



(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 I616869 B

(45)公告日：中華民國 107 (2018) 年 03 月 01 日

(21)申請案號：106128176

(22)申請日：中華民國 101 (2012) 年 06 月 01 日

(51)Int. Cl. : **G10L19/04 (2013.01)**

(30)優先權：2011/06/01

俄羅斯聯邦

RU2011121982

(71)申請人：三星電子股份有限公司 (南韓) SAMSUNG ELECTRONICS CO., LTD. (KR)
南韓

(72)發明人：普羅夫安東 維多羅維奇 POROV, ANTON VICTOROVICH (RU)；奧斯普夫康斯坦丁 薩基維奇 OSIPOV, KONSTANTIN SERGEEVICH (RU)；朱基峴 CHOO, KI-HYUN (KR)

(74)代理人：葉璟宗；鄭婷文；詹富閔

(56)參考文獻：

US 6484142B1

US 2003/0014136A1

US 2005/0091040A1

US 2009/0240491A1

審查人員：黃衍勳

申請專利範圍項數：11 項 圖式數：11 共 46 頁

(54)名稱

音訊解碼方法、裝置及電腦可讀取記錄媒體

AUDIO DECODING METHOD, AUDIO DECODING APPARATUS AND COMPUTER READABLE RECORDING MEDIUM

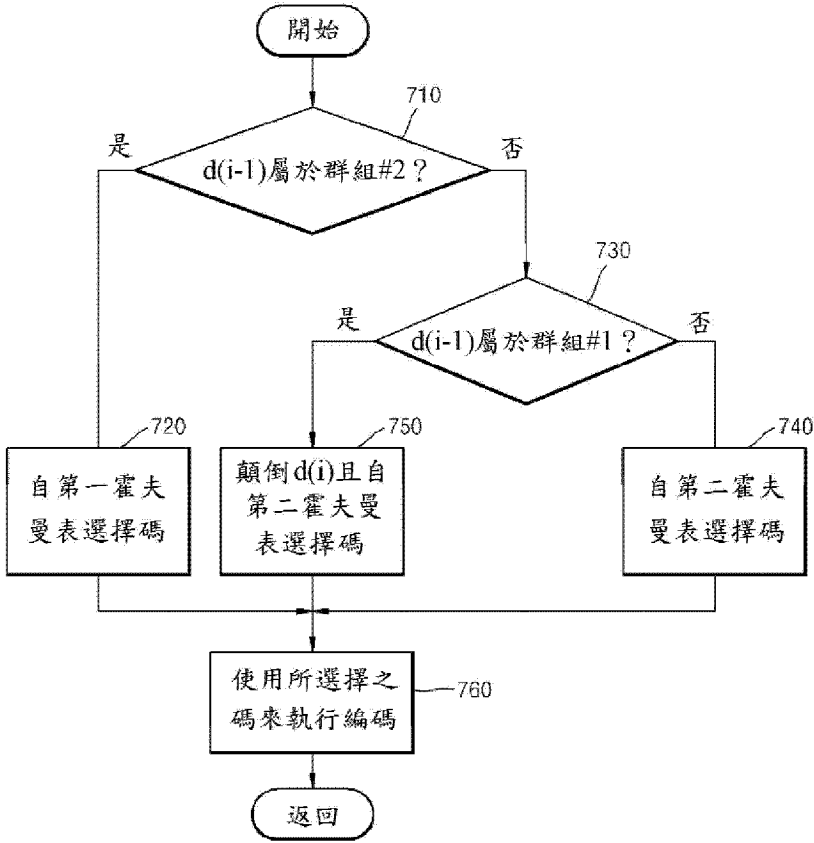
(57)摘要

本發明提供一種音訊編碼方法。所述音訊編碼方法包含：基於音訊頻譜之預定次頻帶而獲取包絡；基於所述預定次頻帶而對所述包絡進行量化；以及獲得鄰近次頻帶之經量化之包絡之間的差值且藉由將先前次頻帶之差值用作內容脈絡來對當前次頻帶之差值進行無損編碼。因此，在有限位元範圍中，可減小對音訊頻譜之包絡資訊進行編碼所需之位元的數目，藉此增大對實際頻譜分量進行編碼所需之位元的數目。

An audio encoding method. The audio encoding method includes: acquiring envelopes based on a predetermined sub-band for an audio spectrum; quantizing the envelopes based on the predetermined sub-band; and obtaining a difference value between quantized envelopes for adjacent sub-bands and lossless encoding a difference value of a current sub-band by using a difference value of a previous sub-band as a context. Accordingly, the number of bits required to encode envelope information of an audio spectrum may be reduced in a limited bit range, thereby increasing the number of bits required to encode an actual spectral component.

指定代表圖：

符號簡單說明：
710~760 . . . 操作



【圖 7】

【發明說明書】

【中文發明名稱】音訊解碼方法、裝置及電腦可讀取記錄媒體

【英文發明名稱】AUDIO DECODING METHOD, AUDIO
DECODING APPARATUS AND COMPUTER READABLE
RECORDING MEDIUM

【技術領域】

【0001】 本發明是關於音訊編碼/解碼，且更特定言之，是關於能夠藉由在有限位元範圍中減小對音訊頻譜之包絡資訊進行編碼所需之位元之數目來增大對實際頻譜分量進行編碼所需之位元之數目而不會提高複雜性以及使復原聲音品質劣化的音訊編碼方法與裝置、音訊解碼方法與裝置、記錄媒體以及使用上述方法裝置之多媒體元件。

【先前技術】

【0002】 當對音訊信號進行編碼時，在位元串流中，除包含實際頻譜分量之外，亦可能包含額外資訊，諸如，包絡。在此狀況下，藉由在使損失最小化的同時減小對額外資訊之編碼分配的位元之數目，可增大對實際頻譜分量之編碼分配的位元之數目。

【0003】 亦即，當對音訊信號進行編碼或解碼時，需要藉由按照尤其低之位元率有效地使用有限數目之位元來在對應位元範圍中重新建構具有最佳聲音品質之音訊信號。

【發明內容】

【0004】 本發明提供能夠在有限位元範圍中減小對音訊頻譜之包絡資訊進行編碼所需之位元之數目的同時增大對實際頻譜分量進行編碼所需之位元之數目而不會提高複雜性以及使復原聲音品質劣化的音訊編碼方法與裝置、音訊解碼方法與裝置、記錄媒體以及使用上述方法裝置之多媒體元件。

【0005】 根據本發明之一態樣，提供一種音訊編碼方法，包含：基於音訊頻譜之預定次頻帶而獲取包絡；基於所述預定次頻帶而對所述包絡進行量化；以及獲得鄰近次頻帶之經量化之包絡之間的差值且藉由將先前次頻帶之差值用作內容脈絡來對當前次頻帶之差值進行無損編碼。

【0006】 根據本發明之另一態樣，提供一種音訊編碼裝置，包含：包絡獲取單元，其基於音訊頻譜之預定次頻帶而獲取包絡；包絡量化器，其基於所述預定次頻帶而對所述包絡進行量化；包絡編碼器，其獲得鄰近次頻帶之經量化之包絡之間的差值且藉由將先前次頻帶之差值用作內容脈絡來對當前次頻帶之差值進行無損編碼；以及頻譜編碼器，其對所述音訊頻譜進行量化及無損編碼。

【0007】 根據本發明之另一態樣，提供一種音訊解碼方法，包含：自位元串流獲得鄰近次頻帶之經量化之包絡之間的差值且藉由將先前次頻帶之差值用作內容脈絡來對當前次頻帶之差值進行無損解碼；以及藉由自因所述無損解碼而重新建構之當前次頻帶之差

值基於次頻帶來獲得經量化之包絡而執行解量化。

【0008】 根據本發明之另一態樣，提供一種音訊解碼裝置，包含：包絡解碼器，其自位元串流獲得鄰近次頻帶之經量化之包絡之間的差值且藉由將先前次頻帶之差值用作內容脈絡來對當前次頻帶之差值進行無損解碼；包絡解量化器，其藉由自因所述無損解碼而重新建構之當前次頻帶之差值基於次頻帶來獲得經量化之包絡而執行解量化；以及頻譜解碼器，其對所述位元串流中所包含之頻譜分量進行無損解碼及解量化。

【0009】 根據本發明之另一態樣，提供一種多媒體元件，包含編碼模組，所述編碼模組基於音訊頻譜之預定次頻帶而獲取包絡，基於所述預定次頻帶而對所述包絡進行量化，且獲得鄰近次頻帶之經量化之包絡之間的差值且藉由將先前次頻帶之差值用作內容脈絡來對當前次頻帶之差值進行無損編碼。

【0010】 所述多媒體元件可更包含解碼模組，所述解碼模組自位元串流獲得鄰近次頻帶之經量化之包絡之間的差值且藉由將先前次頻帶之差值用作內容脈絡來對當前次頻帶之差值進行無損解碼，且藉由自因所述無損解碼而重新建構之當前次頻帶之差值基於次頻帶來獲得經量化之包絡而執行解量化。

【0011】 藉由參看隨附圖式詳細描述本發明之例示性實施例，本發明之以上以及其他特徵以及優勢將變得更加顯而易見。

【圖式簡單說明】

【0012】

圖 1 為根據本發明之一實施例之數位信號處理裝置的方塊圖。

圖 2 為根據本發明之另一實施例之數位信號處理裝置的方塊圖。

圖 3A 以及圖 3B 分別圖示在量化解析度為 0.5 且量化步階大小為 3.01 時彼此比較的未經最佳化之對數尺度以及經最佳化之對數尺度。

圖 4A 以及圖 4B 分別圖示在量化解析度為 1 且量化步階大小為 6.02 時彼此比較的未經最佳化之對數尺度以及經最佳化之對數尺度。

圖 5A 以及圖 5B 分別圖示彼此比較的未經最佳化之對數尺度之量化結果以及經最佳化之對數尺度之量化結果的曲線圖。

圖 6 為圖示在先前次頻帶之量化差分值用作內容脈絡時選擇之三個群組的機率分佈的曲線圖。

圖 7 為說明根據本發明之一實施例的圖 1 中之數位信號處理裝置之包絡編碼器中的基於內容脈絡之編碼程序的流程圖。

圖 8 為說明根據本發明之一實施例的圖 2 中之數位信號處理裝置之包絡解碼器中的基於內容脈絡之解碼程序的流程圖。

圖 9 為根據本發明之一實施例的包含編碼模組之多媒體元件的方塊圖。

圖 10 為根據本發明之一實施例的包含解碼模組之多媒體元件的方塊圖。

圖 11 為根據本發明之一實施例的包含編碼模組以及解碼模

組之多媒體元件的方塊圖。

【實施方式】

【0013】 本發明可允許進行各種種類之改變或修改以及各種形式改變，且具體實施例將說明於圖式中且詳細描述於本說明書中。然而，應理解，具體實施例並不將本發明限於具體揭露形式，而是將每一經修改的、等效的或經替換的實施例包含於本發明之精神以及技術範疇內。在下文描述中，並不會詳細描述熟知功能或構造，此是因為熟知功能或構造會以不必要之細節混淆本發明。

