



(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 I672691 B

(45) 公告日：中華民國 108 (2019) 年 09 月 21 日

(21) 申請案號：106118018

(22) 申請日：中華民國 101 (2012) 年 04 月 23 日

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

(30) 優先權：2011/04/21 美國 61/477,797

2011/05/03 美國 61/481,874

(71) 申請人：南韓商三星電子股份有限公司 (南韓) SAMSUNG ELECTRONICS CO., LTD. (KR)
南韓

(72) 發明人：成昊相 SUNG,HO-SANG (KR)；吳殷美 OH,EUN-MI (KR)

(74) 代理人：葉璟宗；鄭婷文；詹富閔

(56) 參考文獻：

KR 20080092770A

“ITU-T G.718 - Frame error robust narrow-band and wideband embedded variable bit-rate coding of speech and audio from 8-32 kbit/s”, 30 June 2008 (2008-06-30), XP055087883, https://www.itu.int/rec/dologin_pub.asp?lang=e&id=T-REC-G.718-200806-I!!SOFT-ZST-E&type=items

審查人員：莊榮昌

申請專利範圍項數：4 項 圖式數：31 共 102 頁

(54) 名稱

解碼方法

(57) 摘要

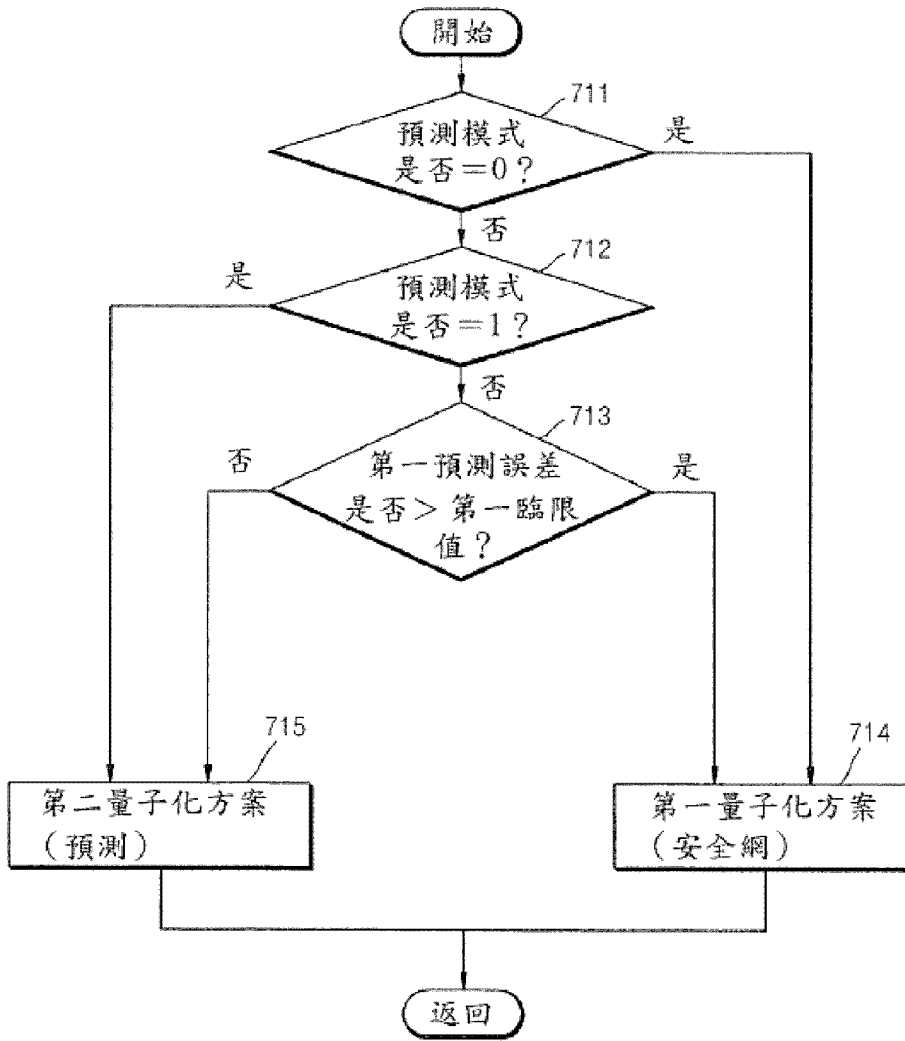
提供一種解碼方法。基於來自包含編碼音訊信號和編碼語音信號中的至少一個的模式資訊，選擇不具有框間預測的第一解碼方案和具有框間預測的第二解碼方案之一，其中模式資訊為在編碼端以開放迴路方式基於預測誤差獲得。藉由處理器基於所選擇的解碼方案執行解碼位元流，以重建音訊或語音，其中第一解碼方案包括具有區塊約束式的格狀結構去量子化器以及框內預測器，其中位元流為基於來自多個編碼模式中的有聲編碼模式獲得。

A decoding method is provided. Selecting, based on a mode information obtained from a bit stream including at least one of an encoded audio signal and an encoded speech signal, one of a first decoding scheme without inter-frame prediction and a second decoding scheme with the inter-frame prediction, where the mode information is obtained based on a predictive error in an open-loop manner in an encoding end. Decoding, performed by a processor, the bit stream, based on the selected decoding scheme, for reconstruction of audio or speech, wherein the first decoding scheme comprises a block-constrained trellis-structured de-quantizer and an intra-frame predictor, wherein the bitstream is obtained based on a voiced coding mode from among a plurality of coding modes.

指定代表圖：

符號簡單說明：

711~715 . . . 操作



【圖7A】

【發明說明書】

【中文發明名稱】解碼方法

【英文發明名稱】DECODING METHOD

【技術領域】

【0001】 與本揭露內容一致的方法以及元件是關於線性預測編碼係數之量子化（quantization）以及去量子化（de-quantization），且更明確而言，是關於一種以低複雜性有效率地量子化線性預測編碼係數之方法、一種使用所述量子化方法之聲音編碼方法、一種去量子化線性預測編碼係數之方法、一種使用所述去量子化方法之聲音解碼方法以及其記錄媒體。

【0002】 本申請案主張 2011 年 4 月 21 日向美國專利商標局申請之美國臨時申請案第 61/477,797 號以及 2011 年 5 月 3 日向美國專利商標局申請之美國臨時申請案第 61/481,874 號的權利，所述兩個臨時申請案之揭露內容以引用的方式全部併入本文中。

【先前技術】

【0003】 在用於對聲音（諸如，語音或音訊）進行編碼之系統中，使用線性預測編碼（Linear Predictive Coding；LPC）係數來表示聲音之短時頻率特性。以如下方式獲得 LPC 係數：以訊框為單位劃分輸入聲音，且使每訊框之預測誤差之能量最小化。然而，由於 LPC 係數具有大的動態範圍且所使用之 LPC 濾波器的特性對

LPC 係數之量子化誤差非常敏感，因此無法保證 LPC 濾波器之穩定性。

【0004】 因此，藉由將 LPC 係數轉換成易於檢查濾波器之穩定性、對內插有利且具有良好量子化特性的其他係數來執行量子化。大體上較佳的是，藉由將 LPC 係數轉換成線頻譜頻率（Line Spectral Frequency；LSF）或導抗頻譜頻率（Immittance Spectral Frequency；ISF）係數來執行量子化。詳言之，LPC 係數之量子化方法可藉由使用 LSF 係數在頻域以及時域中的高框間相關性來增加量子化增益。

【0005】 LSF 係數指示短時聲音之頻率特性，且對於輸入聲音之頻率特性迅速改變之訊框，所述訊框之 LSF 係數亦迅速改變。然而，對於使用 LSF 係數之高框間相關性的量子化器，由於不能針對迅速改變之訊框執行適當預測，因此量子化器之量子化效能降低。

【發明內容】

【0006】 態樣是提供一種以低複雜性有效率地量子化線性預測編碼（LPC）係數之方法、一種使用所述量子化方法之聲音編碼方法、一種去量子化 LPC 係數之方法、一種使用所述去量子化方法之聲音解碼方法以及其記錄媒體。

【0007】 根據一或多個例示性實施例之態樣，提供一種量子化方法，所述量子化方法包括：在考慮預測模式、預測誤差以及傳輸

頻道狀態中之至少一者的情況下，藉由選擇不使用框間預測之第一量子化方案以及使用框間預測之第二量子化方案中的一者來量子化輸入信號。

【0008】 根據一或多個例示性實施例之另一態樣，提供一種編碼方法，所述編碼方法包括：判定輸入信號之編碼模式；藉由根據路徑資訊選擇不使用框間預測之第一量子化方案以及使用框間預測之第二量子化方案中的一者來量子化輸入信號，所述路徑資訊是在考慮預測模式、預測誤差以及傳輸頻道狀態中之至少一者的情況下予以判定；在編碼模式下編碼已量子化之輸入信號；以及產生位元流，所述位元流包含在第一量子化方案中量子化之結果以及在第二量子化方案中量子化之結果中的一者、輸入信號之編碼模式以及與輸入信號之量子化有關的路徑資訊。

【0009】 根據一或多個例示性實施例之另一態樣，提供一種去量子化方法，所述去量子化方法包括：藉由基於包含於位元流中之路徑資訊選擇不使用框間預測之第一去量子化方案以及使用框間預測之第二去量子化方案中的一者而去量子化輸入信號，所述路徑資訊是在編碼端中在考慮預測模式、預測誤差以及傳輸頻道狀態中之至少一者的情況下予以判定。

【0010】 根據一或多個例示性實施例之另一態樣，提供一種解碼方法，所述解碼方法包括：對包含於位元流中之線性預測編碼（LPC）參數以及編碼模式進行解碼；藉由基於包含於位元流中之路徑資訊使用不使用框間預測之第一去量子化方案以及使用框間

預測之第二去量子化方案中的一者而去量子化經解碼之 LPC 參數；以及在經解碼之編碼模式下對已去量子化之 LPC 參數進行解碼，其中路徑資訊是在編碼端中在考慮預測模式、預測誤差以及傳輸頻道狀態中之至少一者的情況下予以判定。

【0011】 根據一或多個例示性實施例之另一態樣，提供一種判定量子化器類型之方法，所述方法包括：比較輸入信號之位元元率與第一參考值；比較輸入信號之頻寬與第二參考值；比較內部取樣頻率與第三參考值；以及基於所述比較中之一或多者的結果將用於輸入信號之量子化器類型判定為開放迴路類型以及封閉迴路類型中之一者。

【0012】 根據一或多個例示性實施例之另一態樣，提供一種電子元件，所述電子元件包含：通信單元，所述通信單元接收聲音信號以及經編碼之位元流中的至少一者，或傳輸經編碼之聲音信號以及已恢復之聲音中的至少一者；以及編碼模組，所述編碼模組藉由根據路徑資訊選擇不使用框間預測之第一量子化方案以及使用框間預測之第二量子化方案中的一者來量子化接收到之輸入信號，所述路徑資訊是在考慮預測模式、預測誤差以及傳輸頻道狀態中之至少一者的情況下予以判定，且所述編碼模組在編碼模式下對已量子化之聲音信號進行編碼。

【0013】 根據一或多個例示性實施例之另一態樣，提供一種電子元件，所述電子元件包含：通信單元，所述通信單元接收聲音信號以及經編碼之位元流中的至少一者，或傳輸經編碼之聲音信號

