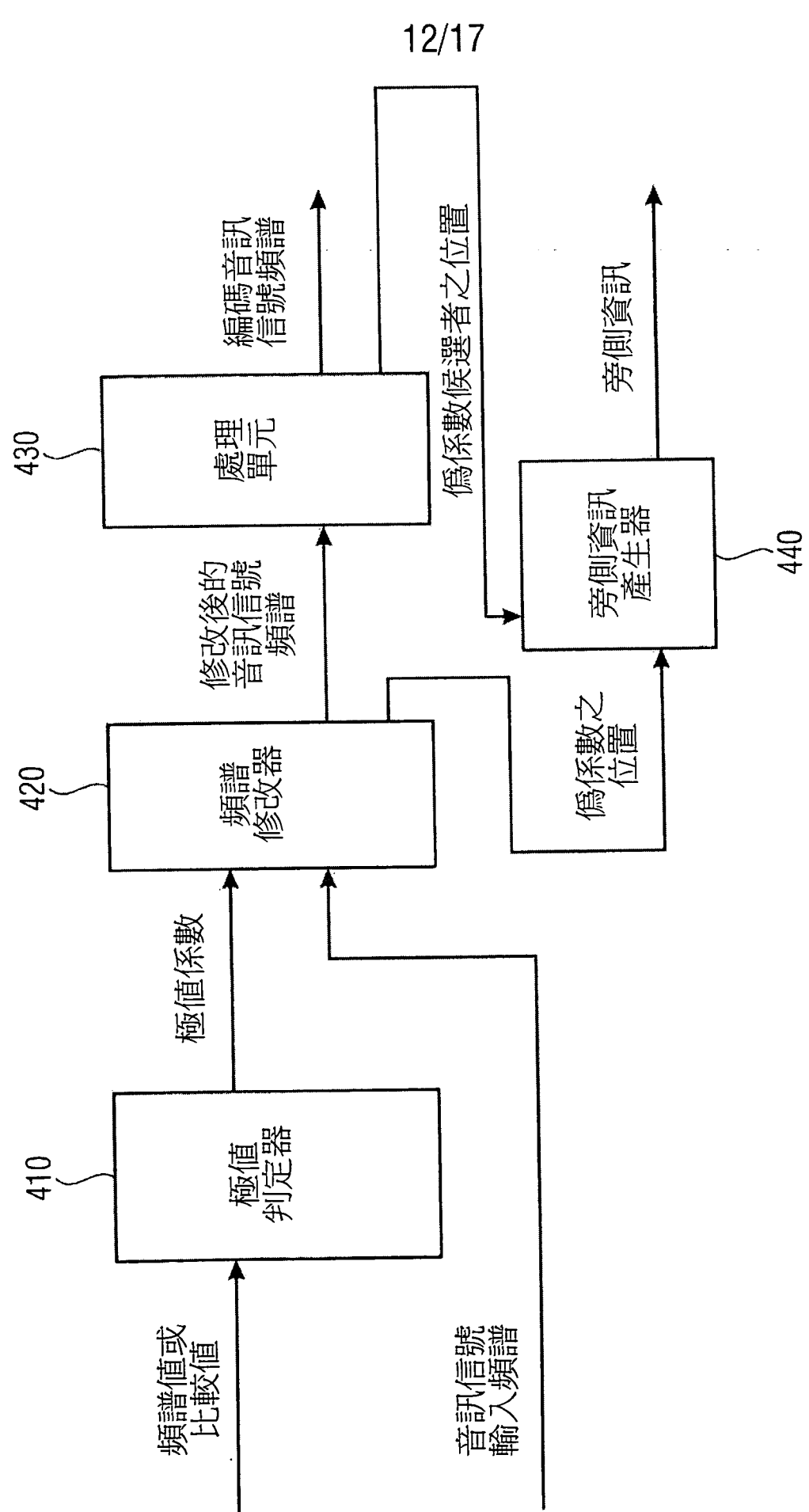


圖 7