【0014】 雖然若干術語（諸如，「第一」以及「第二」）可用來描述各種部件，但所述部件可並不受所述術語限制。所述術語可用來區分某一部件與另一部件。

【0015】 本申請案中所使用之術語僅用來描述具體實施例，而並不具有限制本發明之任何意圖。雖然考慮到本發明中之功能而選擇當前儘可能廣泛使用之一般術語作為本發明中所使用之術語，但此等術語可根據一般熟習此項技術者之意圖、司法判例或新技術的出現而發生變化。此外，在具體狀況下，可使用本申請人故意選擇之術語，且在此狀況下，將在本發明之對應描述中揭露此等術語之涵義。因此，本發明中所使用之術語並不是由此等術語之簡單名來定義，而是由術語之涵義以及本發明全文之內容來定義。

【0016】 單數形式之表達包含複數形式之表達，除非在上下文

中，兩種表達明顯不同。在本申請案中，應理解，諸如「包含」以及「具有」之術語用來表示所實施之特徵、數目、步驟、操作、部件、零件或其組合之存在，而並不會預先排除一或多個其他特徵、數目、步驟、操作、部件、零件或其組合之存在或添加的可能性。

【0017】 下文中，將參看附圖來更全面地描述本發明，在附圖中，圖示了本發明之例示性實施例。圖中相似參考數字表示相似部件，且因此其重複描述將加以省略。

【0018】 在一列部件之前的諸如「……中之至少一者」之表達修飾整列部件，而不是修飾整列部件中之個別部件。

【0019】 圖 1 為根據本發明之一實施例之數位信號處理裝置 100 的方塊圖。

【0020】 圖 1 所示之數位信號處理裝置 100 可包含變換器 110、包絡獲取單元 120、包絡量化器 130、包絡編碼器 140、頻譜正規器 150 以及頻譜編碼器 160。數位信號處理裝置 100 之組件可整合於至少一個模組中且由至少一個處理器實施。此處，數位信號可表示媒體信號，諸如，視訊、影像、音訊或語音或表示藉由合成音訊以及語音而獲得之信號的聲音，但下文中，為了便於描述，數位信號大體上表示音訊信號。

【0021】 參看圖 1，變換器 110 可藉由將音訊信號自時域變換至頻域而產生音訊頻譜。可藉由使用各種熟知之方法（諸如，修改型離散餘弦變換（Modified Discrete Cosine Transform；MDCT））來

執行時域至頻域變換。舉例而言，可使用方程式 1 來執行時域中之音訊信號之 MDCT。

$$\text{【0022】} \quad x_i = \sum_{j=0}^{2N-1} h_j s_j \cos[\pi(j+(N+1)/2)(i+1/2)/N], \quad i = 0, \dots, N-1 \quad (1)$$

【0023】 在方程式 1 中，N 表示單個訊框中所包含之樣本之數目（即，訊框大小）， h_j 表示所應用窗制， s_j 表示時域中之音訊信號，且 x_i 表示 MDCT 係數。或者，可使用正弦窗制（例如， $h_j = \sin[\pi(j+1/2)/2N]$ ）來代替方程式 1 中之餘弦窗制。

【0024】 變換器 110 所獲得之音訊頻譜之變換係數（例如，MDCT 係數 x_i ）提供至包絡獲取單元 120。

【0025】 包絡獲取單元 120 可自變換器 110 所提供之變換係數基於預定次頻帶而獲取包絡值。次頻帶為將音訊頻譜之樣本分組之單位且可藉由反映臨界頻帶而具有均勻或非均勻長度。當次頻帶具有非均勻長度時，次頻帶可經設定以使得每一次頻帶中所包含之樣本之數目（自起始樣本至最後樣本）針對一個訊框而逐漸增大。此外，當支援多種位元率時，次頻帶可經設定以使得不同位元率之對應次頻帶中之每一者中所包含的樣本之數目相同。可先前確定一個訊框中所包含之次頻帶之數目或每一次頻帶中所包含之樣本之數目。包絡值可表示每一次頻帶中所包含之變換係數之平均振幅、平均能量、功率或範數值。

【0026】 可使用方程式 2 來計算每一次頻帶之包絡值，但不限於此。

$$\text{【0027】} \quad n = \sqrt{\frac{1}{w} \sum_{i=1}^w x_i^2} \quad (2)$$

【0028】 在方程式 2 中，w 表示次頻帶中所包含之變換係數之數目（即，次頻帶大小）、 x_i 表示變換係數，且 n 表示次頻帶之包絡值。

【0029】 包絡量化器 130 可按照經最佳化之對數尺度對每一次頻帶之包絡值 n 進行量化。可例如使用方程式 3 來獲得包絡量化器 130 所獲得的每一次頻帶之包絡值 n 之量化索引 n_q 。

$$\text{【0030】} \quad n_q = \left\lfloor \frac{1}{r} \log_c n + \frac{b}{r} \right\rfloor \quad (3)$$

【0031】 在方程式 3 中，b 表示捨入係數，且其最佳化之前之初始值為 $r/2$ 。此外，c 表示對數尺度之底數，且 r 表示量化解析度。

【0032】 根據一實施例，包絡量化器 130 可不定地改變對應於每一量化索引之量化區域之左邊界與右邊界，使得對應於每一量化索引之量化區域中之總量化誤差最小化。為此，捨入係數 b 可經調整以使得在量化索引與對應於每一量化索引之量化區域之左邊界與右邊界之間獲得的左量化誤差與右量化誤差彼此相同。下文將描述包絡量化器 130 之詳細操作。

【0033】 可藉由方程式 4 來執行每一次頻帶之包絡值 n 之量化索引 n_q 的解量化。

$$\text{【0034】} \quad \tilde{n} = c^{m_q} \quad (4)$$

【0035】 在方程式 4 中， $\tilde{n}$ 表示每一次頻帶之經解量化之包絡值，

r 表示量化解析度，且 c 表示對數尺度之底數。

【0036】 包絡量化器 130 所獲得的每一次頻帶之包絡值 n 之量化索引 n_q 可提供至包絡編碼器 140，且每一次頻帶之經解量化之包絡值 $\tilde{n}$ 可提供至頻譜正規器 150。

【0037】 雖然未繪示，但基於次頻帶而獲得之包絡值可用於對經正規化之頻譜（即，經正規化之係數）進行編碼所需之位元分配。在此狀況下，基於次頻帶而量化且無損編碼之包絡值可包含於位元串流中且提供至解碼裝置。結合使用基於次頻帶而獲得之包絡值來進行的位元分配，可應用經解量化之包絡值而在編碼裝置以及對應之解碼裝置中使用相同程序。

【0038】 舉例而言，當包絡值為範數值時，可基於次頻帶使用範數值來計算遮蔽臨限值，且可使用遮蔽臨限值來預測位元之感知上所需之數目。亦即，遮蔽臨限值為對應於臨界可視失真（Just Noticeable Distortion；JND）之值，且當量化雜訊小於遮蔽臨限值時，可不會感測到感知雜訊。因此，可使用遮蔽臨限值來計算為了不會感測到感知雜訊而需要之位元之最小數目。舉例而言，可基於次頻帶使用範數值對遮蔽臨限值之比率來計算信號遮蔽比（Signal-to-Mask Ratio；SMR），可針對 SMR 使用 6.025 分貝 $\div 1$ 個位元之關係式來預測滿足遮蔽臨限值之位元之數目。雖然位元之預測數目是為了不會感測到感知雜訊而需要之位元之最小數目，但就壓縮而言，不需要使用超過預測數目之位元，因此，可將位元之預測數目視為基於次頻帶而允許之位元之最大數目（下

文中，稱為位元之允許數目)。可按照十進制單位 (decimal point unit) 來表示每一次頻帶之位元之允許數目，但不限於此。

【0039】 此外，可使用十進制單位之範數值來執行基於次頻帶而進行之位元分配，但不限於此。位元從具有最大範數值之次頻帶順序地分配，且所分配之位元可經調整以使得藉由基於每一次頻帶之感知重要性來權衡每一次頻帶之範數值，較多位元分配給感知上較重要之次頻帶。可例如經由 ITU-T G.719 中所定義之心理聲學權衡 (psycho-acoustic weighting) 而確定感知重要性。

【0040】 包絡編碼器 140 可獲得自包絡量化器 130 提供的每一次頻帶之包絡值 n 之量化索引 n_q 的量化差分值，可基於量化差分值之內容脈絡 (context) 而執行無損編碼，可將無損編碼結果包含至位元串流中，且可傳輸以及儲存位元串流。先前次頻帶之量化差分值可用作內容脈絡。下文將描述包絡編碼器 140 之詳細操作。

【0041】 頻譜正規器 150 藉由使用每一次頻帶之經解量化之包絡值 $\tilde{n} = c^{m_q}$ 來按照 $y_i = x_i / \tilde{n}$ 對變換係數進行正規化而使頻譜平均能量為 1。

【0042】 頻譜編碼器 160 可執行經正規化之變換係數之量化以及無損編碼，可將量化以及無損編碼結果包含至位元串流中，且可傳輸以及儲存位元串流。此處，頻譜編碼器 160 可藉由使用最終基於次頻帶之包絡值而確定的位元之允許數目來執行經正規化之變換係數之量化以及無損編碼。

【0043】 經正規化之變換係數之無損編碼可使用例如階乘脈衝寫

碼 (Factorial Pulse Coding ; FPC)。FPC 為藉由使用單位量值之脈衝來有效地對資訊信號進行編碼之方法。根據 FPC，可藉由四個分量來表示資訊內容，即，非零脈衝位置之數目、非零脈衝之位置、非零脈衝之量值以及非零脈衝之正負號。詳言之，FPC 可基於均方誤差 (Mean Square Error ; MSE) 標準來確定 $\tilde{\mathbf{y}} = \{ \tilde{\mathbf{y}}_1, \tilde{\mathbf{y}}_2, \tilde{\mathbf{y}}_3, \dots, \tilde{\mathbf{y}}_{k-1} \}$ 之最佳解，其中次頻帶之原始向量 $\mathbf{y}$ 與 FPC 向量 $\tilde{\mathbf{y}}$ 之間的差最小化，同時滿足 $m = \sum_{i=0}^{k-1} |\tilde{\mathbf{y}}_i|$ (m 表示單位量值之脈衝的總數)。

【0044】 可藉由使用如方程式 5 所示之拉格朗日 (Lagrangian) 函數來尋找條件極值 (conditional extreme value) 而獲得最佳解。

$$L = \sum (y_i - \tilde{y}_i)^2 + \lambda (\sum \tilde{y}_i - m)$$
$$\begin{cases} \frac{\partial L}{\partial \tilde{y}_i} = 2 \tilde{y}_i - 2 y_i + \lambda \tilde{y}_i = 0 \\ \frac{\partial L}{\partial \lambda} = \sum \tilde{y}_i - m = 0 \end{cases}$$