以及已恢復之聲音中的至少一者；以及解碼模組，所述解碼模組對包含於位元流中之線性預測編碼（LPC）參數以及編碼模式進行解碼，所述解碼模組藉由基於包含於位元流中之路徑資訊使用不使用框間預測之第一去量子化方案以及使用框間預測之第二去量子化方案中的一者而去量子化經解碼之 LPC 參數，且所述解碼模組在經解碼之編碼模式下對已去量子化之 LPC 參數進行解碼，其中路徑資訊是在編碼端中在考慮預測模式、預測誤差以及傳輸頻道狀態中之至少一者的情況下予以判定。

【0014】 根據一或多個例示性實施例之另一態樣，提供一種電子元件，所述電子元件包含：通信單元，所述通信單元接收聲音信號以及經編碼之位元流中的至少一者，或傳輸經編碼之聲音信號以及已恢復之聲音中的至少一者；編碼模組，所述編碼模組藉由根據路徑資訊選擇不使用框間預測之第一量子化方案以及使用框間預測之第二量子化方案中的一者來量子化接收到之輸入信號，所述路徑資訊是在考慮預測模式、預測誤差以及傳輸頻道狀態中之至少一者的情況下予以判定，且所述編碼模組在編碼模式下對已量子化之聲音信號進行編碼；以及解碼模組，所述解碼模組對包含於位元流中之線性預測編碼（LPC）參數以及編碼模式進行解碼，所述解碼模組藉由基於包含於位元流中之路徑資訊使用不使用框間預測之第一去量子化方案以及使用框間預測之第二去量子化方案中的一者而去量子化經解碼之 LPC 參數，且所述解碼模組在經解碼之編碼模式下對已去量子化之 LPC 參數進行解碼。

【0015】 藉由參看隨附圖式詳細描述其例示性實施例，以上以及其他態樣將變得更顯而易見。

【圖式簡單說明】

【0016】

圖 1 為根據例示性實施例的聲音編碼裝置之方塊圖。

圖 2A 至圖 2D 為可由圖 1 之聲音編碼裝置之編碼模式選擇器選擇的各種編碼模式之實例。

圖 3 為根據例示性實施例的線性預測編碼（LPC）係數量子化器之方塊圖。

圖 4 為根據例示性實施例的加權函數判定器之方塊圖。

圖 5 為根據另一例示性實施例的 LPC 係數量子化器之方塊圖。

圖 6 為根據例示性實施例的量子化路徑選擇器之方塊圖。

圖 7A 以及圖 7B 為說明根據例示性實施例的圖 6 之量子化路徑選擇器之操作之流程圖。

圖 8 為根據另一例示性實施例的量子化路徑選擇器之方塊圖。

圖 9 說明關於在提供編碼解碼器服務時可在網路端中傳輸之頻道狀態之資訊。

圖 10 為根據另一例示性實施例的 LPC 係數量子化器之方塊圖。

圖 11 為根據另一例示性實施例的 LPC 係數量子化器之方塊圖。

圖 12 為根據另一例示性實施例的 LPC 係數量子化器之方塊圖。

圖 13 為根據另一例示性實施例的 LPC 係數量子化器之方塊圖。

圖 14 為根據另一例示性實施例的 LPC 係數量子化器之方塊圖。

圖 15 為根據另一例示性實施例的 LPC 係數量子化器之方塊圖。

圖 16A 以及圖 16B 為根據其他例示性實施例的 LPC 係數量子化器之方塊圖。

圖 17A 至圖 17C 為根據其他例示性實施例的 LPC 係數量子化器之方塊圖。

圖 18 為根據另一例示性實施例的 LPC 係數量子化器之方塊圖。

圖 19 為根據另一例示性實施例的 LPC 係數量子化器之方塊圖。

圖 20 為根據另一例示性實施例的 LPC 係數量子化器之方塊圖。

圖 21 為根據例示性實施例的量子化器類型選擇器之方塊圖。

圖 22 為說明根據例示性實施例的量子化器類型選擇方法之操作之流程圖。

圖 23 為根據例示性實施例的聲音解碼裝置之方塊圖。

圖 24 為根據例示性實施例的 LPC 係數去量子化器之方塊圖。

圖 25 為根據另一例示性實施例的 LPC 係數去量子化器之方塊圖。

圖 26 為根據例示性實施例的在圖 25 之 LPC 係數去量子化器中的第一去量子化方案以及第二去量子化方案之實例之方塊圖。

圖 27 為說明根據例示性實施例的量子化方法之流程圖。

圖 28 為說明根據例示性實施例的去量子化方法之流程圖。

圖 29 為根據例示性實施例的包含編碼模組之電子元件之方塊圖。

圖 30 為根據例示性實施例的包含解碼模組之電子元件之方塊圖。

圖 31 為根據例示性實施例的包含編碼模組以及解碼模組之電子元件之方塊圖。

【實施方式】

【0017】 本發明概念可允許各種種類之改變或修改以及形式上之各種改變，且將在圖式中說明且在說明書中詳細描述特定例示性實施例。然而，應理解，特定例示性實施例並不將本發明概念限於特定揭露形式，而是包含在本發明概念之精神以及技術範疇內的每一修改後的、等效或替換形式。在以下描述中，未詳細描述熟知功能或構造，因為熟知功能或構造之不必要的細節會使本發明模糊。

【0018】 雖然諸如‘第一’以及‘第二’之術語可用以描述各種元件，但元件不能受術語限制。術語可用以將某一元件與另一元件區分開。

【0019】 在本申請案中使用之術語僅用以描述特定例示性實施例，且沒有任何意圖要限制本發明概念。雖然在考量本發明概念中之功能的同時選擇儘可能為當前廣泛使用之一般術語作為在本

發明概念中使用之術語，但所述一般術語根據一般熟習此項技術者之意圖、司法判例或新術語之出現而可能變化。此外，在特定情況下，可使用本申請者有意選擇之術語，且在此情況下，將在對應的描述中揭露所述術語之含義。因此，在本發明概念中使用之術語不應由術語之簡單名稱來定義，而是由術語之含義以及在本發明概念上之內容來定義。

【0020】 單數形式之表達包含複數形式之表達，除非兩種表達在上下文中明顯互不相同。在本申請案中，應理解，諸如‘包含’以及‘具有’之術語用以指示所實施之特徵、數目、步驟、操作、元件、零件或其組合之存在，而並不預先排除一或多個其他特徵、數目、步驟、操作、元件、零件或其組合之存在或添加的可能性。

【0021】 現將隨附圖式更充分地描述本發明概念，隨附圖式中展示了本發明之例示性實施例。圖式中相同的參考數字表示相同的元件，且因此將省略其重複描述。

【0022】 諸如“中之至少一者”的表達當接在元件之清單前時修飾元件之整個清單而不修飾清單中之個別元件。

【0023】 圖 1 為根據例示性實施例的聲音編碼裝置 100 之方塊圖。

【0024】 圖 1 中展示之聲音編碼裝置 100 可包含預處理器（例如，中央處理單元（central processing unit；CPU）111、頻譜以及線性預測（Linear Prediction；LP）分析器 113、編碼模式選擇器 115、線性預測編碼（LPC）係數量子化器 117、可變模式編碼器 119 以及參數編碼器 121。聲音編碼裝置 100 的元件中之每一者可由至少

一處理器（例如，中央處理單元（central processing unit；CPU））以整合於至少一模組中的方式實施。應注意，聲音可指音訊、語音或其組合。為便於描述，以下描述將稱聲音為語音。然而，應理解，可處理任何聲音。

【0025】 參看圖 1，預處理器 111 可預處理輸入語音信號。在預處理程式中，可自語音信號移除不需要的頻率分量，或可將語音信號之頻率特性調整為利於編碼。詳細而言，預處理器 111 可執行高通濾波、預強調或取樣轉換。

【0026】 頻譜以及 LP 分析器 113 可藉由分析頻域中之特性或對經預處理之語音信號執行 LP 分析來擷取 LPC 係數。雖然通常每訊框執行一次 LP 分析，但為獲得額外的聲音品質改良，可每訊框執行兩次或兩次以上 LP 分析。在此情況下，一次 LP 分析為針對訊框端之 LP（作為習知 LP 分析而執行），且另一次 LP 分析可為為獲得聲音品質改良而針對中間子訊框之 LP。在此情況下，當前訊框之訊框端指示形成當前訊框之多個子訊框當中的最終子訊框，且先前訊框之訊框端指示形成先前訊框之多個子訊框當中的最終子訊框。舉例而言，一個訊框可由 4 個子訊框組成。

【0027】 中間子訊框指示存在於為先前訊框之訊框端的最終子訊框與為當前訊框之訊框端的最終子訊框之間子訊框當中的一或多個子訊框。因此，頻譜以及 LP 分析器 113 可擷取總共兩個或兩個以上的 LPC 係數集合。當輸入信號為窄頻帶時，LPC 係數可使用階數 10，當輸入信號為寬頻帶時，可使用階數 16 至 20。然而，

LPC 係數之維度不限於此。

【0028】 編碼模式選擇器 115 可根據多速率來選擇多個編碼模式中之一者。此外，編碼模式選擇器 115 可藉由使用語音信號之特性（自頻帶資訊、音調資訊或頻域之分析資訊獲得）來選擇多個編碼模式中之一者。此外，編碼模式選擇器 115 可藉由使用多速率以及語音信號之特性來選擇多個編碼模式中之一者。

【0029】 LPC 係數量子化器 117 可量子化由頻譜以及 LP 分析器 113 擷取之 LPC 係數。LPC 係數量子化器 117 可藉由將 LPC 係數轉換成適合於量子化之其他係數來執行量子化。LPC 係數量子化器 117 可在語音信號之量子化前基於第一準則選擇多個路徑中之一者作為語音信號之量子化路徑，所述多個路徑包含不使用框間預測之第一路徑以及使用框間預測之第二路徑，且 LPC 係數量子化器 117 藉由根據所選量子化路徑使用第一量子化方案以及第二量子化方案中之一者來量子化語音信號。或者，LPC 係數量子化器 117 可針對第一路徑藉由不使用框間預測之第一量子化方案來量子化 LPC 係數且針對第二路徑藉由使用框間預測之第二量子化方案來量子化 LPC 係數，且基於第二準則選擇第一路徑以及第二路徑中之一者的量子化結果。第一準則與第二準則可彼此相同或互不相同。

【0030】 可變模式編碼器 119 可藉由對由 LPC 係數量子化器 117 量子化之 LPC 係數進行編碼來產生位元流。可變模式編碼器 119 可在以由編碼模式選擇器 115 選擇之編碼模式下對已量子化之

LPC 係數進行編碼。可變模式編碼器 119 可以訊框或子訊框為單位對 LPC 係數之激勵信號進行編碼。

【0031】 在可變模式編碼器 119 中使用之編碼演算法之實例可為碼激勵式線性預測（Code-Excited Linear Prediction；CELP）或代數 CELP（Algebraic CELP；ACELP）。可根據編碼模式另外使用變換編碼演算法。CELP 演算法中用於編碼 LPC 係數之代表性參數為自適應碼簿索引、自適應碼簿增益、固定碼簿索引以及固定碼簿增益。可儲存由可變模式編碼器 119 編碼之當前訊框以用於編碼隨後訊框。

【0032】 參數編碼器 121 可編碼將由解碼端用於解碼的參數以便將其包含於位元流中。有利的是，編碼對應於編碼模式之參數。可儲存或傳輸由參數編碼器 121 產生之位元流。