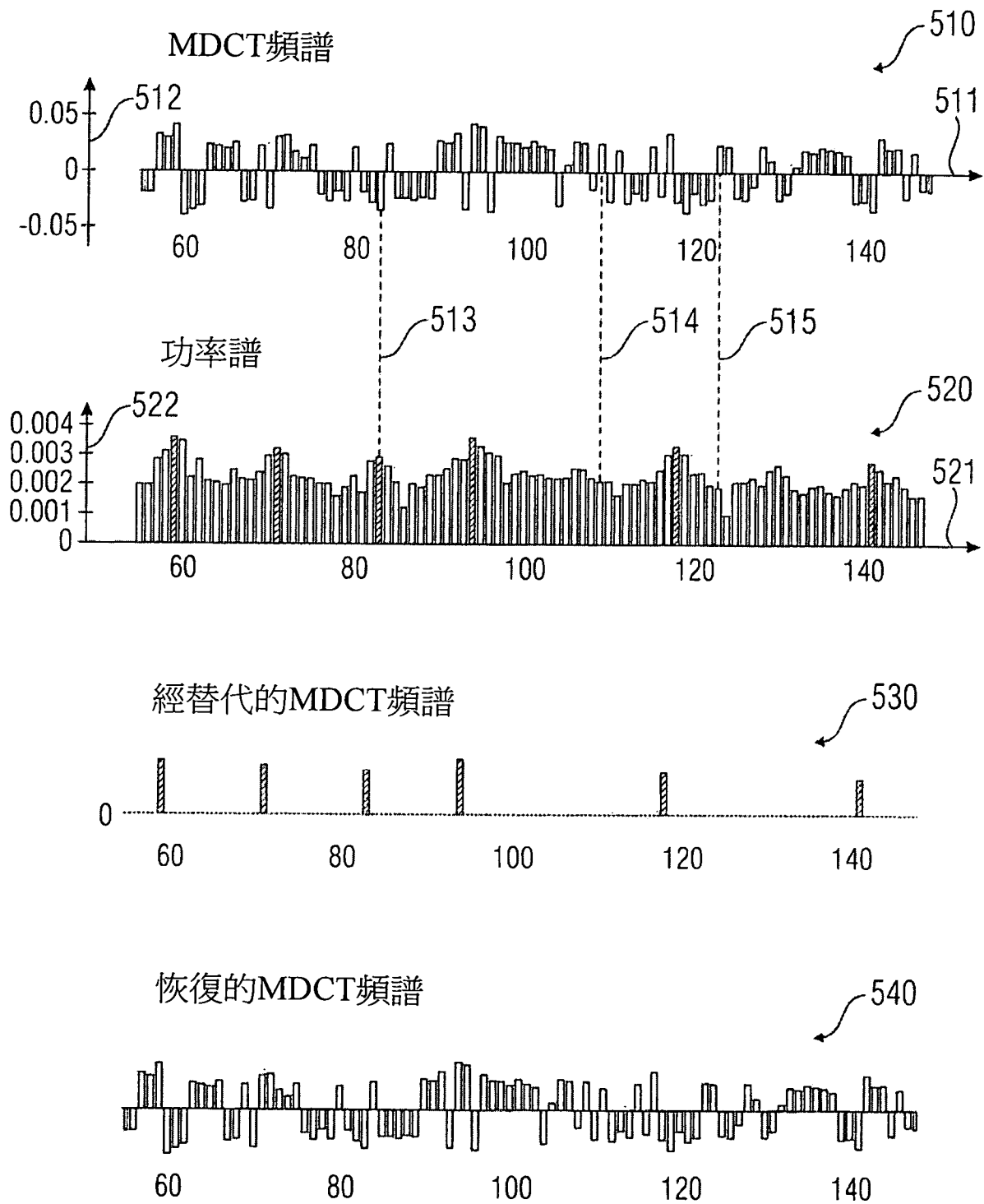


圖 8