【0045】

$$\tilde{y}_i = Round\left(\frac{y_i m}{\sum y_i}\right)$$

(5)

【0046】 在方程式 5 中，L 表示拉格朗日 (Lagrangian) 函數，m 表示次頻帶中之單位量值之脈衝的總數，λ 表示用於尋找給定函數之最小值作為拉格朗日乘數 (其為最佳化係數) 的控制參數， y_i 表示經正規化之變換係數，且 $\tilde{y}_i$ 表示位置 i 處所需之脈衝之最佳數目。

【0047】 當使用 FPC 執行無損編碼時，基於次頻帶而獲得之總集

合之 $\tilde{y}_i$ 可包含於位元串流中且加以傳輸。此外，用於使每一次頻帶中之量化誤差最小化且執行平均能量之對準之最佳乘數亦可包含於位元傳輸中且加以傳輸。可藉由方程式 6 來獲得最佳乘數。

$$D = \frac{\sum (y_i - G \tilde{y}_i)^2}{\sum y_i^2} \rightarrow 0$$

$$\frac{\partial D}{\partial G} = 0$$

$$G = \frac{\sum y_i \tilde{y}_i}{\sum \tilde{y}_i^2}$$

【0048】 (6)

【0049】 在方程式 6 中，D 表示量化誤差，且 G 表示最佳乘數。

【0050】 圖 2 為根據本發明之另一實施例之數位信號解碼裝置 200 的方塊圖。

【0051】 圖 2 所示之數位信號解碼裝置 200 可包含包絡解碼器 210、包絡解量化器 220、頻譜解碼器 230、頻譜解正規器 240 以及逆變換器 250。數位信號解碼裝置 200 之組件可整合於至少一個模組中且由至少一個處理器實施。此處，數位信號可表示媒體信號，諸如，視訊、影像、音訊或語音或表示藉由合成音訊以及語音而獲得之信號的聲音，但下文中，數位信號大體上表示對應於圖 1 之編碼裝置的音訊信號。

【0052】 參看圖 2，包絡解碼器 210 可經由通信頻道或網路接收位元串流，對位元串流中所包含之每一次頻帶之量化差分值進行無損解碼，且重新建構每一次頻帶之包絡值之量化索引 n_q 。

【0053】 包絡解量化器 220 可藉由對每一次頻帶之包絡值之量化索引 n_q 解量化而獲得經解量化之包絡值 $\tilde{n} = c^{m_q}$ 。

【0054】 頻譜解碼器 230 可藉由對所接收之位元串流進行無損解碼以及解量化來重新建構經正規化之變換係數。舉例而言，包絡解量化器 220 可在編碼裝置已使用 FPC 時對每一次頻帶之總集合之 $\tilde{y}_i$ 進行無損解碼以及解量化。可藉由方程式 7 使用最佳乘數 G 來執行每一次頻帶之平均能量對準。

$$\text{【0055】 } \tilde{\tilde{y}}_i = \tilde{y}_i G \quad (7)$$

【0056】 頻譜解碼器 230 可如同在圖 1 之頻譜編碼器 160 中般藉由使用最終基於每一次頻帶之包絡值而確定之位元之允許數目來執行無損解碼以及解量化。

【0057】 頻譜解正規器 240 可藉由使用自包絡解量化器 220 提供之經解量化之包絡值而對自包絡解碼器 210 提供之經正規化之變換係數進行解正規化。舉例而言，當編碼裝置已使用 FPC 時，藉由 $\tilde{\tilde{x}}_i = \tilde{y}_i \tilde{n}$ 使用經解量化之包絡值 $\tilde{n}$ 而對執行了能量對準之 $\tilde{y}_i$ 進行解正規化。藉由執行解正規化，重新建構每一次頻帶之原始頻譜平均能量。

【0058】 逆變換器 250 可藉由對自頻譜解正規器 240 提供之變換係數進行逆變換而重新建構時域中之音訊信號。舉例而言，可藉由使用對應於方程式 1 之方程式 8 對頻譜分量 $\tilde{\tilde{x}}_i$ 進行逆變換而獲得時域中之音訊信號 s_j 。

$$\text{【0059】 } s_j = \frac{1}{N} h_j \sum_{i=0}^{N-1} x_i \cos[\pi(j+(N+1)/2)(i+1/2)/N], \quad j = 0, \dots, 2N-1 \quad (8)$$

【0060】 下文中，將更詳細描述圖 1 之包絡量化器 130 之操作。

【0061】 當包絡量化器 130 按照底數為 c 之對數尺度對每一次頻帶之包絡值進行量化時，對應於量化索引之量化區域之邊界 B_i 可由 $B_i = c^{(S_i + S_{i+1})/2}$ 表示，近似點（即，量化索引） A_i 可由 $A_i = c^{S_i}$ 表示，量化解析度 r 可由 $r = S_i - S_{i-1}$ 表示，且量化步階大小可由 $20\lg A_i - 20\lg A_{i-1} = 20r\lg c$ 表示。可藉由方程式 3 來獲得每一次頻帶之包絡值 n 之量化索引 n_q 。

【0062】 在未經最佳化之線性尺度之狀況下，對應於量化索引 n_q 之量化區域之左邊界與右邊界與近似點相隔不同距離。歸因於此差，用於量化之信號雜訊比（Signal-to-Noise Ratio；SNR）量度（即，量化誤差）相對於近似點針對左邊界與右邊界而具有不同值，如圖 3A 以及圖 4A 所示。圖 3A 圖示按照未經最佳化之對數尺度（底數為 2）進行之量化，其中，量化解析度為 0.5 且量化步階大小為 3.01。如圖 3A 所示，量化區域中之左邊界與右邊界處的相對於近似點之量化誤差 SNR_L 以及 SNR_R 分別為 14.46 分貝以及 15.96 分貝。圖 4A 圖示按照未經最佳化之對數尺度（底數為 2）進行之量化，其中，量化解析度為 1 且量化步階大小為 6.02。如圖 4A 所示，量化區域中之左邊界與右邊界處的相對於近似點之量化誤差 SNR_L 以及 SNR_R 分別為 7.65 分貝以及 10.66 分貝。

【0063】 根據一實施例，藉由不定地改變對應於量化索引之量化區域之邊界，可將對應於每一量化索引之量化區域中之總量化誤差最小化。在量化區域中之左邊界與右邊界處相對於近似點而獲

得之量化誤差相同時，可將量化區域中之總量化誤差最小化。可藉由不定地改變捨入係數 b 來獲得量化區域之邊界移位。

【0064】 在對應於量化索引 i 之量化區域中之左邊界與右邊界處相對於近似點而獲得之量化誤差 SNR_L 以及 SNR_R 可由方程式 9 表示。

$$\begin{aligned} SNR_L &= -20\lg((c^{S_i} - c^{(S_i+S_{i-1})/2})/c^{(S_i+S_{i-1})/2}) \\ SNR_R &= -20\lg((c^{(S_i+S_{i+1})/2} - c^{S_i})/c^{(S_i+S_{i+1})/2}) \end{aligned} \quad (9)$$

【0066】 在方程式 9 中， c 表示對數尺度之底數，且 S_i 表示對應於量化索引 i 之量化區域中之邊界的指數。

【0067】 可使用由方程式 10 定義之參數 b_L 以及 b_R 來表示對應於量化索引之量化區域中之左邊界與右邊界的指數移位。

$$\begin{aligned} b_L &= S_i - (S_i + S_{i-1})/2 \\ b_R &= (S_i + S_{i+1})/2 - S_i \end{aligned} \quad (10)$$

【0069】 在方程式 10 中， S_i 表示對應於量化索引 i 之量化區域中之邊界處的指數，且 b_L 以及 b_R 表示量化區域中之左邊界與右邊界相對於近似點的指數移位。

【0070】 量化區域中之左邊界與右邊界處相對於近似點的指數移位的總和與量化解析度相同，且因此可由方程式 11 表示。

$$b_L + b_R = r \quad (11)$$

【0072】 捨入係數基於量化之一般特性與對應於量化索引之量化區域中之左邊界處相對於近似點的指數移位相同。因此，方程式 9 可由方程式 12 表示。

$$\begin{aligned} SNR_L &= -20\lg((c^{S_i} - c^{S_i+b_L})/c^{S_i+b_L} - 1) \\ \text{【0073】 } SNR_R &= -20\lg((c^{S_i+b_R} - c^{S_i})/c^{S_i+b_R} - 1) \end{aligned} \quad (12)$$

【0074】 藉由使對應於量化索引之量化區域中之左邊界與右邊界處相對於近似點的量化誤差 SNR_L 以及 SNR_R 相同，可藉由方程式 13 來確定參數 b_L 。

$$\begin{aligned} -20\lg(c^{b_L} - 1) &= -20\lg(1 - c^{-r+b_L}) \\ \text{【0075】 } c &= c^{b_L} + c^{-r+b_L} = c^{b_L}(1 + c^{-r}) \end{aligned} \quad (13)$$

【0076】 因此，捨入係數 b_L 可由方程式 14 表示。

$$\text{【0077】 } b_L = 1 - \log_c(1 + c^{-r}) \quad (14)$$

【0078】 圖 3B 圖示按照經最佳化之對數尺度（底數為 2）進行之量化，其中，量化解析度為 0.5 且量化步階大小為 3.01。如圖 3B 所示，量化區域中之左邊界與右邊界處的相對於近似點之量化誤差 SNR_L 以及 SNR_R 兩者為 15.31 分貝。圖 4B 圖示按照經最佳化之對數尺度（底數為 2）進行之量化，其中，量化解析度為 1 且量化步階大小為 6.02。如圖 4B 所示，量化區域中之左邊界與右邊界處的相對於近似點之量化誤差 SNR_L 以及 SNR_R 兩者為 9.54 分貝。

【0079】 捨入係數 $b=b_L$ 確定自對應於量化索引 i 之量化區域中的左邊界與右邊界中之每一者至近似點之指數距離。因此，可藉由方程式 15 來執行根據一實施例之量化。

$$\text{【0080】 } n_q = \lfloor \frac{1}{r} \log_c n + \frac{b_L}{r} \rfloor \quad (15)$$