【0033】 圖 2A 至圖 2D 為可由圖 1 之聲音編碼裝置 100 之編碼模式選擇器 115 選擇的各種編碼模式之實例。圖 2A 以及圖 2C 為在分配給量子化的位元元之數目大之情況（亦即，高位元率之情況）下分類的編碼模式之實例，且圖 2B 以及圖 2D 為在分配給量子化的位元元之數目小之情況（亦即，低位元率之情況）下分類的編碼模式之實例。

【0034】 首先，在高位元率之情況下，可針對簡單結構將語音信號分類為一般編碼（Generic Coding；GC）模式以及轉變編碼（Transition Coding；TC）模式，如在圖 2A 中所示。在此情況下，GC 模式包含無聲編碼（Unvoiced Coding；UC）模式以及有聲編

碼（Voiced Coding；VC）模式。在高位元率之情況下，可進一步包含無作用編碼（Inactive Coding；IC）模式以及音訊編碼（Audio Coding；AC）模式，如在圖 2C 中所示。

【0035】此外，在低位元元率之情況下，可將語音信號分類成 GC 模式、UC 模式、VC 模式以及 TC 模式，如在圖 2B 中所示。此外，在低位元元率之情況下，可進一步包含 IC 模式以及 AC 模式，如在圖 2D 中所示。

【0036】在圖 2A 以及圖 2C 中，當語音信號為具有類似於無聲聲音之特性的無聲聲音或噪音時，可選擇 UC 模式。當語音信號為有聲聲音時，可選擇 VC 模式。TC 模式可用以編碼具有轉變間隔之信號，在所述轉變間隔中，語音信號之特性迅速改變。GC 模式可用以編碼其他信號。UC 模式、VC 模式、TC 模式以及 GC 模式是基於在 ITU-T G.718 中揭露的分類準則之定義，但不限於此。

【0037】在圖 2B 以及圖 2D 中，針對靜音選擇 IC 模式，且當語音信號之特性接近於音訊時，可選擇 AC 模式。

【0038】可根據語音信號之頻帶對編碼模式作進一步分類。可將語音信號之頻帶分類成（例如）窄頻帶（Narrow Band；NB）、寬頻帶（Wide Band；WB）、超寬頻帶（Super Wide Band；SWB）以及全頻帶（Full Band；FB）。NB 可具有約 300 Hz 至約 3400 Hz 或約 50 Hz 至約 4000 Hz 之頻寬，WB 可具有約 50 Hz 至約 7000 Hz 或約 50 Hz 至約 8000 Hz 之頻寬，SWB 可具有約 50 Hz 至約 14000 Hz 或約 50 Hz 至約 16000 Hz 之頻寬，且 FB 可具有高達約 20000 Hz

之頻寬。此處，與頻寬有關之數值是為了方便而設定，且不限於此。此外，與以上描述相比，設定頻帶之分類的方式可更為簡單或更為複雜。

【0039】圖 1 之可變模式編碼器 119 可藉由使用對應於在圖 2A 至圖 2D 中展示之編碼模式的不同編碼演算法來編碼 LPC 係數。當判定了編碼模式之類型以及編碼模式之數目時，可能需要藉由使用對應於判定之編碼模式的語音信號再次訓練碼簿。

【0040】表 1 展示在 4 個編碼模式之情況下的量子化方案以及結構之實例。此處，可將不使用框間預測之量子化方法命名為安全網方案，且可將使用框間預測之量子化方法命名為預測方案。此外，VQ 表示向量量子化器，且 BC-TCQ 表示區塊約束式格狀編碼量子化器（block-constrained trellis-coded quantizer）。

[表 1]

編碼模式	量子化方案	結構
UC、NB/WB	安全網	VQ + BC-TCQ
VC、NB/WB	安全網 預測	VQ + BC-TCQ 框間預測 + 具有框內預測之 BC-TCQ
GC、NB/WB	安全網 預測	VQ + BC-TCQ 框間預測 + 具有框內預測之 BC-TCQ
TC、NB/WB	安全網	VQ + BC-TCQ

【0041】可根據所應用之位元元率改變編碼模式。如上所述，為了在高位元率情況下使用兩個編碼模式來量子化 LPC 係數，在 GC 模式下，每訊框可使用 40 或 41 個位元，且在 TC 模式下，每訊框

可使用 46 個位元。

【0042】 圖 3 為根據例示性實施例的 LPC 係數量子化器 300 之方塊圖。

【0043】 圖 3 中展示之 LPC 係數量子化器 300 可包含第一係數轉換器 311、加權函數判定器 313、導抗頻譜頻率 (ISF) / 線頻譜頻率 (LSF) 量子化器 315 以及第二係數轉換器 317。LPC 係數量子化器 300 的組件中之每一者可由至少一處理器 (例如, 中央處理單元 (CPU)) 以整合於至少一模組中的方式實施。

【0044】 參看圖 3, 第一係數轉換器 311 可將藉由對語音信號之當前或先前訊框之訊框端執行 LP 分析而擷取的 LPC 係數轉換成另一格式之係數。舉例而言, 第一係數轉換器 311 可將當前或先前訊框之訊框端的 LPC 係數轉換成任一格式之 LSF 係數以及 ISF 係數。在此情況下, LSF 係數或 ISF 係數指示 LPC 係數可易於量子化時的格式之實例。

【0045】 加權函數判定器 313 可藉由使用自 LPC 係數轉換而來之 LSF 係數或 ISF 係數判定加權函數, 所述加權函數與關於當前訊框之訊框端以及先前訊框之訊框端的 LPC 係數之重要性有關。在選擇量子化路徑或搜尋碼簿索引 (藉由碼簿索引, 使量子化中之加權誤差最小化) 之程式中可使用判定之加權函數。舉例而言, 加權函數判定器 313 可判定每個量值之加權函數以及每個頻率之加權函數。

【0046】 此外, 加權函數判定器 313 可藉由考慮頻帶、編碼模式

以及頻譜分析資訊中之至少一者來判定加權函數。舉例而言，加權函數判定器 313 可得出每個編碼模式之最佳加權函數。此外，加權函數判定器 313 可得出每個頻帶之最佳加權函數。另外，加權函數判定器 313 可基於語音信號之頻率分析資訊得出最佳加權函數。頻率分析資訊可包含頻譜傾斜資訊。以下將更詳細地描述加權函數判定器 313。

【0047】 ISF/LSF 量子化器 315 可量子化自當前訊框之訊框端之 LPC 係數轉換而來的 ISF 係數或 LSF 係數。ISF/LSF 量子化器 315 可在輸入編碼模式下獲得最佳量子化索引。ISF/LSF 量子化器 315 可藉由使用由加權函數判定器 313 判定之加權函數來量子化 ISF 係數或 LSF 係數。ISF/LSF 量子化器 315 可藉由在使用由加權函數判定器 313 判定之加權函數時選擇多個量子化路徑中之一者來量子化 ISF 係數或 LSF 係數。作為量子化之結果，可獲得關於當前訊框之訊框端的 ISF 係數或 LSF 係數以及已量子化之 ISF (Quantized ISF; QISF) 或已量子化之 LSF (Quantized LSF; QLSF) 係數的量子化索引。

【0048】 第二係數轉換器 317 可將 QISF 或 QLSF 係數轉換成已量子化之 LPC (Quantized LPC; QLPC) 係數。

【0049】 現將描述 LPC 係數之向量量子化與加權函數之間的關係。

【0050】 向量量子化指示藉由使用均方誤差距離量測來選擇具有最小誤差的碼簿索引之程式，其中認為向量中之所有項具有相同

的重要性。然而，由於在 LPC 係數中之每一者的重要性不同，因此若重要係數之誤差減小，則最終合成信號的感知品質可增加。因此，當量子化 LSF 係數時，解碼裝置可藉由將表示 LSF 係數中之每一者之重要性的加權函數應用於均方誤差距離量測且選擇最佳碼簿索引來增加合成信號的效能。

【0051】 根據例示性實施例，藉由使用頻率資訊以及 ISF 或 LSF 係數之實際頻譜量值，基於 ISF 或 LSF 係數中之每一者實際上影響頻譜包絡的事實，可判定每個量值之加權函數。根據例示性實施例，藉由組合每個量值之加權函數與每個頻率之加權函數（其考慮感知特性以及頻域之共振峰分佈），可獲得額外的量子化效率。根據例示性實施例，由於使用了頻域之實際量值，因此可良好地反映所有頻率之包絡資訊，且可正確地得出 ISF 或 LSF 係數中之每一者的權數。

【0052】 根據例示性實施例，當執行自 LPC 係數轉換而來的 ISF 或 LSF 係數之向量量子化時，若每一係數之重要性不同，則可判定指示哪一項在向量中相對更重要之加權函數。此外，可判定能夠藉由分析待編碼的訊框之頻譜而使高能量部分有更高權數之加權函數，以改良編碼之準確性。高頻譜能量指示時域中之高相關性。

【0053】 描述將此加權函數應用於誤差函數之實例。

【0054】 首先，若輸入信號之變化高，則當在不使用框間預測的情況下執行量子化時，用於經由 QISF 係數搜尋碼簿索引之誤差函

數可由以下等式 1 表示。否則，若輸入信號之變化低，則當使用框間預測執行量子化時，用於經由 QISF 係數搜尋碼簿索引之誤差函數可由等式 2 表示。碼簿索引指示用於使對應的誤差函數最小化之值。

$$E_{werr}(k) = \sum_{i=0}^p w(i) [z(i) - c_z^k(i)]^2 \quad (1)$$

$$E_{werr}(p) = \sum_{i=0}^p w(i) [r(i) - c_r^p(i)]^2 \quad (2)$$

【0055】此處， $w(i)$ 表示加權函數， $z(i)$ 以及 $r(i)$ 表示量子化器之輸入， $z(i)$ 表示自圖 3 中之 ISF(i) 移除平均值後的向量，且 $r(i)$ 表示自 $z(i)$ 移除框間預測值後的向量。 $E_{werr}(k)$ 可用以在未執行框間預測的情況下搜尋碼簿，且 $E_{werr}(p)$ 可用以在執行了框間預測的情況下搜尋碼簿。此外， $c(i)$ 表示碼簿，且 p 表示 ISF 係數之階數，所述階數在 NB 中通常為 10，且在 WB 中通常為 16 至 20。

【0056】根據例示性實施例，編碼裝置可藉由組合每個量值之加權函數（在使用對應於自 LPC 係數轉換而來的 ISF 或 LSF 係數之頻率的頻譜量值時）與每個頻率之加權函數（其考慮感知特性以及輸入信號之共振峰分佈）來判定最佳加權函數。

【0057】圖 4 為根據例示性實施例的加權函數判定器 400 之方塊圖。將加權函數判定器 400 與頻譜以及 LP 分析器 410 之窗處理器 421、頻率映射單元 423 以及量值計算器 425 一起展示。

【0058】參看圖 4，窗處理器 421 將窗應用於輸入信號。窗可為矩形窗、漢明（Hamming）窗或正弦窗。

【0059】 頻率映射單元 423 可將時域中之輸入信號映射至頻域中之輸入信號。舉例而言，頻率映射單元 423 可經由快速傅立葉變換 (Fast Fourier Transform ; FFT) 或修改後的離散餘弦變換 (Modified Discrete Cosine Transform ; MDCT) 將輸入信號變換至頻域。

【0060】 量值計算器 425 可計算關於變換至頻域之輸入信號的頻譜區間 (frequency spectrum bin) 之量值。頻譜區間之數目可與加權函數判定器 400 正規化 ISF 或 LSF 係數之數目相同。