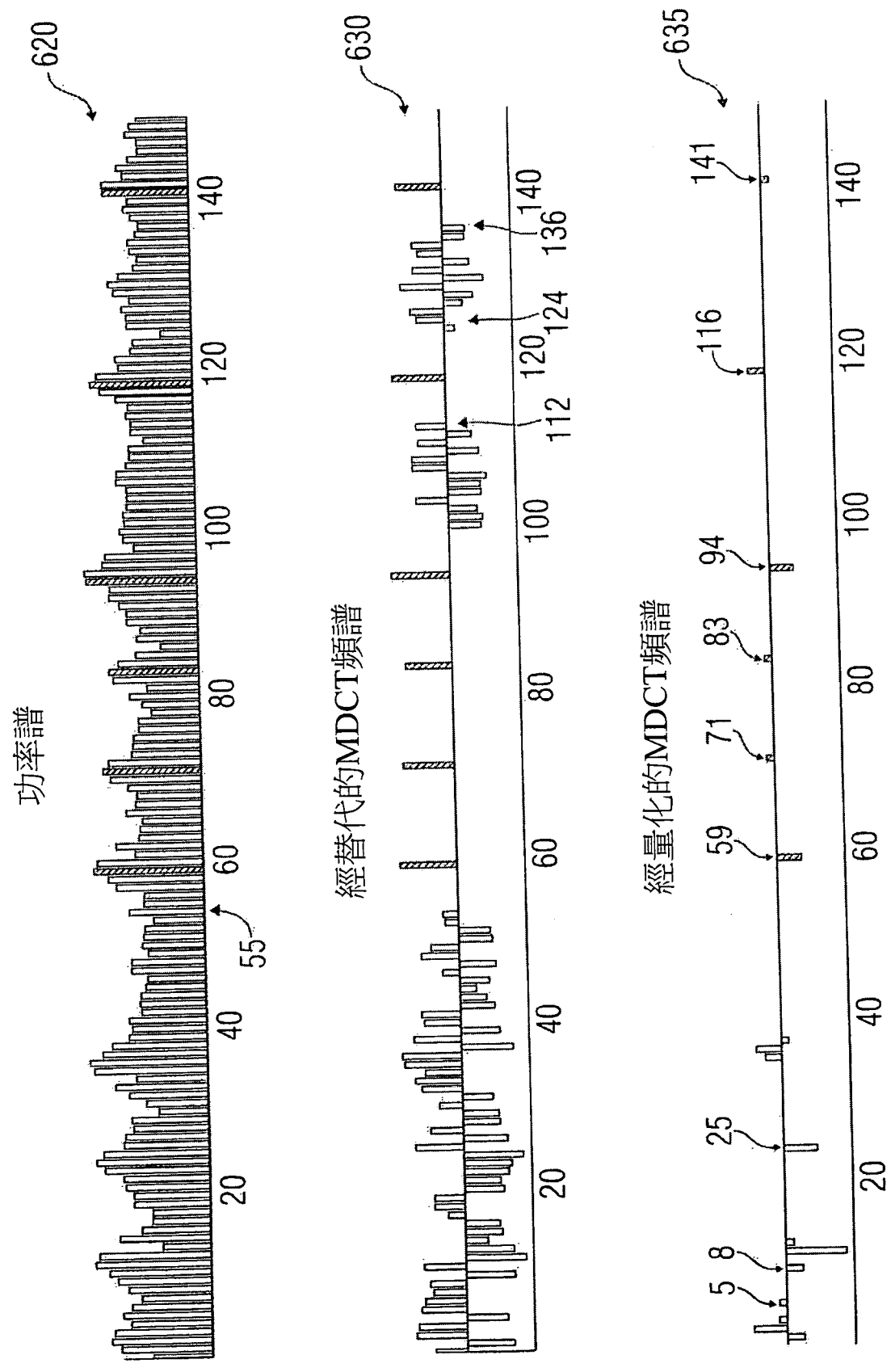


圖 9

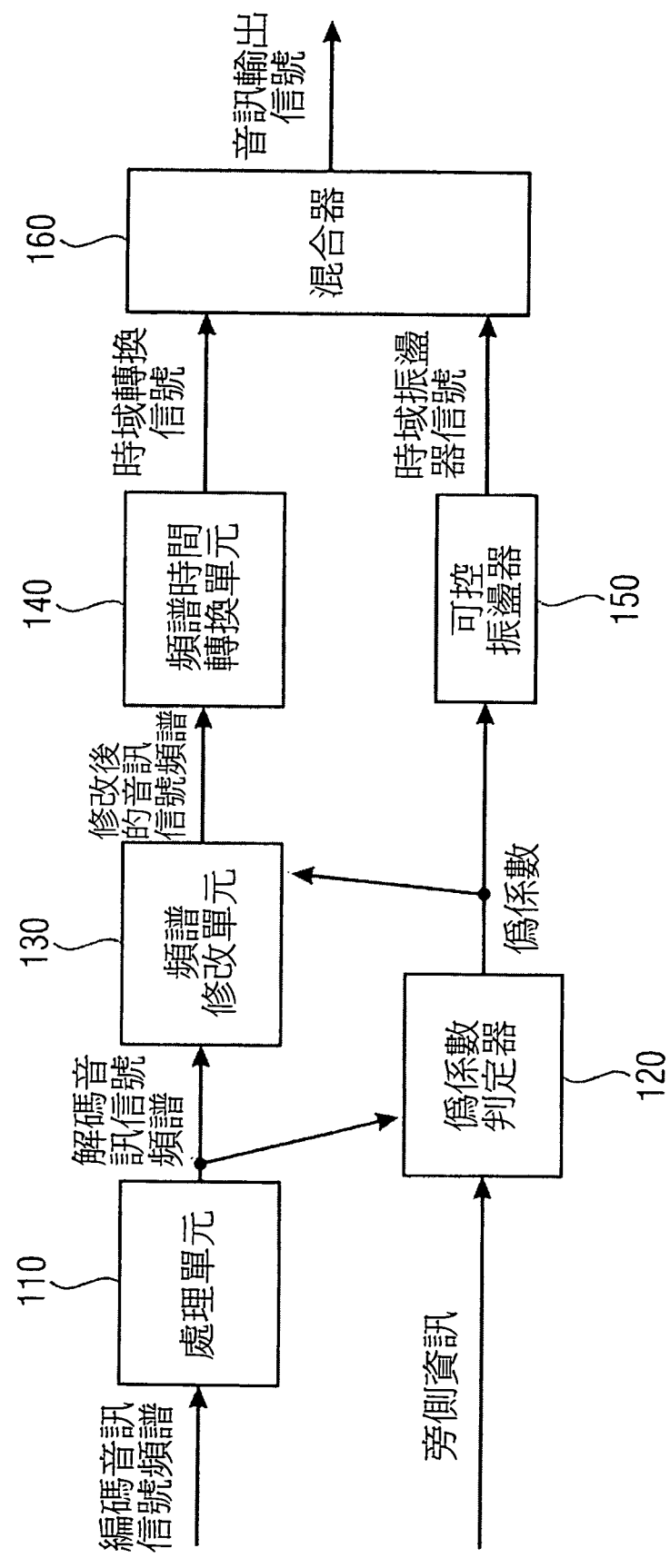