【0081】 藉由按照底數為 2 之對數尺度執行量化而獲得之測試結果圖示於圖 5A 以及圖 5B 中。根據資訊理論，位元率失真函數 $H(D)$

可用作可藉以比較與分析各種量化方法之參考。量化索引集合之熵可視為位元率且具有尺寸位元/秒(b/s)，且按照分貝尺度的 SNR 可視為失真量度。

【0082】圖 5A 為在常態分佈中執行之量化的比較曲線圖。在圖 5A 中，實線表示按照未經最佳化之對數尺度進行之量化的位元率失真函數，且虛線表示按照經最佳化之對數尺度進行之量化的位元率失真函數。圖 5B 為在均勻分佈中執行之量化的比較曲線圖。在圖 5B 中，實線表示按照未經最佳化之對數尺度進行之量化的位元率失真函數，且虛線表示按照經最佳化之對數尺度進行之量化的位元率失真函數。根據對應分佈法則、零期望值以及單個方差使用隨機數目之感測器而產生常態分佈以及均勻分佈中之樣本。可針對各種量化解析度來計算位元率失真函數 $H(D)$ 。如圖 5A 以及圖 5B 所示，虛線位於實線之下，此情形表示按照經最佳化之對數尺度進行之量化的效能好於按照未經最佳化之對數尺度進行之量化的效能。

【0083】亦即，根據按照經最佳化之對數尺度進行之量化，可在相同位元率下以較小量化誤差來執行量化，或在相同位元率下以相同量化誤差使用較少數目之位元來執行量化。測試結果展示於表 1 以及表 2 中，其中表 1 展示按照未經最佳化之對數尺度進行之量化，且表 2 展示按照經最佳化之對數尺度進行之量化。

【0084】 表 1

量化解析度 (r)	2.0	1.0	0.5
捨入係數 (b/r)	0.5	0.5	0.5
常態分佈			
位元率 (H)，位元/秒	1.6179	2.5440	3.5059
量化誤差 (D)，分貝	6.6442	13.8439	19.9534
均勻分佈			
位元率 (H)，位元/秒	1.6080	2.3227	3.0830
量化誤差 (D)，分貝	6.6470	12.5018	19.3640

【0085】 表 2

量化解析度 (r)	2.0	1.0	0.5
捨入係數 (b/r)	0.3390	0.4150	0.4569
常態分佈			
位元率 (H)，位元/秒	1.6069	2.5446	3.5059
量化誤差 (D)，分貝	8.2404	14.2284	20.0495
均勻分佈			
位元率 (H)，位元/秒	1.6345	2.3016	3.0449
量化誤差 (D)，分貝	7.9208	12.8954	19.4922

【0086】 根據表 1 以及表 2，特性值 SNR 在 0.5 之量化解析度下

改良達 0.1 分貝，在 1.0 之量化解析度下改良達 0.45 分貝，且在 2.0 之量化解析度下改良達 1.5 分貝。

【0087】 因為根據一實施例之量化方法僅基於捨入係數更新量化索引之搜尋表，所以複雜性並未提高。

【0088】 現將更詳細描述圖 1 之包絡解碼器 140 之操作。

【0089】 使用差分寫碼來執行包絡值的基於內容脈絡之編碼。當前次頻帶之包絡值與先前次頻帶之包絡值之間的量化差分值可由方程式 16 表示。

$$\text{【0090】 } d(i) = n_q(i+1) - n_q(i) \quad (16)$$

【0091】 在方程式 16 中， $d(i)$ 表示次頻帶 $(i+1)$ 之量化差分值， $n_q(i)$ 表示次頻帶 (i) 之包絡值之量化索引，且 $n_q(i+1)$ 表示次頻帶 $(i+1)$ 之包絡值之量化索引。

【0092】 每一次頻帶之量化差分值 $d(i)$ 限於範圍 $[-15, 16]$ 內，且如下所述，首先調整負的量化差分值，且接著調整正的量化差分值。

【0093】 首先，使用方程式 16，按照自高頻次頻帶至低頻次頻帶之次序獲得量化差分值 $d(i)$ 。在此狀況下，若 $d(i) < -15$ ，則藉由 $n_q(i) = n_q(i+1) + 15$ ($i=42, \dots, 0$) 來執行調整。

【0094】 接著，使用方程式 16，按照自低頻次頻帶至高頻次頻帶之次序獲得量化差分值 $d(i)$ 。在此狀況下，若 $d(i) > 16$ ，則藉由 $d(i) = 16$ 、 $n_q(i+1) = n_q(i) + 16$ ($i=0, \dots, 42$) 來執行調整。

【0095】 最終，藉由將偏移 15 與所有所獲得之量化差分值 $d(i)$ 相加而產生在範圍 $[0, 31]$ 內之量化差分值。

【0096】 根據方程式 16，當在單個訊框中存在 N 個次頻帶時，獲得 $n_q(0)$ 、 $d(0)$ 、 $d(1)$ 、 $d(2)$ 、 $\dots\dots$ 、 $d(N-2)$ 。使用內容脈絡模型來編碼當前次頻帶之量化差分值，且根據一實施例，先前次頻帶之量化差分值可用作內容脈絡。因為在範圍 $[0, 31]$ 中存在第一次頻帶之 $n_q(0)$ ，所以藉由使用 5 個位元來按照原狀對量化差分值 $n_q(0)$ 進行無損編碼。當第一次頻帶之 $n_q(0)$ 用作 $d(0)$ 之內容脈絡時，可使用藉由使用預定參考值而自 $n_q(0)$ 獲得之值。亦即，當執行 $d(i)$ 之霍夫曼（Huffman）寫碼時， $d(i-1)$ 可用作內容脈絡，且當執行 $d(0)$ 之霍夫曼寫碼時，藉由自 $n_q(0)$ 減去預定參考值而獲得之值可用作內容脈絡。預定參考值可為（例如）預定恆定值，其可預先經由模擬或實驗作為最佳值來設定。參考值可包含在位元串流中且加以傳輸或預先提供於編碼裝置或解碼裝置中。

【0097】 根據一實施例，包絡編碼器 140 可將用作內容脈絡之先前次頻帶之量化差分值的範圍劃分為多個群組且基於對多個群組預先定義之霍夫曼表來對當前次頻帶之量化差分值執行霍夫曼寫碼。可例如使用大資料庫經由訓練程序而產生霍夫曼表。亦即，基於預定準則來收集資料，且基於所收集之資料而產生霍夫曼表。根據一實施例，在先前次頻帶之量化差分值之範圍內收集當前次頻帶之量化差分值之頻率的資料，且可針對多個群組而產生霍夫曼表。

【0098】 可使用當前次頻帶之量化差分值（其是藉由將先前次頻帶之量化差分值用作內容脈絡而獲得）之機率分佈的分析結果而

選擇各種分佈模型，且因此，可執行具有類似分佈模型之量化階層之分組。三個群組之參數展示於表 3 中。

【0099】 表 3

群組號	量化差分值之下限	量化差分值之上限
#1	0	12
#2	13	17
#3	18	31

【0100】 三個群組之機率分佈圖示於圖 6 中。群組#1 之機率分佈類似於群組#3 之機率分佈，且群組#1 之機率分佈與群組#3 之機率分佈基於 x 軸實質上顛倒（或倒轉）。此情形表示相同機率模型可用於兩個群組#1 及#3，而不會存在編碼效率之任何損失。亦即，兩個群組#1 及#3 可使用相同霍夫曼表。因此，可使用供群組#2 使用之第一霍夫曼表以及由群組#1 及#3 共用之第二霍夫曼表。在此狀況下，群組#1 中之碼之索引可與群組#3 相反地得以表示。亦即，在當前次頻帶之量化差分值 $d(i)$ 之霍夫曼表由於先前次頻帶之量化差分值（其為內容脈絡）而確定為群組#1 時，當前次頻帶之量化差分值 $d(i)$ 可藉由編碼端中之相反處理程序而改變為 $d'(i)=A-d(i)$ ，藉此，藉由參考群組#3 之霍夫曼表而執行霍夫曼寫碼。在解碼端中，藉由參考群組#3 之霍夫曼表而執行霍夫曼解碼，且經由轉換程序 $d(i)=A-d'(i)$ 而自 $d'(i)$ 提取最終值 $d(i)$ 。此處，值 A 可經設定以使得群組#1 及#3 之機率分佈彼此對稱。值 A 可預先

作為最佳值來設定，而不是在編碼以及解碼程序中提取。或者可使用群組#1 之霍夫曼表來代替群組#3 之霍夫曼表，且有可能改變群組#3 中之量化差分值。根據一實施例，當 $d(i)$ 具有在範圍[0, 31] 內之值時，值 A 可為 31。

【0101】 圖 7 為說明根據本發明之一實施例的圖 1 之數位信號處理裝置 100 之包絡編碼器 140 中的基於內容脈絡之霍夫曼編碼程序的流程圖。在圖 7 中，使用根據三個群組中之量化差分值之機率分佈而確定之兩個霍夫曼表。此外，在對當前次頻帶之量化差分值 $d(i)$ 執行霍夫曼寫碼時，將先前次頻帶之量化差分值 $d(i-1)$ 用作內容脈絡，且例如使用供群組#2 使用之第一霍夫曼表以及供群組#3 使用之第二霍夫曼表。

【0102】 參看圖 7，在操作 710 中，判定先前次頻帶之量化差分值 $d(i-1)$ 是否屬於群組#2。

【0103】 若在操作 710 中判定先前次頻帶之量化差分值 $d(i-1)$ 屬於群組#2，則在操作 720 中，自第一霍夫曼表選擇當前次頻帶之量化差分值 $d(i)$ 之碼。

【0104】 若實際上在操作 710 中判定先前次頻帶之量化差分值 $d(i-1)$ 不屬於群組#2，則在操作 730 中，判定先前次頻帶之量化差分值 $d(i-1)$ 是否屬於群組#1。

【0105】 若在操作 730 中判定先前次頻帶之量化差分值 $d(i-1)$ 不屬於群組#1（即，若先前次頻帶之量化差分值 $d(i-1)$ 屬於群組#3），則在操作 740 中，自第二霍夫曼表選擇當前次頻帶之量化差分值

d(i)之碼。

【0106】 若實際上在操作 730 中判定先前次頻帶之量化差分值 $d(i-1)$ 屬於群組#1，則在操作 750 中，顛倒當前次頻帶之量化差分值 $d(i)$ ，且自第二霍夫曼表選擇當前次頻帶之顛倒之量化差分值 $d'(i)$ 的碼。

【0107】 在操作 760 中，使用操作 720、740 或 750 中選擇之碼來執行當前次頻帶之量化差分值 $d(i)$ 之霍夫曼寫碼。

【0108】 圖 8 為說明根據本發明之一實施例的圖 2 之數位信號解碼裝置 200 之包絡解碼器 210 中的基於內容脈絡之霍夫曼解碼程序的流程圖。與圖 7 中相似，在圖 8 中，使用根據三個群組中之量化差分值之機率分佈而確定之兩個霍夫曼表。此外，在對當前次頻帶之量化差分值 $d(i)$ 執行霍夫曼寫碼時，將先前次頻帶之量化差分值 $d(i-1)$ 用作內容脈絡，且例如使用供群組#2 使用之第一霍夫曼表以及供群組#3 使用之第二霍夫曼表。