【0061】 可將頻譜分析資訊作為由頻譜以及 LP 分析器 410 執行得出之結果輸入至加權函數判定器 400。在此情況下，頻譜分析資訊可包含頻譜傾斜。

【0062】 加權函數判定器 400 可正規化自 LPC 係數轉換而來之 ISF 或 LSF 係數。在第 p 階 ISF 係數當中，實際被應用了正規化之範圍為 0 至第 $(p-2)$ 階。通常，0 至第 $(p-2)$ 階 ISF 係數存在於 0 與 π 之間。加權函數判定器 400 可執行正規化的數目 K 與由頻率映射單元 423 得出的頻譜區間之數目相同，以使用頻譜分析資訊。

【0063】 加權函數判定器 400 可藉由使用頻譜分析資訊來判定每個量值之加權函數 $W1(n)$ ，其中 ISF 或 LSF 係數影響中間子訊框之頻譜包絡。舉例而言，加權函數判定器 400 可藉由使用 ISF 或 LSF 係數之頻率資訊以及輸入信號之實際頻譜量值來判定每個量值之加權函數 $W1(n)$ 。可針對自 LPC 係數轉換而來之 ISF 或 LSF

係數判定每個量值之加權函數 $W1(n)$ 。

【0064】 加權函數判定器 400 可藉由使用對應於 ISF 或 LSF 係數中之每一者的頻譜區間之量值來判定每個量值之加權函數 $W1(n)$ 。

【0065】 加權函數判定器 400 可藉由使用對應於 ISF 或 LSF 係數中之每一者的頻譜區間之量值以及位於頻譜區間周圍之至少一鄰近頻譜區間來判定每個量值之加權函數 $W1(n)$ 。在此情況下，加權函數判定器 400 可藉由擷取每一頻譜區間以及至少一鄰近頻譜區間之代表值來判定與頻譜包絡有關的每個量值之加權函數 $W1(n)$ 。代表值之實例為對應於 ISF 或 LSF 係數中之每一者的頻譜區間以及至少一鄰近頻譜區間之最大值、平均值或中間值。

【0066】 加權函數判定器 400 可藉由使用 ISF 或 LSF 係數之頻率資訊判定每個頻率之加權函數 $W2(n)$ 。詳細而言，加權函數判定器 400 可藉由使用感知特性以及輸入信號之共振峰分佈來判定每個頻率之加權函數 $W2(n)$ 。在此情況下，加權函數判定器 400 可根據巴克標度 (bark scale) 擷取輸入信號之感知特性。接著，加權函數判定器 400 可基於共振峰分佈之第一共振峰判定每個頻率之加權函數 $W2(n)$ 。

【0067】 每個頻率之加權函數 $W2(n)$ 可導致在超低頻率與高頻率中的權數相對低，且導致在低頻率之頻率間隔（例如，對應於第一共振峰之間隔）中的權數為恆定的。

【0068】 加權函數判定器 400 可藉由組合每個量值之加權函數 $W1(n)$ 與每個頻率之加權函數 $W2(n)$ 來判定最終加權函數 $W(n)$ 。在

此情況下，加權函數判定器 400 可藉由將每個量值之加權函數 $W1(n)$ 乘以每個頻率之加權函數 $W2(n)$ 或與每個頻率之加權函數 $W2(n)$ 相加來判定最終加權函數 $W(n)$ 。

【0069】 作為另一實例，加權函數判定器 400 可藉由考慮編碼模式以及輸入信號之頻帶資訊來判定每個量值之加權函數 $W1(n)$ 以及每個頻率之加權函數 $W2(n)$ 。

【0070】 為進行上述操作，加權函數判定器 400 可藉由檢查輸入信號之頻寬而針對輸入信號之頻寬為 NB 之情況以及輸入信號之頻寬為 WB 之情況來檢查輸入信號之編碼模式。當輸入信號之編碼模式為 UC 模式時，加權函數判定器 400 可判定在 UC 模式下之每個量值之加權函數 $W1(n)$ 以及每個頻率之加權函數 $W2(n)$ 且對其進行組合。

【0071】 當輸入信號之編碼模式不為 UC 模式時，加權函數判定器 400 可判定且組合在 VC 模式下之每個量值之加權函數 $W1(n)$ 以及每個頻率之加權函數 $W2(n)$ 。

【0072】 若輸入信號之編碼模式為 GC 模式或 TC 模式，則加權函數判定器 400 可經由與 VC 模式中相同的程式判定加權函數。

【0073】 舉例而言，當藉由 FFT 演算法對輸入信號進行頻率變換時，使用 FFT 係數之頻譜量值的每個量值之加權函數 $W1(n)$ 可由以下等式 3 判定。

$$W_1(n) = \left(\beta \cdot \sqrt{w_f(n) - \text{Min}} \right) + 2, \text{ Min} = W_f(n)\text{-之最小值}$$

其中，

$$Wf(n) = 10 \log(\max(\text{Ebin}(\text{norm_isf}(n)), \text{Ebin}(\text{norm_isf}(n) + 1), \text{Ebin}(\text{norm_isf}(n) - 1))) ,$$

其中 $n = 0, \dots, M-2$, $1 \leq \text{norm_isf}(n) \leq 126$

$$Wf(n) = 10 \log(\text{Ebin}(\text{norm_isf}(n))) ,$$

其中 $\text{norm_isf}(n) = 0$ 或 127

$$\text{norm_isf}(n) = \text{isf}(n)/50, \text{ 則 } 0 \leq \text{isf}(n) \leq 6350, \text{ 且 } 0 \leq \text{norm_isf}(n) \leq 127$$

$$\overline{E_{avr}(k) = X_R^2(k) + X_I^2(k)}, \quad k = 0, \dots, 127 \quad (3)$$

【0074】舉例而言，在 VC 模式下之每個頻率之加權函數 $W2(n)$ 可由等式 4 判定，且在 UC 模式下之每個頻率之加權函數 $W2(n)$ 可由等式 5 判定。可根據輸入信號之特性改變等式 4 以及 5 中之常數。

$$\overline{W_2(n) = 0.5 + \frac{\sin\left(\frac{\pi \cdot \text{norm_isf}(n)}{12}\right)}{2}}, \text{ 其中 } \text{norm_isf}(n) = [0, 5]$$

$$W_2(n) = 1.0 \quad \text{其中 } \text{norm_isf}(n) = [6, 20]$$

$$\overline{W_2(n) = \frac{1}{\left(\frac{4 \cdot (\text{norm_isf}(n) - 20)}{107} + 1\right)}}, \text{ 其中 } \text{norm_isf}(n) = [21, 127]$$

(4)

$$\overline{W_2(n) = 0.5 + \frac{\sin\left(\frac{\pi \cdot \text{norm_isf}(n)}{12}\right)}{2}}, \text{ 其中 } \text{norm_isf}(n) = [0, 5]$$

$$W_2(n) = \frac{1}{\left(\frac{\text{norm_isf}(n)-6}{121} + 1 \right)}, \text{ 其中 } \text{norm_isf}(n)=[6,127] \quad (5)$$

【0075】 最終得出之加權函數 $W(n)$ 可由等式 6 判定。

$$W(n) = W_1(n) W_2(n), \text{ 其中 } n=0, \dots, M-2$$

$$W(M-1) = 1.0 \quad (6)$$

【0076】 圖 5 為根據例示性實施例的 LPC 係數量子化器之方塊圖。

【0077】 參看圖 5，LPC 係數量子化器 500 可包含加權函數判定器 511、量子化路徑判定器 513、第一量子化方案 515 以及第二量子化方案 517。由於已在圖 4 中描述了加權函數判定器 511，因此本文中省略其描述。

【0078】 量子化路徑判定器 513 可在輸入信號之量子化前基於準則判定：選擇多個路徑中之一者作為輸入信號之量子化路徑，所述多個路徑包含不使用框間預測之第一路徑以及使用框間預測之第二路徑。

【0079】 當選擇第一路徑作為輸入信號之量子化路徑時，第一量子化方案 515 可量子化自量子化路徑判定器 513 提供之輸入信號。第一量子化方案 515 可包含：第一量子化器（未繪示），用於粗略量子化輸入信號；以及第二量子化器（未繪示），用於精確量子化介於輸入信號與第一量子化器之輸出信號之間的量子化誤差信號。

【0080】 當選擇第二路徑作為輸入信號之量子化路徑時，第二量

子化方案 517 可量子化自量子化路徑判定器 513 提供之輸入信號。第一量子化方案 515 可包含用於對輸入信號之預測誤差以及框間預測值執行區塊約束式格狀編碼量子化的元件，以及框間預測元件。

【0081】 第一量子化方案 515 為不使用框間預測之量子化方案，且可被命名為安全網方案。第二量子化方案 517 為使用框間預測之量子化方案，且可被命名為預測方案。

【0082】 第一量子化方案 515 以及第二量子化方案 517 不限於當前例示性實施例，且可分別藉由使用根據以下描述之各種例示性實施例的第一以及第二量子化方案來實施。

【0083】 因此，根據高效率互動語音服務之低位元元率至提供優質服務之高位元率，可選擇最佳量子化器。

【0084】 圖 6 為根據例示性實施例的量子化路徑判定器之方塊圖。參看圖 6，量子化路徑判定器 600 可包含預測誤差計算器 611 以及量子化方案選擇器 613。

【0085】 預測誤差計算器 611 可藉由接收框間預測值 $p(n)$ 、加權函數 $w(n)$ 以及移除直流 (Direct Current; DC) 值後的 LSF 係數 $z(n)$ 以各種方法來計算預測誤差。首先，可使用框間預測器 (未繪示)，其與第二量子化方案 (亦即，預測方案) 中所使用的相同。此處，可使用自我回歸 (Auto-Regressive; AR) 方法以及移動平均值 (Moving Average; MA) 方法中之任一者。用於框間預測的先前訊框之信號 $z(n)$ 可使用已量子化之值或未量子化之值。此外，可

藉由使用或不使用加權函數 $w(n)$ 而獲得預測誤差。因此，組合之總數為 8，其中 4 個如下：

【0086】 首先，使用先前訊框之已量子化之信號 $\hat{z}(n)$ 的加權 AR 預測誤差可由等式 7 表示。

$$E_p = \sum_{i=0}^{M-1} w_{\text{end}}(i) (z_k(i) - \hat{z}_{k-1}(i) \rho(i))^2 \quad (7)$$

【0087】 第二，使用先前訊框之已量子化之信號 $\hat{z}(n)$ 的 AR 預測誤差可由等式 8 表示。

$$E_p = \sum_{i=0}^{M-1} (z_k(i) - \hat{z}_{k-1}(i) \rho(i))^2 \quad (8)$$

【0088】 第三，使用先前訊框之信號 $z(n)$ 的加權 AR 預測誤差可由等式 9 表示。

$$E_p = \sum_{i=0}^{M-1} w_{\text{end}}(i) (z_k(i) - z_{k-1}(i) \rho(i))^2 \quad (9)$$

【0089】 第四，使用先前訊框之信號 $z(n)$ 的 AR 預測誤差可由等式 10 表示。

$$E_p = \sum_{i=0}^{M-1} (z_k(i) - z_{k-1}(i) \rho(i))^2 \quad (10)$$

【0090】 在等式 7 至 10 中，M 表示 LSF 係數之階數，且當輸入語

音信號之頻寬為 WB 時，M 通常為 16，且 $\rho(i)$ 表示 AR 方法之預測係數。如上所述，通常使用關於緊接在前的訊框之資訊，且可藉由使用自以上描述獲得之預測誤差來判定量子化方案。