圖 10

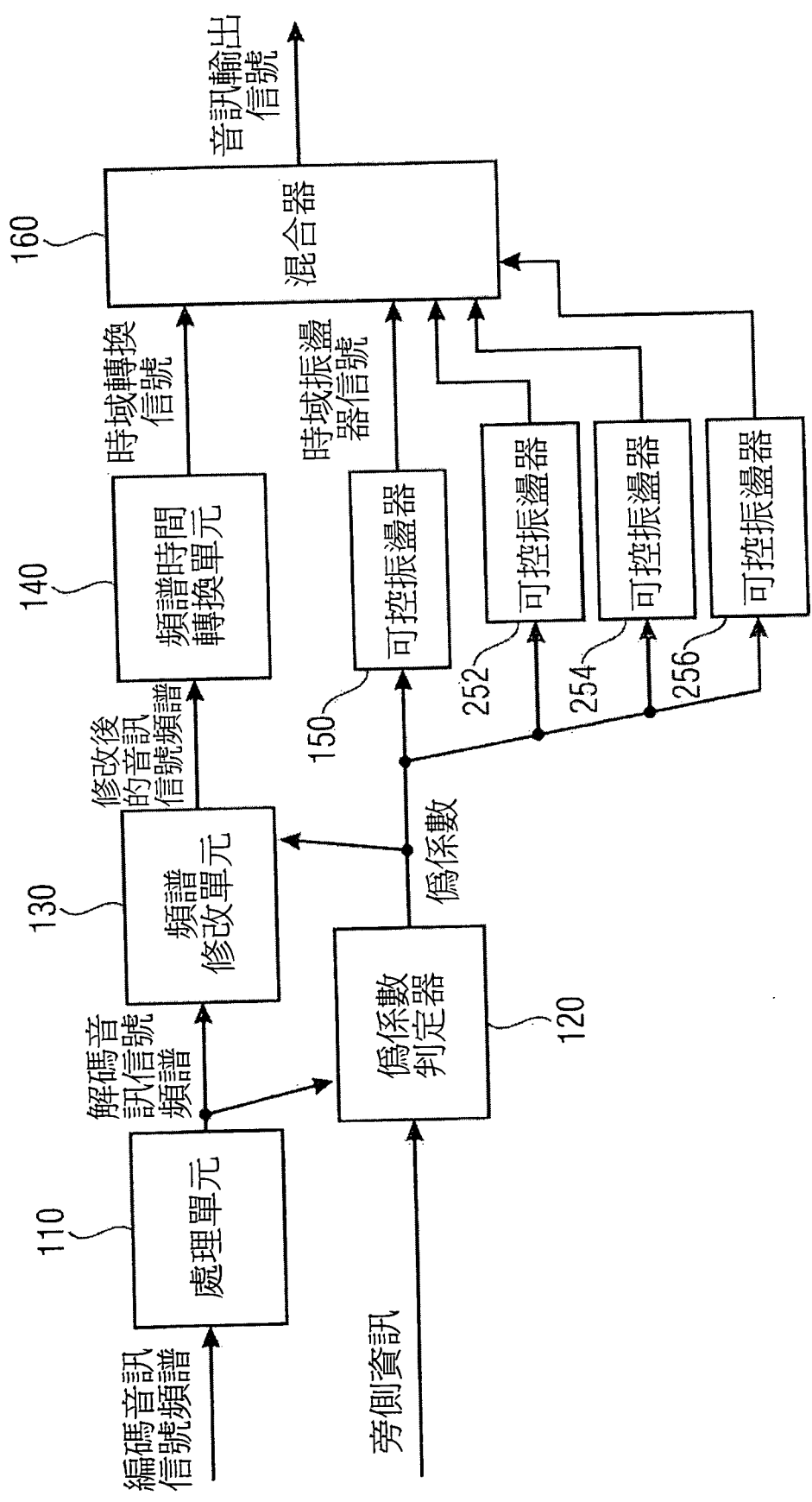