【0109】 參看圖 8，在操作 810 中，判定先前次頻帶之量化差分值 $d(i-1)$ 是否屬於群組#2。

【0110】 若在操作 810 中判定先前次頻帶之量化差分值 $d(i-1)$ 屬於群組#2，則在操作 820 中，自第一霍夫曼表選擇當前次頻帶之量化差分值 $d(i)$ 之碼。

【0111】 若實際上在操作 810 中判定先前次頻帶之量化差分值 $d(i-1)$ 不屬於群組#2，則在操作 830 中，判定先前次頻帶之量化差分值 $d(i-1)$ 是否屬於群組#1。

【0112】 若在操作 830 中判定先前次頻帶之量化差分值 $d(i-1)$ 不屬於群組#1（即，若先前次頻帶之量化差分值 $d(i-1)$ 屬於群組#3），則在操作 840 中，自第二霍夫曼表選擇當前次頻帶之量化差分值 $d(i)$ 之碼。

【0113】 若實際上在操作 830 中判定先前次頻帶之量化差分值 $d(i-1)$ 屬於群組#1，則在操作 850 中，顛倒當前次頻帶之量化差分值 $d(i)$ ，且自第二霍夫曼表選擇當前次頻帶之顛倒之量化差分值 $d'(i)$ 的碼。

【0114】 在操作 860 中，使用操作 820、840 或 850 中選擇之碼來執行當前次頻帶之量化差分值 $d(i)$ 之霍夫曼解碼。

【0115】 每訊框之位元成本差分析展示於表 4 中。如表 4 所示，相比原始霍夫曼寫碼演算法，根據圖 7 之實施例之編碼效率平均提高 9%。

【0116】 表 4

演算法	位元率，千位元/秒	增益，%
霍夫曼寫碼	6.25	-
內容脈絡+霍夫曼寫碼	5.7	9

【0117】 圖 9 為根據本發明之一實施例的包含編碼模組 930 之多媒體元件 900 的方塊圖。

【0118】 圖 9 之多媒體元件 900 可包含通信單元 910 以及編碼模組 930。此外，根據作為編碼結果而獲得之音訊位元串流之用途，圖 9 之多媒體元件 900 可更包含用以儲存音訊位元串流之儲存單

元 950。此外，圖 9 之多媒體元件 900 可更包含麥克風 970。亦即，儲存單元 950 以及麥克風 970 是任選的。圖 9 之多媒體元件 900 可更包含解碼模組（未繪示），例如，用以執行一般解碼功能之解碼模組或根據本發明之一實施例之解碼模組。編碼模組 930 可與多媒體元件 900 中所包含之其他組件（未繪示）整合且由至少一個處理器實施。

【0119】 參看圖 9，通信單元 910 可接收自外部提供之音訊信號以及經編碼之位元串流中之至少一者，或可傳輸經重新建構之音訊信號以及作為編碼模組 930 之編碼之結果而獲得的音訊位元串流中之至少一者。

【0120】 通信單元 910 經組態以經由無線網路或有線網路將資料傳輸至外部多媒體元件以及自外部多媒體元件接收資料，無線網路諸如為無線網際網路（wireless Internet）、無線企業內部網路（wireless intranet）、無線電話網路（wireless telephone network）、無線區域網路（Local Area Network；LAN）、Wi-Fi、Wi-Fi 直連（Wi-Fi Direct；WFD）、第三代（third generation；3G）、第四代（fourth generation；4G）、藍牙（Bluetooth）、紅外線資料協會（Infrared Data Association；IrDA）、射頻識別（Radio Frequency Identification；RFID）、超寬頻（Ultra WideBand；UWB）、紫蜂（Zigbee）或近場通信（Near Field Communication；NFC），有線網路諸如為有線電話網路（wired telephone network）或有線網際網路（wired Internet）。

【0121】 根據一實施例，編碼模組 930 可藉由如下方式而產生位元串流：將時域中之音訊信號（其經由通信單元 910 或麥克風 970 而提供）變換為頻域中之音訊頻譜；基於音訊頻譜之預定次頻帶而獲取包絡；基於預定次頻帶而對包絡進行量化；以及獲得鄰近次頻帶之經量化之包絡之間的差值且藉由將先前次頻帶之差值用作內容脈絡來對當前次頻帶之差值進行無損編碼。

【0122】 根據另一實施例，當對包絡進行量化時，編碼模組 930 可調整對應於預定量化索引之量化區域之邊界以使得量化區域中之總量化誤差最小化，且可使用藉由調整而更新之量化表來執行量化。

【0123】 儲存單元 950 可儲存由編碼模組 930 產生之經編碼之位元串流。此外，儲存單元 950 可儲存操作多媒體元件 900 所需之各種程式。

【0124】 麥克風 970 可將音訊信號自使用者或外部提供至編碼模組 930。

【0125】 圖 10 為根據本發明之一實施例的包含解碼模組 1030 之多媒體元件 1000 的方塊圖。

【0126】 圖 10 之多媒體元件 1000 可包含通信單元 1010 以及解碼模組 1030。此外，根據作為解碼結果而獲得之經重新建構之音訊信號的用途，圖 10 之多媒體元件 1000 可更包含用以儲存經重新建構之音訊信號之儲存單元 1050。此外，圖 10 之多媒體元件 1000 可更包含揚聲器 1070。亦即，儲存單元 1050 以及揚聲器 1070 是

任選的。圖 10 之多媒體元件 1000 可更包含編碼模組（未繪示），例如，用於執行一般編碼功能之編碼模組或根據本發明之一實施例之編碼模組。解碼模組 1030 可與多媒體元件 1000 中所包含之其他組件（未繪示）整合且由至少一個處理器實施。

【0127】參看圖 10，通信單元 1010 可接收自外部提供之音訊信號以及經編碼之位元串流中之至少一者，或可傳輸作為解碼模組 1030 之解碼之結果而獲得的經重新建構之音訊信號以及作為編碼之結果而獲得之音訊位元串流中之至少一者。通信單元 1010 可實質上與圖 9 之通信單元 910 相同地加以實施。

【0128】根據一實施例，解碼模組 1030 可藉由如下方式執行解量化：接收經由通信單元 1010 而提供之位元串流；自位元串流獲得鄰近次頻帶之經量化之包絡之間的差值；藉由將先前次頻帶之差值用作內容脈絡來對當前次頻帶之差值進行無損解碼；以及自因所述無損解碼而重新建構之當前次頻帶之差值基於次頻帶而獲得經量化之包絡。

【0129】儲存單元 1050 可儲存由解碼模組 1030 產生之經重新建構之音訊信號。此外，儲存單元 1050 可儲存操作多媒體元件 1000 所需之各種程式。

【0130】揚聲器 1070 可將由解碼模組 1030 產生之經重新建構之音訊信號輸出至外部。

【0131】圖 11 為根據本發明之一實施例的包含編碼模組 1120 以及解碼模組 1130 之多媒體元件 1100 的方塊圖。

【0132】 圖 11 之多媒體元件 1100 可包含通信單元 1110、編碼模組 1120 以及解碼模組 1130。此外，根據作為編碼結果而獲得之音訊位元串流或作為解碼結果而獲得之經重新建構之音訊信號的用途，圖 11 之多媒體元件 1100 可更包含用於儲存音訊位元串流或經重新建構之音訊信號之儲存單元 1140。此外，圖 11 之多媒體元件 1100 可更包含麥克風 1150 或揚聲器 1160。編碼模組 1120 以及解碼模組 1130 可與多媒體元件 1100 中所包含之其他組件（未繪示）整合且由至少一個處理器實施。

【0133】 因為圖 11 之多媒體元件 1100 中之組件與圖 9 之多媒體元件 900 中之組件或圖 10 之多媒體元件 1000 中之組件相同，因此，省略了其詳細描述。

【0134】 圖 9、圖 10 或圖 11 之多媒體元件 900、1000 或 1100 可包含唯語音通信終端（包含電話或行動電話）、廣播或唯音樂元件（包含 TV 或 MP3 播放器）或唯語音通信終端與廣播或唯音樂元件之混合終端元件，但不限於此。此外，圖 9、圖 10 或圖 11 之多媒體元件 900、1000 或 1100 可用作用戶端、伺服器或安置於用戶端與伺服器之間的變換器。

【0135】 舉例而言，若多媒體元件 900、1000 或 1100 為行動電話，則雖然未繪示，但行動電話可更包含：使用者輸入單元，諸如，小鍵盤；使用者介面或顯示單元，其用於顯示由行動電話處理之資訊；以及處理器，其用於控制行動電話之一般功能。此外，行動電話可更包含：相機單元，其具有影像拾取功能；以及用於執

行行動電話所需之功能的至少一個組件。

【0136】 作為另一實例，若多媒體元件 900、1000 或 1100 為 TV，則雖然未繪示，但 TV 可更包含：使用者輸入單元，諸如，小鍵盤；顯示單元，其用於顯示所接收之廣播資訊；以及處理器，其用於控制 TV 之一般功能。此外，TV 可更包含用於執行 TV 所需之功能的至少一個組件。

【0137】 根據本發明之實施例之方法可編寫為電腦程式，且可實施於使用電腦可讀記錄媒體來執行程式的通用數位電腦中。此外，可用於本發明之實施例中之資料結構、程式指令或資料檔案可按照各種方式記錄在電腦可讀記錄媒體中。電腦可讀記錄媒體為可儲存可之後由電腦系統讀取之資料的任何資料儲存元件。電腦可讀記錄媒體之實例包含：磁性媒體，諸如，硬碟（hard disk）、軟碟（floppy disk）以及磁帶（magnetic tape）；光學媒體，諸如，CD-ROM 以及 DVD；磁光媒體，諸如，軟磁光碟（floptical disk）；以及硬體元件，諸如，ROM、RAM 以及快閃記憶體，上述媒體經特定組態以儲存並執行程式指令。此外，電腦可讀記錄媒體可為用於傳輸指定了程式指令以及資料結構之信號的傳輸媒體。程式指令可包含由編譯器編輯之機器語言碼以及可由電腦使用解譯器來執行之高階語言碼。

【0138】 雖然已特定參考本發明之例示性實施例而展示並描述了本發明，但一般熟習此項技術者應理解，可對本發明進行形式以及細節之各種改變，而不偏離隨附申請專利範圍所定義之本發明

之精神以及範疇。

【符號說明】

【0139】

- 100：數位信號處理裝置
- 110：變換器
- 120：包絡獲取單元
- 130：包絡量化器
- 140：包絡編碼器
- 150：頻譜正規器
- 160：頻譜編碼器
- 200：數位信號解碼裝置
- 210：包絡解碼器
- 220：包絡解量化器
- 230：頻譜解碼器
- 240：頻譜解正規器
- 250：逆變換器
- 710～760、810～860：操作
- 900：多媒體元件
- 910：通信單元
- 930：編碼模組
- 950：儲存單元
- 970：麥克風
- 1000：多媒體元件

1010：通信單元

1030：解碼模組

1050：儲存單元

1070：揚聲器

1100：多媒體元件

1110：通信單元

1120：編碼模組

1130：解碼模組

1140：儲存單元

1150：麥克風

1160：揚聲器

**【發明摘要】**

【中文發明名稱】 音訊解碼方法、裝置及電腦可讀取記錄媒體

【英文發明名稱】 AUDIO DECODING METHOD, AUDIO
DECODING APPARATUS AND COMPUTER READABLE
RECORDING MEDIUM

【中文】 本發明提供一種音訊編碼方法。所述音訊編碼方法包含：基於音訊頻譜之預定次頻帶而獲取包絡；基於所述預定次頻帶而對所述包絡進行量化；以及獲得鄰近次頻帶之經量化之包絡之間的差值且藉由將先前次頻帶之差值用作內容脈絡來對當前次頻帶之差值進行無損編碼。因此，在有限位元範圍中，可減小對音訊頻譜之包絡資訊進行編碼所需之位元的數目，藉此增大對實際頻譜分量進行編碼所需之位元的數目。

【英文】 An audio encoding method. The audio encoding method includes: acquiring envelopes based on a predetermined sub-band for an audio spectrum; quantizing the envelopes based on the predetermined sub-band; and obtaining a difference value between quantized envelopes for adjacent sub-bands and lossless encoding a difference value of a current sub-band by using a difference value of a previous sub-band as a context. Accordingly, the number of bits required to encode envelope information of an audio spectrum may be reduced in a limited bit range, thereby increasing the number of bits required to encode an actual spectral component.