【0091】此外，對於關於先前訊框之資訊不存在（歸因於先前訊框中之訊框誤差）之情況，可藉由使用緊接在先前訊框前之訊框來獲得第二預測誤差，且可藉由使用第二預測誤差來判定量子化方案。在此情況下，與等式 7 相比，第二預測誤差可由以下等式 11 表示。

$$E_{p2} = \sum_{i=0}^{M-1} w_{and}(i) (z_k(i) - \hat{z}_{k-2}(i) \rho(i))^2 \quad (11)$$

【0092】量子化方案選擇器 613 藉由使用由預測誤差計算器 611 獲得之預測誤差以及由編碼模式判定器（圖 1 之 115）獲得之編碼模式中的至少一者來判定當前訊框之量子化方案。

【0093】圖 7A 為說明根據例示性實施例的圖 6 之量子化路徑判定器之操作之流程圖。作為實例，可將 0、1 以及 2 用作預測模式。在預測模式 0 下，僅可使用安全網方案，且在預測模式 1 下，僅可使用預測方案。在預測模式 2 下，可切換安全網方案與預測方案。

【0094】將在預測模式 0 下編碼之信號具有不固定特性。不固定信號在相鄰訊框之間有較大的變化。因此，若對不固定信號執行框間預測，則預測誤差可比原始信號大，其導致量子化器之效能

的惡化。將在預測模式 1 下編碼之信號具有固定特性。因為固定信號在相鄰框之間具有較小的變化，所以其框間相關性較高。藉由在預測模式 2 下執行混合了不固定特性與固定特性的信號之量子化，可獲得最佳效能。即使信號具有不固定特性以及固定特性兩者，仍可基於混合之比率來設定預測模式 0 或預測模式 1。同時，可經由實驗或經由類比將待在預測模式 2 下設定的混合之比率預先定義為最佳值。

【0095】 參看圖 7A，在操作 711 中，判定當前訊框之預測模式為 0，亦即，當前訊框之語音信號具有不固定特性。作為操作 711 中的判定之結果，若預測模式為 0（例如，在當前訊框的語音信號之變化較大時，如在 TC 模式或 UC 模式下），則由於難以進行框間預測，因此可在操作 714 中將安全網方案（亦即，第一量子化方案）判定為量子化路徑。

【0096】 作為操作 711 中的判定之結果，若預測模式不為 0，則在操作 712 中判定預測模式是否為 1，亦即，當前訊框之語音信號是否具有固定特性。作為操作 712 中的判定之結果，若預測模式為 1，則由於框間預測的效能優異，因此可在操作 715 中將預測方案（亦即，第二量子化方案）判定為量子化路徑。

【0097】 作為操作 712 中的判定之結果，若預測模式不為 1，則判定預測模式為 2 是以切換方式使用第一量子化方案與第二量子化方案。舉例而言，在當前訊框之語音信號不具有不固定特性時，亦即，在 GC 模式或 VC 模式下的預測模式為 2 時，可藉由考量預

測誤差而將第一量子化方案以及第二量子化方案中之一者判定為量子化路徑。為進行上述操作，在操作 713 中判定介於當前訊框與先前訊框之間的第一預測誤差是否大於第一臨限值。可經由實驗或經由模擬將第一臨限值預先定義為最佳值。舉例而言，在 WB 之階數為 16 之情況下，可將第一臨限值設定為 2,085,975。

【0098】 作為操作 713 中的判定之結果，若第一預測誤差大於或等於第一臨限值，則可在操作 714 中將第一量子化方案判定為量子化路徑。作為操作 713 中的判定之結果，若第一預測誤差不大於第一臨限值，則可在操作 715 中將預測方案（亦即，第二量子化方案）判定為量子化路徑。

【0099】 圖 7B 為說明根據另一例示性實施例的圖 6 之量子化路徑判定器之操作之流程圖。

【0100】 參看圖 7B，操作 731 至 733 與圖 7A 之操作 711 至 713 相同，且進一步包含操作 734，在操作 734 中比較介於緊接在先前訊框前之訊框與當前訊框之間的第二預測誤差與第二臨限值比較。可經由實驗或經由模擬將第二臨限值預先定義為最佳值。舉例而言，在 WB 之階數為 16 之情況下，可將第二臨限值設定為（第一臨限值 \times 1.1）。

【0101】 作為操作 734 中的判定之結果，若第二預測誤差大於或等於第二臨限值，則可在操作 735 中將安全網方案（亦即，第一量子化方案）判定為量子化路徑。作為操作 734 中的判定之結果，若第二預測誤差不大於第二臨限值，則可在操作 736 中將預測方

案（亦即，第二量子化方案）判定為量子化路徑。

【0102】 雖然預測模式之數目在圖 7A 以及圖 7B 中為 3 個，但本發明不限於此。

【0103】 同時，除了預測模式或預測誤差之外，亦可進一步使用額外資訊來判定量子化方案。

【0104】 圖 8 為根據例示性實施例的量子化路徑判定器之方塊圖。參看圖 8，量子化路徑判定器 800 可包含預測誤差計算器 811、頻譜分析器 813 以及量子化方案選擇器 815。

【0105】 由於預測誤差計算器 811 與圖 6 之預測誤差計算器 611 相同，因此省略其詳細描述。

【0106】 頻譜分析器 813 可藉由分析頻譜資訊來判定當前訊框之信號特性。舉例而言，在頻譜分析器 813 中，可藉由使用頻域中之頻譜量值資訊獲得 N （ N 為大於 1 之整數）個先前訊框與當前訊框之間的加權距離，且當加權距離大於臨限值時（亦即，當框間變化較大時），可將安全網變化判定為量子化方案。由於待比較之物件隨 N 增大而增加，因此複雜性隨 N 增大而增加。可使用以下等式 12 獲得加權距離 D 。為以低複雜性獲得加權距離 D ，可藉由僅使用在由 LSF/ISF 定義之頻率周圍的頻譜量值來比較當前訊框與先前訊框。在此情況下，可比較在由 LSF/ISF 定義之頻率周圍的 M 個頻率區間之量值之平均值、最大值或中間值與先前訊框。

$$D_n = \sum_{i=0}^{M-1} w_{end}(i)(W_k(i) - W_{k-n}(i))^2, \text{ 其中 } M=16 \quad (12)$$

【0107】 在等式 12 中，加權函數 $W_k(i)$ 可藉由以上描述之等式 3 獲得，且與等式 3 之 $W_1(n)$ 相同。在 D_n 中， n 表示先前訊框與當前訊框之間的差。 $n=1$ 之情況指示介於緊接在前面之訊框與當前訊框之間的加權距離，且 $n=2$ 之情況指示介於第二先前訊框與當前訊框之間的加權距離。當 D_n 之值大於臨限值時，可判定當前訊框具有不固定特性。

【0108】 量子化方案選擇器 815 可藉由接收自預測誤差計算器 811 所提供之預測誤差以及自頻譜分析器 813 所提供之信號特性、預測模式及傳輸頻道資訊來判定當前訊框之量子化路徑。舉例而言，可給輸入至量子化方案選擇器 815 的資訊指定優先權，以便在選擇量子化路徑時依序考慮。舉例而言，當高訊框誤差率 (Frame Error Rate; FER) 模式包含於傳輸頻道資訊中時，可將安全網方案選擇比率設定為相對高，或僅可選擇安全網方案。可藉由調整與預測誤差有關之臨限值來以可變方式設定安全網方案選擇比率。

【0109】 圖 9 說明關於在提供編碼解碼器服務時可在網路中傳輸之頻道狀態之資訊。

【0110】 當頻道狀態差時，頻道誤差增加，且結果，框間變化可能較大，從而導致訊框誤差發生。因此，選擇預測方案作為量子化路徑的選擇比率減小，且安全網方案之選擇比率增大。當頻道

狀態極差時，僅可將安全網方案用作量子化路徑。為進行上述操作，以一或多個等級來表達藉由組合複數條傳輸頻道資訊而指示頻道狀態之值。高等級指示頻道誤差之機率高的狀態。最簡單的情況為等級之數目為 1 的情況，亦即，藉由高 FER 模式判定器 911 將頻道狀態判定為高 FER 模式的情況，如圖 9 中所展示。由於高 FER 模式指示頻道狀態非常不穩定，因此藉由使用安全網方案之最高選擇比率或僅使用安全網方案來執行編碼。當等級之數目為多個時，可逐個等級地設定安全網方案之選擇比率。

【0111】 參看圖 9，可經由（例如）4 條資訊執行在高 FER 模式判定器 911 中判定高 FER 模式之演算法。詳細而言，4 條資訊可為：

- (1) 快速回饋（Fast Feedback；FFB）資訊，其為傳輸至實體層之混合自動重複請求（Hybrid Automatic Repeat Request；HARQ）回饋，
- (2) 慢回饋（Slow Feedback；SFB）資訊，其是自傳輸至比實體層高的層之網路傳訊回饋而來，
- (3) 帶內回饋（In-band Feedback；ISB）資訊，其是自遠端中之 EVS 解碼器 913 帶內傳訊而來，以及
- (4) 高敏感性訊框（High Sensitivity Frame；HSF）資訊，其由 EVS 編碼器 915 關於將以冗餘方式被傳輸之特定重要訊框選擇。雖然 FFB 資訊以及 SFB 資訊與 EVS 編碼解碼器無關，但 ISB 資訊以及 HSF 資訊與 EVS 編碼解碼器有關，且可能需要特定演算法用於 EVS 編碼解碼器。

【0112】 可藉由（例如）以下程式碼表達藉由使用 4 條資訊將頻道狀態判定為高 FER 模式之演算法。

定義

SFBavg : 在 N_s 個訊框上之平均誤差率
FFBavg : 在 N_f 個訊框上之平均誤差率
ISBavg : 在 N_i 個訊框上之平均誤差率
Ts : 慢回饋誤差率之臨限值
Tf : 快速回饋誤差率之臨限值
Ti : 帶內回饋誤差率之臨限值

在初始化期間設定

$N_s = 100$
 $N_f = 10$
 $N_i = 100$
 $T_s = 20$
 $T_f = 2$
 $T_i = 20$

演算法

```

Loop over each frame {
  HFM = 0;
  IF((HiOK) AND SFBavg > Ts) THEN HFM = 1;
  ELSE IF ((HiOK) AND FFBavg > Tf) THEN
  HFM = 1;
  ELSE IF ((HiOK) AND ISBavg > TI) THEN
  HFM = 1;
  ELSE IF ((HiOK) AND (HSF = 1) THEN HFM =
  1;
  Update SFBavg;
  Update FFBavg;
  Update ISBavg;
}
  
```

【0113】 如上，可基於藉由 4 條資訊中之一或多者處理的分析資訊而命令 EVS 編碼解碼器進入高 FER 模式。分析資訊可為（例如）：（1）藉由使用 SFB 資訊自 N_s 個訊框的計算出之平均誤差率

得出之 SFB_{avg} ，(2) 藉由使用 FFB 資訊自 N_f 個訊框的計算出之平均誤差率得出之 FFB_{avg} ，以及 (3) 藉由使用 ISB 資訊以及分別使用 SFB 資訊、FFB 資訊以及 ISB 資訊之臨限值 T_s 、 T_f 以及 T_i 自 N_i 個訊框的計算出之平均誤差率得出之 ISB_{avg} 。可判定，基於分別將 SFB_{avg} 、 FFB_{avg} 以及 ISB_{avg} 與臨限值 T_s 、 T_f 以及 T_i 比較之結果來判定 EVS 編碼解碼器進入高 FER 模式。對於所有條件，可檢查關於每一編碼解碼器是否通常支援高 FER 模式之 HiOK。