圖 11

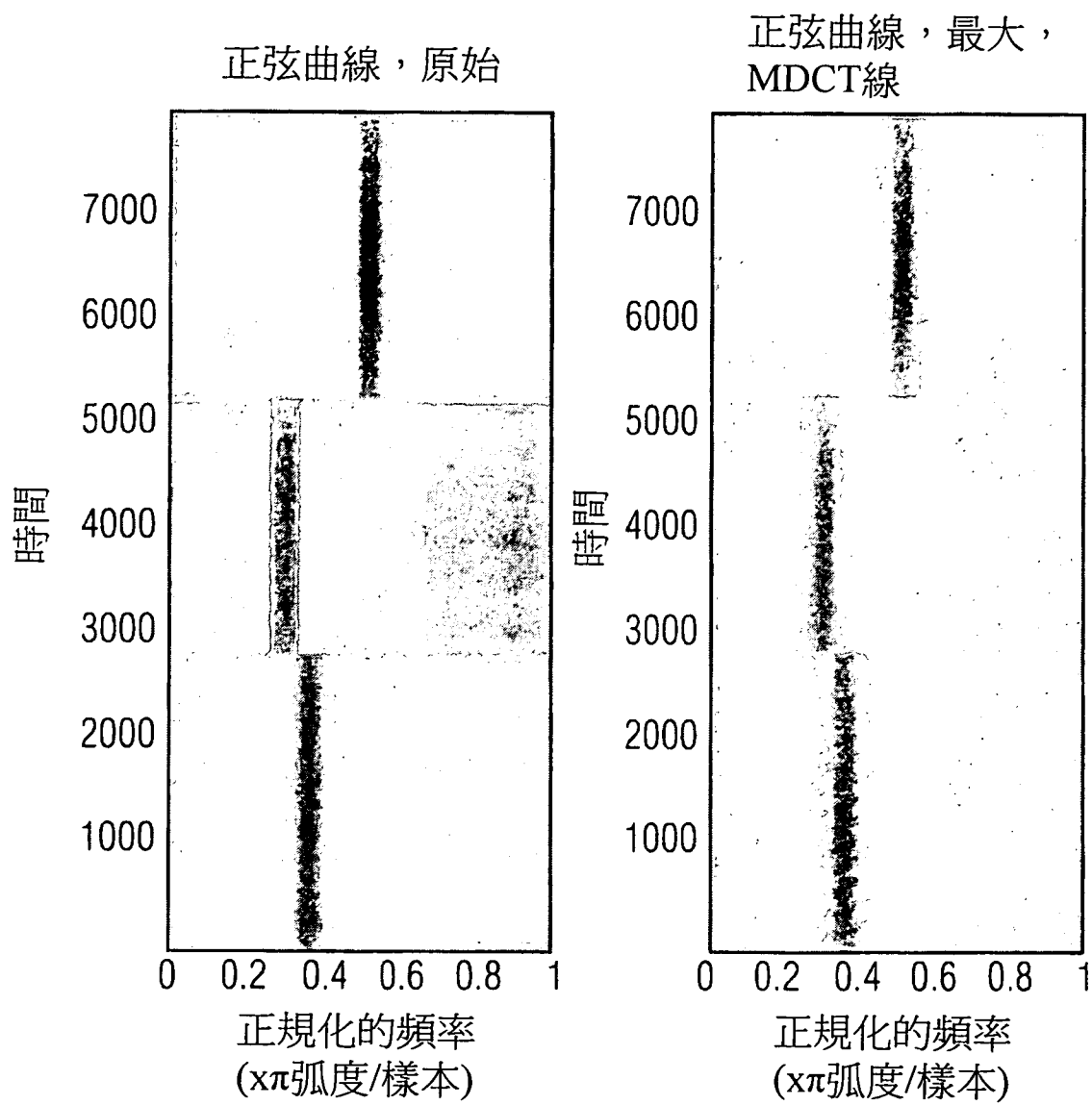


圖 12