【發明申請專利範圍】

【第1項】一種音訊解碼方法，包括：

接收包括音訊頻譜中的次頻帶的包絡的經編碼量化差分索引的位元串流；以及

藉由參考基於內容脈絡的多個表中的一者無損解碼當前次頻帶的經編碼量化差分索引，所述內容脈絡是從先前次頻帶的解碼後量化差分索引獲得，

其中所述多個表中的所述一者是藉由所述內容脈絡所確定的多個群組中的一者選定。

【第2項】如申請專利範圍第1項所述的方法，其中所述包絡為對應次頻帶之平均能量、平均振幅、功率以及範數值中的一者。

【第3項】如申請專利範圍第1項所述的方法，其中所述無損解碼是藉由參考所述多個表而執行，所述多個表包括供第二群組的第一表及由第一群組及第三群組共用的第二表，其中所述第一群組至所述第三群組是藉由將與所述內容脈絡對應的解碼後量化差分索引進行分組而獲得。

【第4項】如申請專利範圍第3項所述的方法，其中從所述先前次頻帶的所述解碼後量化差分索引獲得的所述內容脈絡是在所述第二表被共用時按照原狀或在顛倒之後被使用。

【第5項】如申請專利範圍第1項所述的方法，其中所述無損解碼包括針對不存在所述先前次頻帶的第一次頻帶的經編碼量化索引進行解碼，以及基於所述第一次頻帶的解碼後量化索引及預定參考值，對跟在所述第一次頻帶之後的第二次頻帶的經編碼量化差分索引進行解碼。

【第6項】一種非暫態電腦可讀取記錄媒體，儲存用以執行如申請專利範圍第1項所述的音頻解碼方法的電腦可讀取程式。

【第7項】一種音訊解碼裝置，包括：

至少一個處理器，經組態以：

接收包括音訊頻譜中的次頻帶的包絡的經編碼量化差分索引的位元串流；以及

藉由參考基於內容脈絡的多個表中的一者無損解碼當前次頻帶的經編碼量化差分索引，所述內容脈絡是從先前次頻帶的解碼後量化差分索引獲得，

其中所述多個表中的所述一者是藉由所述內容脈絡所確定的多個群組中的一者選定。

【第8項】如申請專利範圍第7項所述的裝置，其中所述包絡為對應次頻帶之平均能量、平均振幅、功率以及範數值中的一者。

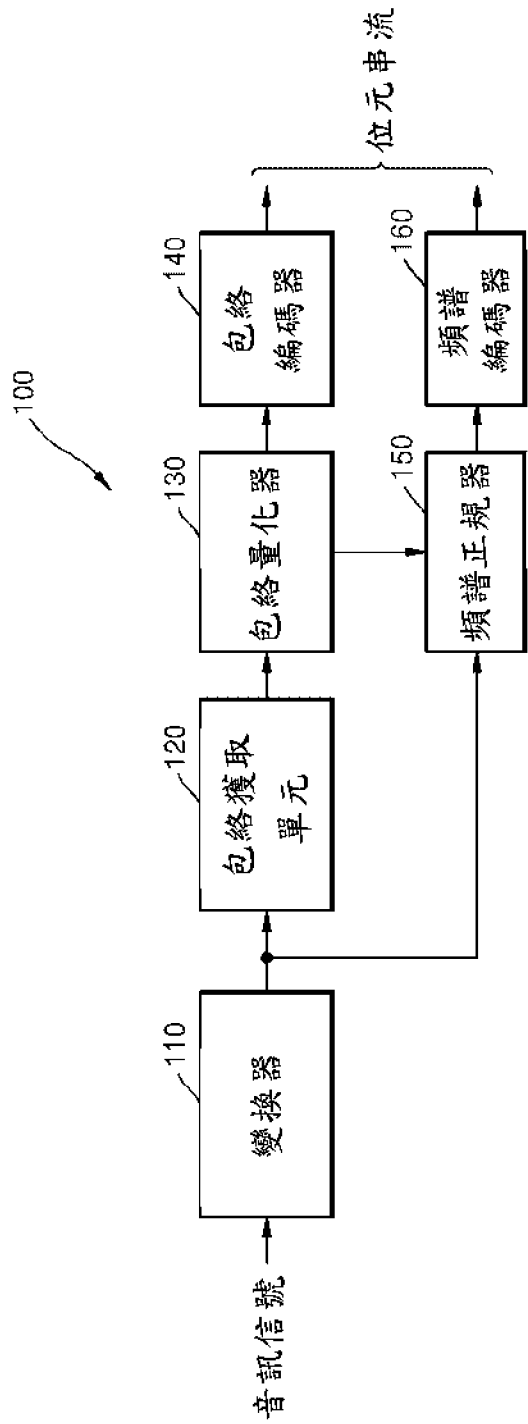
【第9項】如申請專利範圍第7項所述的裝置，其中所述處理器經配置以藉由參考所述多個表執行無損解碼，所述多個表包括供第二群組的第一表及由第一群組及第三群組共用的第二表，其中所述第一群組至所述第三群組是藉由將與所述內容脈絡對應的解碼後量化差分索引進行分組而獲得。

【第10項】如申請專利範圍第9項所述的裝置，其中從所述先前次頻帶的所述解碼量化差分索引獲得的所述內容脈絡是在所述第二表被共用時按照原狀或在顛倒之後被使用。

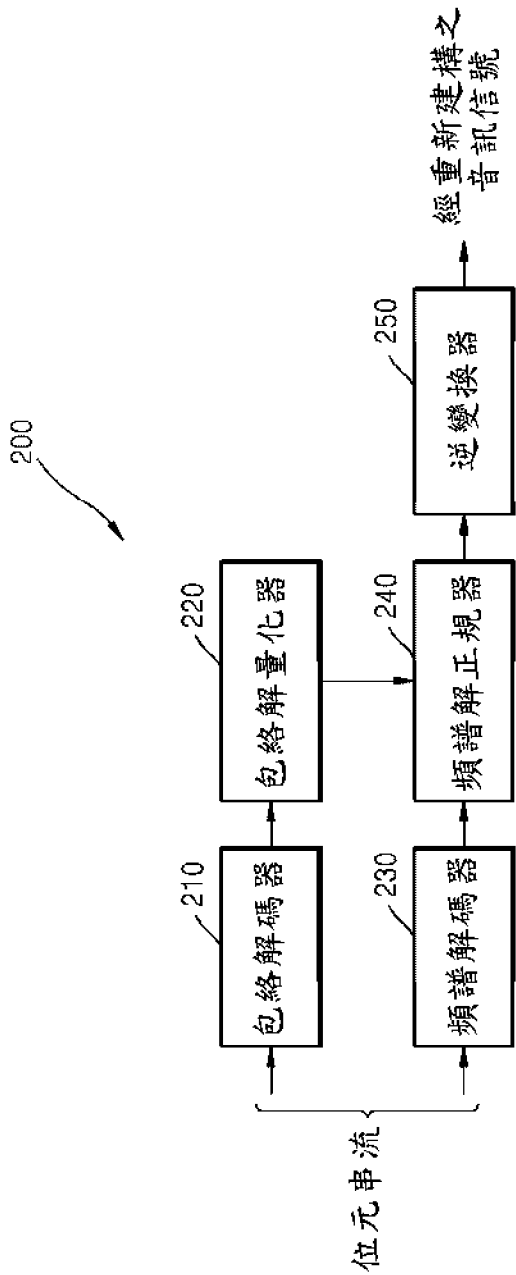
【第11項】如申請專利範圍第7項所述的裝置，其中從所述處理器經配置以針對不存在所述先前次頻帶的第一次頻帶的經編碼量化索引進行解碼，以及基於所述第一次頻帶的解碼後量化索引及預