【0114】 可包含高 FER 模式判定器 911 作為 EVS 編碼器 915 或另一格式之編碼器的元件。或者，高 FER 模式判定器 911 可實施於除 EVS 編碼器 915 或另一格式之編碼器的元件以外之另一外部元件中。

【0115】 圖 10 為根據另一例示性實施例的 LPC 係數量子化器 1000 之方塊圖。

【0116】 參看圖 10，LPC 係數量子化器 1000 可包含量子化路徑判定器 1010、第一量子化方案 1030 以及第二量子化方案 1050。

【0117】 量子化路徑判定器 1010 基於預測誤差以及編碼模式中之至少一者將包含安全網方案之第一路徑以及包含預測方案之第二路徑中的一者判定為當前訊框之量子化路徑。

【0118】 當將第一路徑判定為量子化路徑時，第一量子化方案 1030 在不使用框間預測的情況下執行量子化，且第一量子化方案 1030 可包含多級向量量子化器 (Multi-Stage Vector Quantizer；

MSVQ) 1041 以及晶格向量量子化器 (Lattice Vector Quantizer; LVQ) 1043。MSVQ 1041 可較佳地包含兩級。MSVQ 1041 藉由粗略地執行移除 DC 值後的 LSF 係數之向量量子化來產生量子化索引。LVQ 1043 藉由接收介於自 MSVQ 1041 輸出之反向 QLSF 係數與移除 DC 值後的 LSF 係數之間的 LSF 量子化誤差而藉由執行量子化來產生量子化索引。藉由將 MSVQ 1041 之輸出以及 LVQ 1043 之輸出相加，且接著將 DC 值與所述加法結果相加，產生最終 QLSF 係數。第一量子化方案 1030 可藉由使用在低位元率下具有優異效能的 MSVQ 1041 (但碼簿需要大的記憶體) 與在低位元率下有效率的 LVQ 1043 (具有小的記憶體以及低的複雜性) 之組合來實施非常有效率的量子化器結構。

【0119】 當將第二路徑判定為量子化路徑時，第二量子化方案 1050 使用框間預測執行量子化，且第二量子化方案 1050 可包含 BC-TCQ 1063，BC-TCQ 1063 具有框內預測器 1065 以及框間預測器 1061。框間預測器 1061 可使用 AR 方法以及 MA 方法中之任一者。舉例而言，應用一階 AR 方法。預先定義預測係數，且將選擇為先前訊框中之最佳向量的向量用作預測所用之過去向量。具有框內預測器 1065 之 BC-TCQ 1063 量子化自框間預測器 1061 之預測值獲得的 LSF 預測誤差。因此，可使在高位元率下具有優異量子化效能的 BC-TCQ 1063 (具有小的記憶體以及低的複雜性) 之特性最大化。

【0120】 結果，當使用第一量子化方案 1030 以及第二量子化方案

1050 時，可根據輸入語音信號之特性而實施最佳量子化器。

【0121】舉例而言，當在 LPC 係數量子化器 1000 中使用 41 個位元來量子化在 GC 模式下且具有 8-KHz 之 WB 的語音信號時，除了指示量子化路徑資訊之 1 個位元外，可將 12 個位元以及 28 個位元分別分配給第一量子化方案 1030 之 MSVQ 1041 以及 LVQ 1043。此外，除了指示量子化路徑資訊之 1 個位元外，可將 40 個位元分配給第二量子化方案 1050 之 BC-TCQ 1063。

【0122】表 2 展示將位元分配給具有 8-KHz 頻帶之 WB 語音信號之實例。

[表 2]

編碼模式	LSF/ISF 量子化方案	MSVQ-LVQ [位元]	BC-TCQ [位元]
GC、WB	安全網 預測	40/41 -	- 40/41
TC、WB	安全網	41	-

【0123】圖 11 為根據另一例示性實施例的 LPC 係數量子化器之方塊圖。圖 11 中展示之 LPC 係數量子化器 1100 具有與在圖 10 中展示之結構相反的結構。

【0124】參看圖 11，LPC 係數量子化器 1100 可包含量子化路徑判定器 1110、第一量子化方案 1130 以及第二量子化方案 1150。

【0125】量子化路徑判定器 1110 基於預測誤差以及預測模式中之至少一者將包含安全網方案之第一路徑以及包含預測方案之第二

路徑中的一者判定為當前訊框之量子化路徑。

【0126】 當選擇第一路徑作為量子化路徑時，第一量子化方案 1130 在不使用框間預測的情況下執行量子化，且可第一量子化方案 1130 包含向量量子化器 (Vector Quantizer; VQ) 1141 以及具有框內預測器 1145 之 BC-TCQ 1143。VQ 1141 藉由粗略執行移除 DC 值後的 LSF 係數之向量量子化來產生量子化索引。BC-TCQ 1143 藉由接收介於自 VQ 1141 輸出之反向 QLSF 係數與移除 DC 值後的 LSF 係數之間的 LSF 量子化誤差而藉由執行量子化來產生量子化索引。藉由將 VQ 1141 之輸出以及 BC-TCQ 1143 之輸出相加，且接著將 DC 值與所述加法結果相加，產生最終 QLSF 係數。

【0127】 當將第二路徑判定為量子化路徑時，第二量子化方案 1150 使用框間預測執行量子化，且第二量子化方案 1150 可包含 LVQ 1163 以及框間預測器 1161。可將框間預測器 1161 實施為與圖 10 中之框間預測器相同或類似。由 LVQ 1163 量子化自框間預測器 1161 之預測值獲得的 LSF 預測誤差。

【0128】 因此，由於分配給 BC-TCQ 1143 的位元元之數目小，因此 BC-TCQ 1143 具有低複雜性，且由於 LVQ 1163 在高位元率下具有低複雜性，因此通常可以低複雜性執行量子化。

【0129】 舉例而言，當在 LPC 係數量子化器 1100 中使用 41 個位元來量子化在 GC 模式下且具有 8-KHz 之 WB 的語音信號時，除了指示量子化路徑資訊之 1 個位元外，可將 6 個位元以及 34 個位元分別分配給第一量子化方案 1130 之 VQ 1141 以及 BC-TCQ

1143。此外，除了指示量子化路徑資訊之 1 個位元外，可將 40 個位元分配給第二量子化方案 1150 之 LVQ 1163。

【0130】表 3 展示將位元分配給具有 8-KHz 頻帶之 WB 語音信號之實例。

[表 3]

編碼模式	LSF/ISF 量子化方案	MSVQ-LVQ [位元]	BC-TCQ [位元]
GC、WB	安全網 預測	- 40/41	40/41 -
TC、WB	安全網	-	41

【0131】可藉由搜尋使等式 13 之 $E_{werr}(p)$ 最小化的索引而獲得與在多數編碼模式下使用的 VQ 1141 有關之最佳索引。

$$E_{werr}(p) = \sum_{i=0}^{15} w_{end}(i) [r(i) - c_i^p(i)]^2 \quad (13)$$

【0132】在等式 13 中， $w(i)$ 表示在加權函數判定器（圖 3 之 313）中判定之加權函數， $r(i)$ 表示 VQ 1141 之輸入，且 $c(i)$ 表示 VQ 1141 之輸出。亦即，獲得使 $r(i)$ 與 $c(i)$ 之間的加權失真最小化的索引。

【0133】在 BC-TCQ 1143 中使用之失真量測 $d(x, y)$ 可由等式 14 表示。

$$d(x, y) = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N (x_k - y_k)^2 \quad (14)$$

【0134】 根據例示性實施例，可藉由將加權函數 w_k 應用於失真量測 $d(x, y)$ 來獲得加權失真，如由等式 15 表示。

$$d_w(x, y) = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N w_k (x_k - y_k)^2 \quad (15)$$

【0135】 亦即，藉由獲得在 BC-TCQ 1143 之所有級中的加權失真，可獲得最佳索引。

【0136】 圖 12 為根據另一例示性實施例的 LPC 係數量子化器之方塊圖。

【0137】 參看圖 12，LPC 係數量子化器 1200 可包含量子化路徑判定器 1210、第一量子化方案 1230 以及第二量子化方案 1250。

【0138】 量子化路徑判定器 1210 基於預測誤差以及預測模式中之至少一者將包含安全網方案之第一路徑以及包含預測方案之第二路徑中的一者判定為當前訊框之量子化路徑。

【0139】 當將第一路徑判定為量子化路徑時，第一量子化方案 1230 在不使用框間預測的情況下執行量子化，且第一量子化方案 1230 可包含 VQ 或 MSVQ 1241 以及 LVQ 或 TCQ 1243。VQ 或 MSVQ 1241 藉由粗略執行移除 DC 值後的 LSF 係數之向量量子化來產生量子化索引。LVQ 或 TCQ 1243 藉由接收介於自 VQ 或 MSVQ 1241 輸出之反向 QLSF 係數與移除 DC 值後的 LSF 係數之間的 LSF 量子化誤差而藉由執行量子化來產生量子化索引。藉由將 VQ 或 MSVQ 1241 之輸出以及 LVQ 或 TCQ 1243 之輸出相加，

且接著將 DC 值與所述加法結果相加，產生最終 QLSF 係數。由於 VQ 或 MSVQ 1241 具有良好位元誤差率（但 VQ 或 MSVQ 1241 具有高複雜性且使用大量記憶體），因此，藉由考量總複雜性，VQ 或 MSVQ 1241 之級數可自 1 增加至 n。舉例而言，當僅使用第一級時，VQ 或 MSVQ 1241 變為 VQ，且當使用兩個或兩個以上級時，VQ 或 MSVQ 1241 變為 MSVQ。此外，由於 LVQ 或 TCQ 1243 具有低複雜性，因此可有效率地量子化 LSF 量子化誤差。

【0140】 當將第二路徑判定為量子化路徑時，第二量子化方案 1250 使用框間預測執行量子化，且第二量子化方案 1250 可包含框間預測器 1261 以及 LVQ 或 TCQ 1263。可將框間預測器 1261 實施為與圖 10 中之框間預測器相同或類似。由 LVQ 或 TCQ 1263 量子化自框間預測器 1263 之預測值獲得的 LSF 預測誤差。同樣地，由於 LVQ 或 TCQ 1243 具有低複雜性，因此可有效率地量子化 LSF 預測誤差。因此，通常可以低複雜性執行量子化。

【0141】 圖 13 為根據另一例示性實施例的 LPC 係數量子化器之方塊圖。

【0142】 參看圖 13，LPC 係數量子化器 1300 可包含量子化路徑判定器 1310、第一量子化方案 1330 以及第二量子化方案 1350。

【0143】 量子化路徑判定器 1310 基於預測誤差以及預測模式中之至少一者將包含安全網方案之第一路徑以及包含預測方案之第二路徑中的一者判定為當前訊框之量子化路徑。

【0144】 當將第一路徑判定為量子化路徑時，第一量子化方案

1330 在不使用框間預測的情況下執行量子化，且由於第一量子化方案 1330 與圖 12 中展示之第一量子化方案相同，因此省略其描述。

【0145】 當將第二路徑判定為量子化路徑時，第二量子化方案 1350 使用框間預測執行量子化，且第二量子化方案 1350 可包含框間預測器 1361、VQ 或 MSVQ 1363 以及 LVQ 或 TCQ 1365。可將框間預測器 1361 實施為與圖 10 中之框間預測器相同或類似。由 VQ 或 MSVQ 1363 粗略量子化使用框間預測器 1361 之預測值所獲得的 LSF 預測誤差。由 LVQ 或 TCQ 1365 量子化介於 LSF 預測誤差與自 VQ 或 MSVQ 1363 輸出的已去量子化之 LSF 預測誤差之間的誤差向量。同樣地，由於 LVQ 或 TCQ 1365 具有低複雜性，因此可有效率地量子化 LSF 預測誤差。因此，通常可以低複雜性執行量子化。

【0146】 圖 14 為根據另一例示性實施例的 LPC 係數量子化器之方塊圖。與圖 12 中展示之 LPC 係數量子化器 1200 相比，LPC 係數量子化器 1400 所具有的差異在於，第一量子化方案 1430 包含具有框內預測器 1445 之 BC-TCQ 1443，而非 LVQ 或 TCQ 1243，且第二量子化方案 1450 包含具有框內預測器 1465 之 BC-TCQ 1463，而非 LVQ 或 TCQ 1263。

【0147】 舉例而言，當在 LPC 係數量子化器 1400 中使用 41 個位元來量子化在 GC 模式下且具有 8-KHz 之 WB 的語音信號時，除了指示量子化路徑資訊之 1 個位元外，可將 5 個位元以及 35 個位

元分別分配給第一量子化方案 1430 之 VQ 1441 以及 BC-TCQ 1143。此外，除了指示量子化路徑資訊之 1 個位元外，可將 40 個位元分配給第二量子化方案 1450 之 BC-TCQ 1463。

【0148】 圖 15 為根據另一例示性實施例的 LPC 係數量子化器之方塊圖。圖 15 中展示之 LPC 係數量子化器 1500 為圖 13 中展示的 LPC 係數量子化器 1300 之具體實例，其中第一量子化方案 1530 之 MSVQ 1541 以及第二量子化方案 1550 之 MSVQ 1563 具有兩級。

【0149】 舉例而言，當在 LPC 係數量子化器 1500 中使用 41 個位元來量子化在 GC 模式下且具有 8-KHz 之 WB 的語音信號時，除了指示量子化路徑資訊之 1 個位元外，可將 $6+6=12$ 個位元以及 28 個位元分別分配給第一量子化方案 1530 之兩級 MSVQ 1541 以及 LVQ 1543。此外，可將 $5+5=10$ 個位元以及 30 個位元分別分配給第二量子化方案 1550 之兩級 MSVQ 1563 以及 LVQ 1565。

【0150】 圖 16A 以及圖 16B 為根據其他例示性實施例的 LPC 係數量子化器之方塊圖。詳言之，分別在圖 16A 以及圖 16B 中展示之 LPC 係數量子化器 1610 以及 1630 可用以形成安全網方案，亦即，第一量子化方案。

【0151】 圖 16A 中展示之 LPC 係數量子化器 1610 可包含 VQ 1621 以及具有框內預測器 1625 之 TCQ 或 BC-TCQ 1623，且圖 16B 中展示之 LPC 係數量子化器 1630 可包含 VQ 或 MSVQ 1641 以及 TCQ 或 LVQ 1643。

【0152】 參看圖 16A 以及圖 16B，VQ 1621 或 VQ 或 MSVQ 1641

用少量位元粗略地量子化整個輸入向量，且 TCQ 或 BC-TCQ 1623 或 TCQ 或 LVQ 1643 精確地量子化 LSF 量子化誤差。

【0153】 當僅將安全網方案（亦即，第一量子化方案）用於每一訊框時，為獲得額外的效能改良，可應用清單維特比演算法（List Viterbi Algorithm；LVA）方法。亦即，由於當僅使用第一量子化方案時，與切換方法相比，複雜性尚有餘地，因此可應用藉由增加搜尋操作中之複雜性而達成效能改良的 LVA 方法。舉例而言，藉由將 LVA 方法應用於 BC-TCQ，可將其設定成：即使 LVA 結構之複雜性增加，LVA 結構之複雜性仍低於切換結構之複雜性。

【0154】 圖 17A 至圖 17C 為根據其他例示性實施例的 LPC 係數量子化器之方塊圖，所述 LPC 係數量子化器特定而言具有使用加權函數的 BC-TCQ 之結構。

【0155】 參看圖 17A，LPC 係數量子化器可包含加權函數判定器 1710 以及量子化方案 1720，量子化方案 1720 包含具有框內預測器 1723 之 BC-TCQ 1721。

【0156】 參看圖 17B，LPC 係數量子化器可包含加權函數判定器 1730 以及量子化方案 1740，量子化方案 1740 包含具有框內預測器 1745 以及框間預測器 1741 之 BC-TCQ 1743。此處，可將 40 個位元分配給 BC-TCQ 1743。

【0157】 參看圖 17C，LPC 係數量子化器可包含加權函數判定器 1750 以及量子化方案 1760，量子化方案 1760 包含具有框內預測器 1765 以及框間預測器 1761 之 BC-TCQ 1763。此處，可將 5 個

位元以及 40 個位元分別分配給 VQ 1761 以及 BC-TCQ 1763。

【0158】 圖 18 為根據另一例示性實施例的 LPC 係數量子化器之方塊圖。

【0159】 參看圖 18，LPC 係數量子化器 1800 可包含第一量子化方案 1810、第二量子化方案 1830 以及量子化路徑判定器 1850。

【0160】 第一量子化方案 1810 在不使用框間預測的情況下執行量子化，且可使用 MSVQ 1821 與 LVQ 1823 之組合以獲得量子化效能的改良。MSVQ 1821 可較佳地包含兩級。MSVQ 1821 藉由粗略地執行移除 DC 值後的 LSF 係數之向量量子化來產生量子化索引。LVQ 1823 藉由接收介於自 MSVQ 1821 輸出之反向 QLSF 係數與移除 DC 值後的 LSF 係數之間的 LSF 量子化誤差而藉由執行量子化來產生量子化索引。藉由將 MSVQ 1821 之輸出以及 LVQ 1823 之輸出相加，且接著將 DC 值加與所述加法結果相加，產生最終 QLSF 係數。第一量子化方案 1810 可藉由使用在低位元率下具有優異效能的 MSVQ 1821 與在低位元率下有效率的 LVQ 1823 之組合來實施非常有效率的量子化器。

【0161】 第二量子化方案 1830 使用框間預測執行量子化，且可包含 BC-TCQ 1843，BC-TCQ 1843 具有框內預測器 1845 以及框間預測器 1841。由具有框內預測器 1845 之 BC-TCQ 1843 量子化使用框間預測器 1841 之預測值所獲得的 LSF 預測誤差。因此，可使在高位元率下具有優異量子化效能的 BC-TCQ 1843 之特性最大化。

【0162】 量子化路徑判定器 1850 藉由考量預測模式以及加權失真

而將第一量子化方案 1810 之輸出以及第二量子化方案 1830 之輸出中的一者判定為最終量子化輸出。

【0163】 結果，當使用第一量子化方案 1810 以及第二量子化方案 1830 時，可根據輸入語音信號之特性來實施最佳量子化器。舉例而言，當在 LPC 係數量子化器 1800 中使用 43 個位元來量子化在 VC 模式下且具有 8-KHz 之 WB 的語音信號時，除了指示量子化路徑資訊之 1 個位元外，可將 12 個位元以及 30 個位元分別分配給第一量子化方案 1810 之 MSVQ 1821 以及 LVQ 1823。此外，除了指示量子化路徑資訊之 1 個位元外，可將 42 個位元分配給第二量子化方案 1830 之 BC-TCQ 1843。

【0164】 表 4 展示將位元分配給具有 8-KHz 頻帶之 WB 語音信號之實例。

[表 4]

編碼模式	LSF/ISF 量子化方案	MSVQ-LVQ [位元]	BC-TCQ [位元]
VC、WB	安全網 預測	43 -	- 43

【0165】 圖 19 為根據另一例示性實施例的 LPC 係數量子化器之方塊圖。

【0166】 參看圖 19，LPC 係數量子化器 1900 可包含第一量子化方案 1910、第二量子化方案 1930 以及量子化路徑判定器 1950。

【0167】 第一量子化方案 1910 在不使用框間預測的情況下執行量子化，且可使用 VQ 1921 與具有框內預測器 1925 之 BC-TCQ 1923

之組合以獲得量子化效能的改良。

【0168】 第二量子化方案 1930 使用框間預測執行量子化，且可包含 BC-TCQ 1943，BC-TCQ 1943 具有框內預測器 1945 以及框間預測器 1941。

【0169】 量子化路徑判定器 1950 使用藉由第一量子化方案 1910 以及第二量子化方案 1930 獲得之已最佳量子化之值，藉由接收預測模式以及加權失真，來判定量子化路徑。舉例而言，判定當前訊框之預測模式是否為 0，亦即，當前訊框之語音信號是否具有不固定特性。當當前訊框之語音信號的變化較大時（如在 TC 模式或 UC 模式下），由於難以進行框間預測，因此總是將安全網方案（亦即，第一量子化方案 1910）判為量子化路徑。

【0170】 若當前訊框之預測模式為 1，亦即，若當前訊框之語音信號處於不具有不固定特性之 GC 模式或 VC 模式，則量子化路徑判定器 1950 藉由考量預測誤差將第一量子化方案 1910 以及第二量子化方案 1930 中之一者判定為量子化路徑。為進行上述操作，首先考慮第一量子化方案 1910 之加權失真，使得 LPC 係數量子化器 1900 不易受訊框誤差影響。亦即，若第一量子化方案 1910 的加權失真值小於預定義之臨限值，則不管第二量子化方案 1930 的加權失真值是多少，均選擇第一量子化方案 1910。此外，在加權失真值相同之情況下藉由考慮訊框誤差來選擇第一量子化方案 1910，而非簡單地選擇較小加權失真值的量子化方案。若第一量子化方案 1910 的加權失真值是第二量子化方案 1930 的加權失真值的幾

倍大，則可選擇第二量子化方案 1930。可將所述倍數（例如）設定為 1.15。因而，當判定了量子化路徑時，傳輸由判定之量子化路徑之量子化方案所產生的量子化索引。

【0171】 在認為預測模式之數目為 3 個時，可將其實施為在預測模式為 0 時選擇第一量子化方案 1910、在預測模式為 1 時選擇第二量子化方案 1930 且在預測模式為 2 時選擇第一量子化方案 1910 以及第二量子化方案 1930 中之一者，作為量子化路徑。

【0172】 舉例而言，當在 LPC 係數量子化器 1900 中使用 37 個位元來量子化在 GC 模式下且具有 8-KHz 之 WB 的語音信號時，除了指示量子化路徑資訊之 1 個位元外，可將 2 個位元以及 34 個位元分別分配給第一量子化方案 1910 之 VQ 1921 以及 BC-TCQ 1923。此外，除了指示量子化路徑資訊之 1 個位元外，可將 36 個位元分配給第二量子化方案 1930 之 BC-TCQ 1943。

【0173】 表 5 展示將位元分配給具有 8-KHz 頻帶之 WB 語音信號之實例。

[表 5]

編碼模式	LSF/ISF 量子化方案	使用的位元之數目
VC、WB	安全網	43
	預測	43
GC、WB	安全網	37
	預測	37
TC、WB	安全網	44

【0174】 圖 20 為根據另一例示性實施例的 LPC 係數量子化器之方

塊圖。

【0175】 參看圖 20，LPC 係數量子化器 2000 可包含第一量子化方案 2010、第二量子化方案 2030 以及量子化路徑判定器 2050。

【0176】 第一量子化方案 2010 在不使用框間預測的情況下執行量子化，且可使用 VQ 2021 與具有框內預測器 2025 之 BC-TCQ 2023 之組合以獲得量子化效能的改良。