定參考值，對跟在所述第一次頻帶之後的第二次頻帶的經編碼量化差分索引進行解碼。

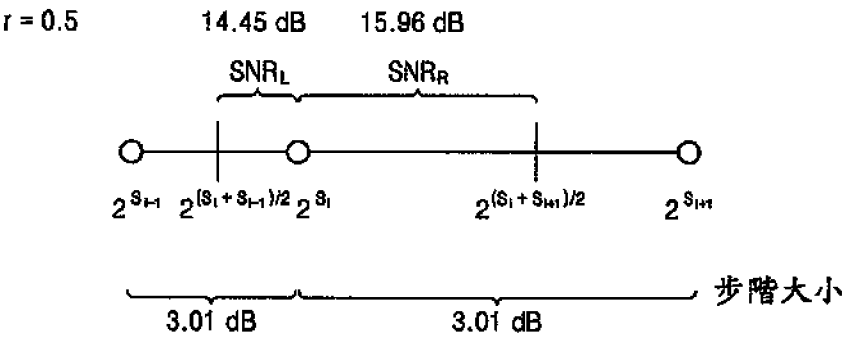
【發明圖式】



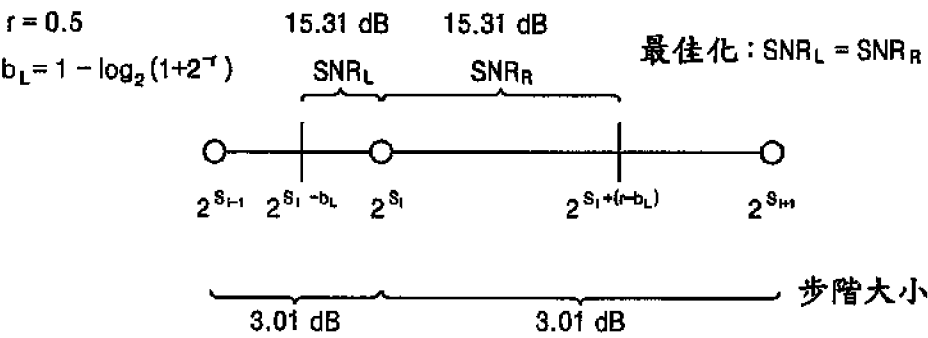
【圖 1】



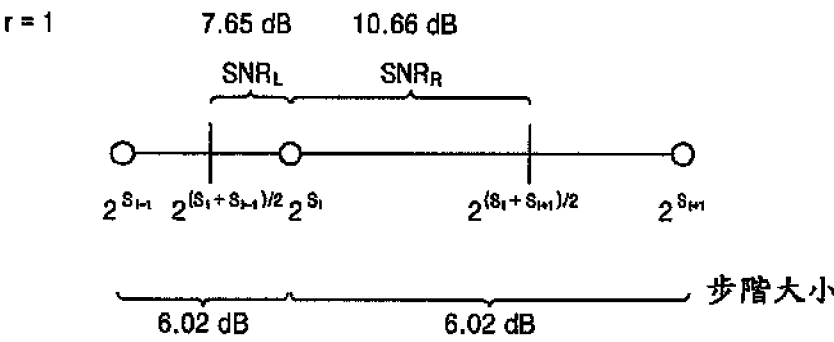
【圖 2】



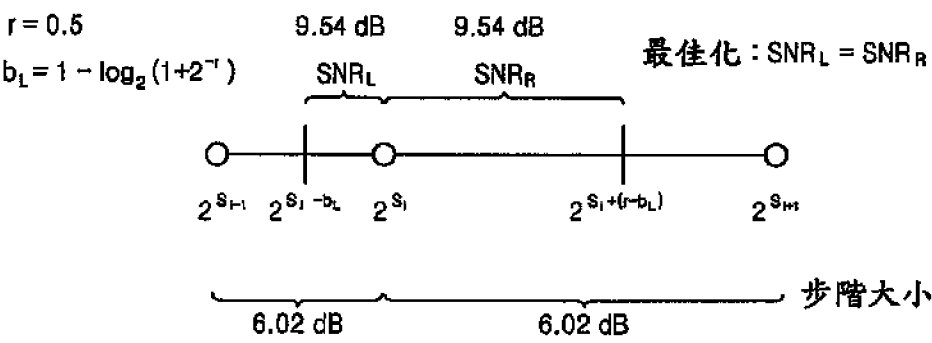
【圖 3A】



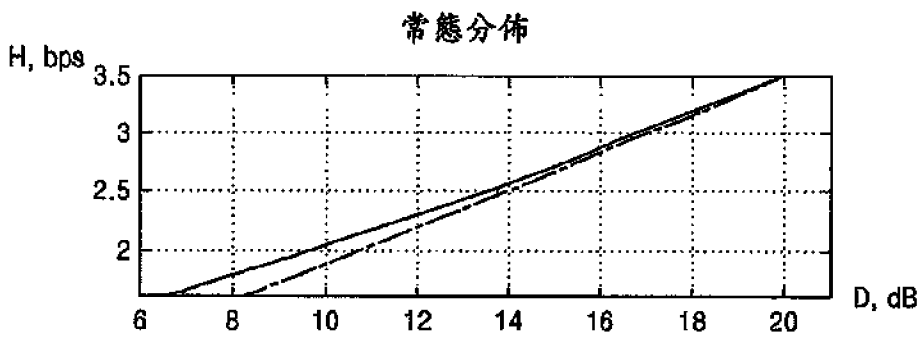
【圖 3B】



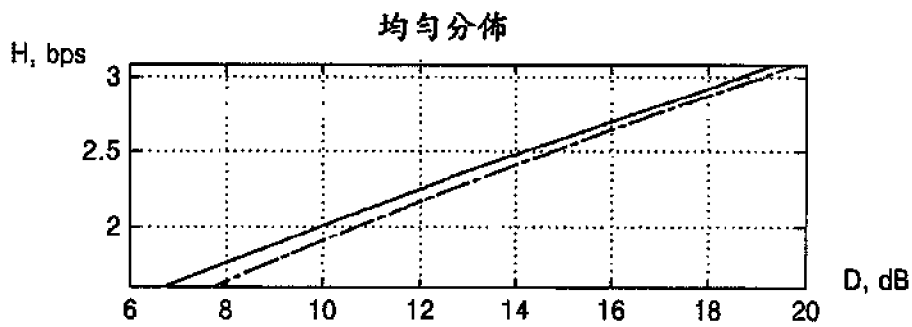
【圖 4A】



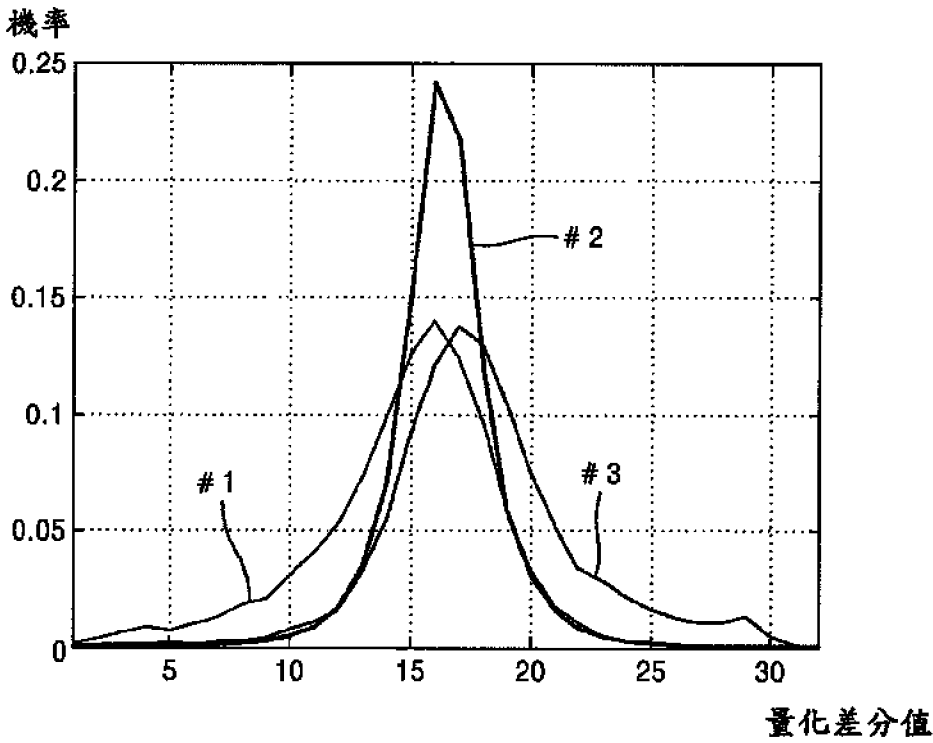
【圖 4B】



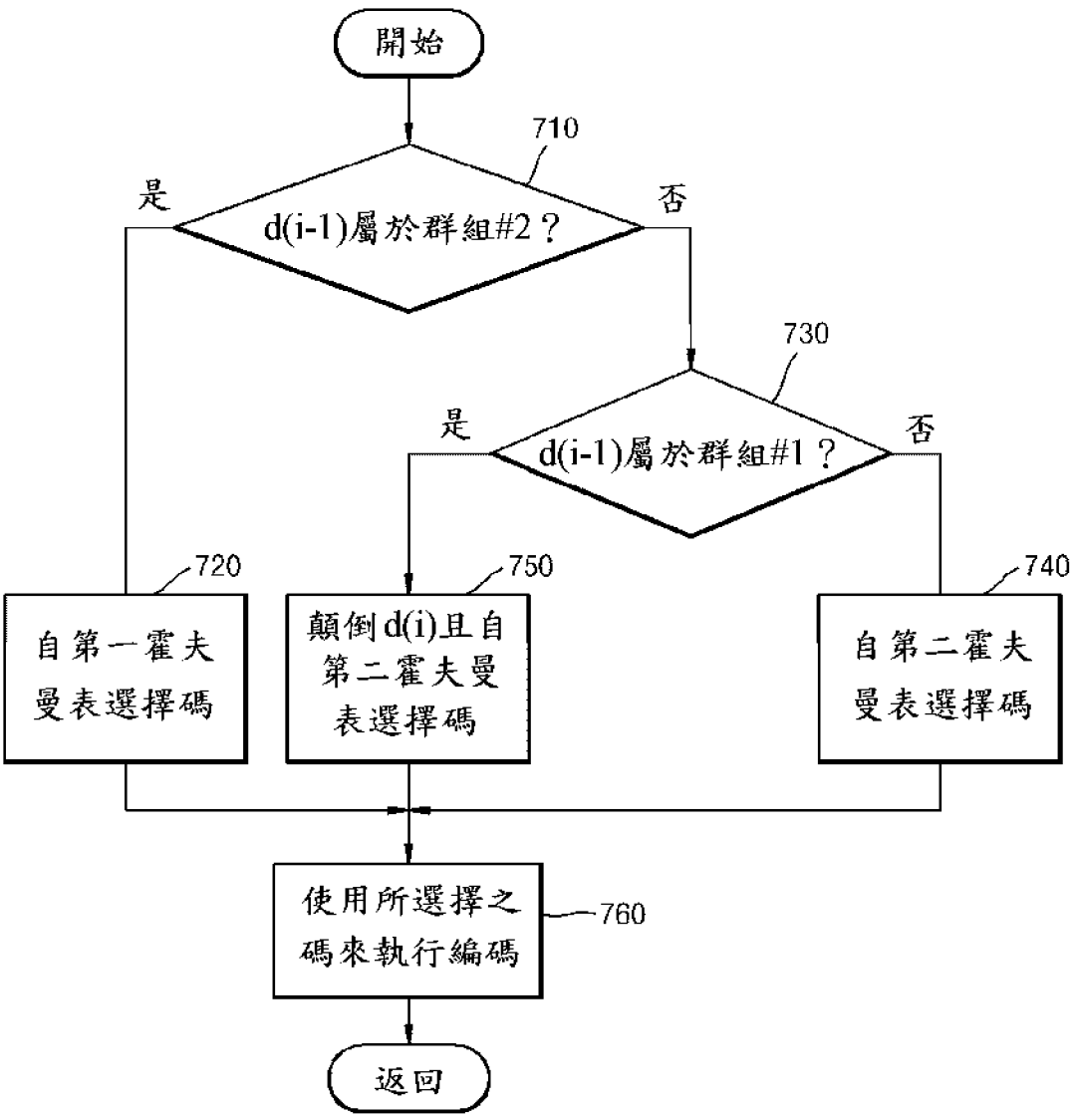
【圖 5A】



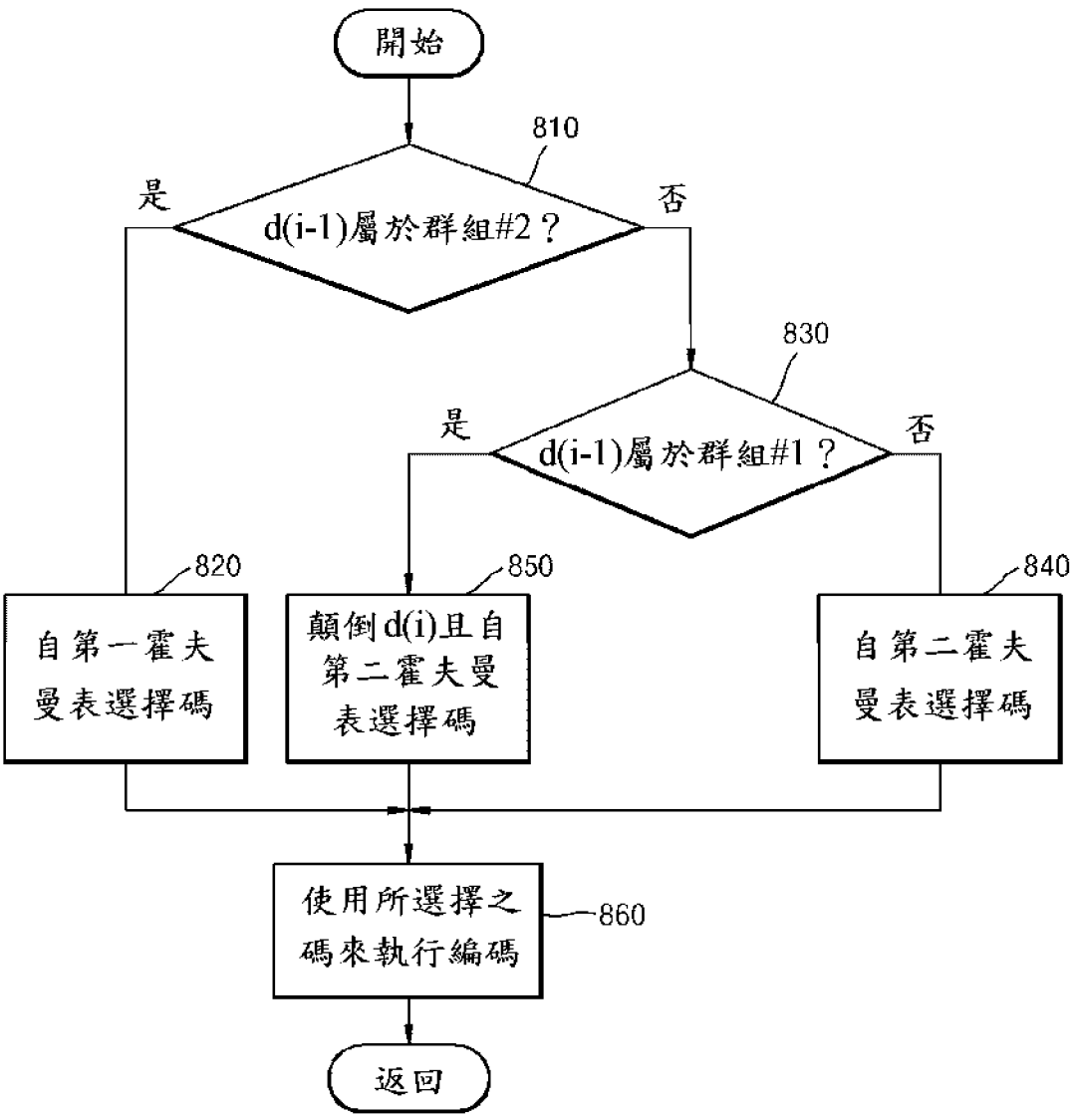
【圖 5B】



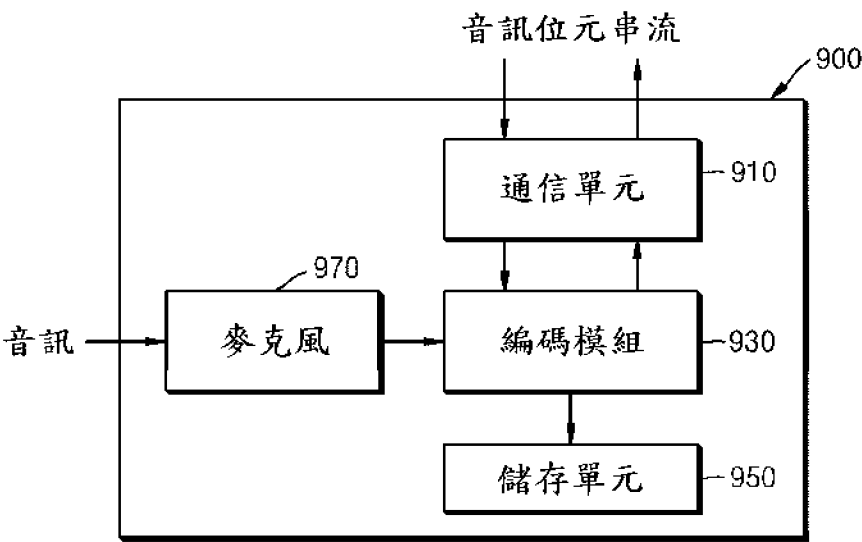
【圖 6】



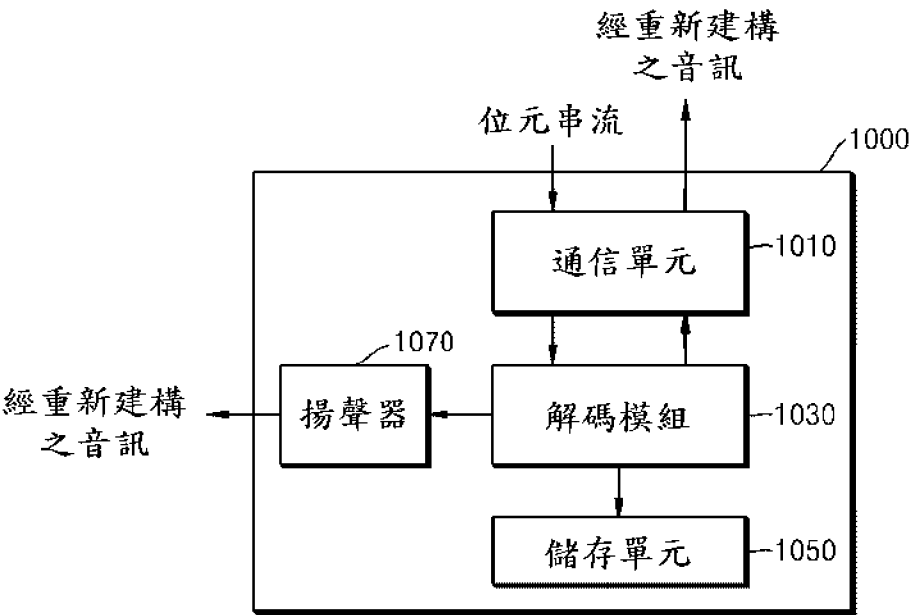
【圖 7】



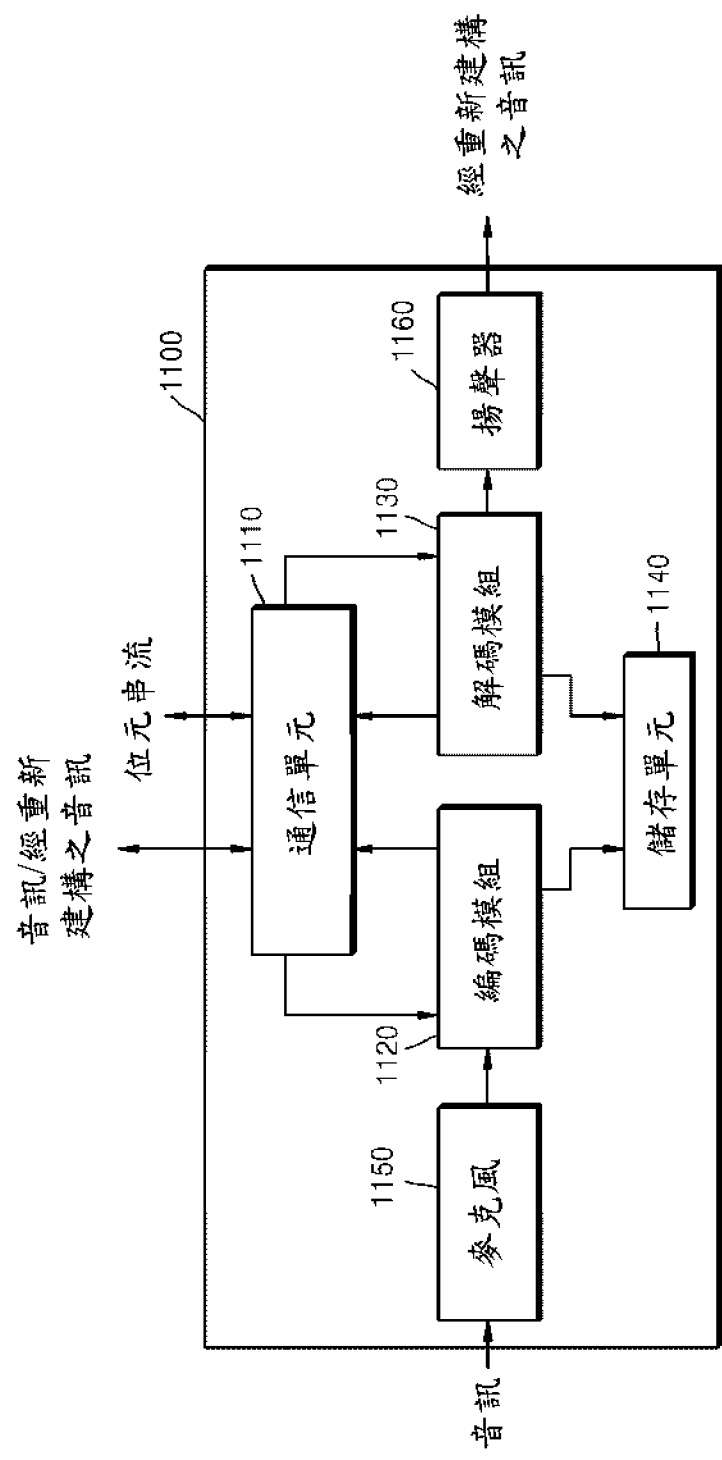
【圖 8】



【圖 9】



【圖 10】



【圖 11】

【指定代表圖】圖7。

【代表圖之符號簡單說明】

710～760：操作

【特徵化學式】

無