【0177】 第二量子化方案 2030 使用框間預測執行量子化，且可包含 LVQ 2043 以及框間預測器 2041。

【0178】 量子化路徑判定器 2050 使用藉由第一量子化方案 2010 以及第二量子化方案 2030 獲得之已最佳量子化之值，藉由接收預測模式以及加權失真，來判定量子化路徑。

【0179】 舉例而言，當在 LPC 係數量子化器 2000 中使用 43 個位元來量子化在 VC 模式下且具有 8-KHz 之 WB 的語音信號時，除了指示量子化路徑資訊之 1 個位元外，可將 6 個位元以及 36 個位元分別分配給第一量子化方案 2010 之 VQ 2021 以及 BC-TCQ 2023。此外，除了指示量子化路徑資訊之 1 個位元外，可將 42 個位元分配給第二量子化方案 2030 之 LVQ 2043。

【0180】 表 6 展示將位元分配給具有 8-KHz 頻帶之 WB 語音信號之實例。

[表 6]

編碼模式	LSF/ISF 量子化 方案	MSVQ-LVQ [位 元]	BC-TCQ [位 元]
VC、WB	安全網 預測	- 43	43 -

【0181】 圖 21 為根據例示性實施例的量子化器類型選擇器之方塊圖。圖 21 中展示之量子化器類型選擇器 2100 可包含位元率判定器 2110、頻寬判定器 2130、內部取樣頻率判定器 2150 以及量子化器類型判定器 2107。所述元件中之每一者可由至少一處理器(例如，中央處理單元 (CPU)) 以整合於至少一模組中的方式實施。在切換兩個量子化方案之預測模式 2 下可使用量子化器類型選擇器 2100。可包含量子化器類型選擇器 2100 作為圖 1 之聲音編碼裝置 100 之 LPC 係數量子化器 117 的元件或圖 1 之聲音編碼裝置 100 的元件。

【0182】 參看圖 21，位元率判定器 2110 判定語音信號之編碼位元元率。可針對所有訊框或以訊框為單位判定編碼位元元率。可取決於編碼位元元率而改變量子化器類型。

【0183】 頻寬判定器 2130 判定語音信號之頻寬。可取決於語音信號之頻寬而改變量子化器類型。

【0184】 內部取樣頻率判定器 2150 基於在量子化器中使用的頻寬之上限判定內部取樣頻率。當語音信號之頻寬等於或寬於 WB (亦即，為 WB、SWB 或 FB) 時，內部取樣頻率根據編碼頻寬之上限為 6.4 KHz 或是 8 KHz 而變化。若編碼頻寬之上限為 6.4 KHz，則內部取樣頻率為 12.8 KHz，且若編碼頻寬之上限為 8 KHz，則內

部取樣頻率為 16 KHz。編碼頻寬之上限不限於此。

【0185】 量子化器類型判定器 2107 藉由接收位元率判定器 2110 之輸出、頻寬判定器 2130 之輸出以及內部取樣頻率判定器 2150 之輸出而選擇開放迴路以及封閉迴路中之一者作為量子化器類型。當編碼位元元率大於預測參考值、語音信號之頻寬等於或寬於 WB 且內部取樣頻率為 16 KHz 時，量子化器類型判定器 2107 可選擇開放迴路作為量子化器類型。否則，可選擇封閉迴路作為量子化器類型。

【0186】 圖 22 為說明根據例示性實施例的選擇量子化器類型之方法之流程圖。

【0187】 參看圖 22，在操作 2201 中，判定位元率是否大於參考值。在圖 22 中將參考值設定為 16.4 Kbps，但參考值不限於此。作為操作 2201 中的判定之結果，若位元率等於或小於參考值，則在操作 2209 中選擇封閉迴路類型。

【0188】 作為操作 2201 中的判定之結果，若位元率大於參考值，則在操作 2203 中判定輸入信號之頻寬是否比 NB 寬。作為操作 2203 中的判定之結果，若輸入信號之頻寬為 NB，則在操作 2209 中選擇封閉迴路類型。

【0189】 作為操作 2203 中的判定之結果，若輸入信號之頻寬比 NB 寬，亦即，若輸入信號之頻寬為 WB、SWB 或 FB，則在操作 2205 中判定內部取樣頻率是否為特定頻率。舉例而言，在圖 22 中，將所述特定頻率設定為 16 KHz。作為操作 2205 中的判定之

結果，若內部取樣頻率不為所述特定參考頻率，則在操作 2209 中選擇封閉迴路類型。

【0190】 作為操作 2205 中的判定之結果，若內部取樣頻率為 16 KHz，則在操作 2207 中選擇開放迴路類型。

【0191】 圖 23 為根據例示性實施例的聲音解碼裝置之方塊圖。

【0192】 參看圖 23，聲音解碼裝置 2300 可包含參數解碼器 2311、LPC 係數去量子化器 2313、可變模式解碼器 2315 以及後處理器 2319。聲音解碼裝置 2300 可進一步包含誤差恢復器 2317。聲音解碼裝置 2300 的元件中之每一者可由至少一處理器（例如，中央處理單元（CPU））以整合於至少一模組中的方式實施。

【0193】 參數解碼器 2311 可自位元流解碼參數，所述參數將被用於解碼。當編碼模式包含於位元流中時，參數解碼器 2311 可對編碼模式以及對應於編碼模式之參數進行解碼。可根據經解碼之編碼模式來執行 LPC 係數去量子化以及激勵解碼。

【0194】 LPC 係數去量子化器 2313 可藉由去量子化包含於 LPC 參數中的已量子化之 ISF 或 LSF 係數、已量子化之 ISF 或 LSF 量子化誤差或已量子化之 ISF 或 LSF 預測誤差而產生經解碼之 LSF 係數，且藉由轉換經解碼之 LSF 係數而產生 LPC 係數。

【0195】 可變模式解碼器 2315 可藉由解碼由 LPC 係數去量子化器 2313 產生之 LPC 係數而產生合成信號。可變模式解碼器 2315 可根據對應於解碼裝置之編碼裝置，根據如圖 2A 至圖 2D 中所展示之編碼模式，來執行解碼。

【0196】 當作為可變模式解碼器 2315 之解碼之結果在當前訊框中出現誤差時，誤差恢復器 2317（若包含）可恢復或隱藏語音信號之當前訊框。

【0197】 後處理器（例如，中央處理單元（CPU））2319 可藉由執行由可變模式解碼器 2315 產生的合成信號之各種種類之濾波以及語音品質改良處理而產生最終合成信號（亦即，已恢復之聲音）。

【0198】 圖 24 為根據例示性實施例的 LPC 係數去量子化器之方塊圖。

【0199】 參看圖 24，LPC 係數去量子化器 2400 可包含 ISF/LSF 去量子化器 2411 以及係數轉換器 2413。

【0200】 ISF/LSF 去量子化器 2411 可根據包含於位元流中之量子化路徑資訊藉由去量子化包含於 LPC 參數中的已量子化之 ISF 或 LSF 係數、已量子化之 ISF 或 LSF 量子化誤差或已量子化之 ISF 或 LSF 預測誤差而產生經解碼之 ISF 或 LSF 係數。

【0201】 係數轉換器 2413 可將作為由 ISF/LSF 去量子化器 2411 進行之去量子化之結果所獲得的經解碼之 ISF 或 LSF 係數轉換成導抗頻譜對（Immittance Spectral Pair；ISP）或線性頻譜對（Linear Spectral Pair；LSP），且針對每一子訊框執行內插。可藉由使用先前訊框之 ISP/LSP 以及當前訊框之 ISP/LSP 來執行內插。係數轉換器 2413 可將每一子訊框之已去量子化以及已內插之 ISP/LSP 轉換成 LSP 係數。

【0202】 圖 25 為根據另一例示性實施例的 LPC 係數去量子化器之

方塊圖。

【0203】參看圖 25，LPC 係數去量子化器 2500 可包含去量子化路徑判定器 2511、第一去量子化方案 2513 以及第二去量子化方案 2515。

【0204】去量子化路徑判定器 2511 可基於包含於位元流中之量子化路徑資訊將 LPC 參數提供至第一去量子化方案 2513 以及第二去量子化方案 2515 中之一者。舉例而言，量子化路徑資訊可由 1 個位元表示。

【0205】第一去量子化方案 2513 可包含用於粗略地去量子化 LPC 參數之元件以及用於精確地去量子化 LPC 參數之元件。

【0206】第二去量子化方案 2515 可包含用於執行區塊約束式格狀編碼去量子化之元件以及與 LPC 參數有關的框間預測元件。

【0207】第一去量子化方案 2513 以及第二去量子化方案 2515 不限於當前例示性實施例，且可根據對應於解碼裝置之編碼裝置藉由使用上述例示性實施例的第一以及第二量子化方案之逆程式來實施第一去量子化方案 2513 以及第二去量子化方案 2515。

【0208】無論量子化方法為開放迴路類型或是封閉迴路類型，均可應用 LPC 係數去量子化器 2500 之組態。

【0209】圖 26 為根據例示性實施例的在圖 25 之 LPC 係數去量子化器 2500 中的第一去量子化方案 2513 以及第二去量子化方案 2515 之方塊圖。

【0210】參看圖 26，第一去量子化方案 2610 可包含：多級向量量

子化器 (MSVQ) 2611，用於藉由使用由編碼端 (未繪示) 之 MSVQ (未繪示) 產生的第一碼簿索引而去量子化包含於 LPC 參數中的已量子化之 LSF 係數；以及晶格向量量子化器 (LVQ) 2613，用於藉由使用由編碼端之 LVQ (未繪示) 產生的第二碼簿索引而去量子化包含於 LPC 參數中的 LSF 量子化誤差。藉由將由 MSVQ 2611 獲得的已去量子化之 LSF 係數與由 LVQ 2613 獲得的已去量子化之 LSF 量子化誤差相加，且接著將平均值 (預定 DC 值) 與所述加法結果，產生最終經解碼之 LSF 係數。

【0211】 第二去量子化方案 2630 可包含：區塊約束式格狀編碼量子化器 (BC-TCQ) 2631，用於藉由使用由編碼端之 BC-TCQ (未繪示) 產生的第三碼簿索引而去量子化包含於 LPC 參數中的 LSF 預測誤差；框內預測器 2633；以及框間預測器 2635。去量子化程式自各 LSF 向量當中的最低向量開始，且框內預測器 2633 藉由使用經解碼之向量產生隨後向量元素之預測值。框間預測器 2635 藉由使用在先前訊框中經解碼之 LSF 係數經由框間預測產生預測值。藉由將由 BC-TCQ 2631 以及框內預測器 2633 獲得之 LSF 係數與由框間預測器 2635 產生之預測值相加，且接著將平均值 (預定 DC 值) 與所述加法結果相加，產生最終經解碼之 LSF 係數。

【0212】 第一去量子化方案 2610 以及第二去量子化方案 2630 不限於當前例示性實施例，且可根據對應於解碼裝置之編碼裝置藉由使用上述例示性實施例的第一以及第二量子化方案之逆程式來實施第一去量子化方案 2610 以及第二去量子化方案 2630。

【0213】 圖 27 為說明根據例示性實施例的量子化方法之流程圖。

【0214】 參看圖 27，在操作 2710 中，在接收到之聲音之量子化前基於預定準則判定接收到之聲音之量子化路徑。在例示性實施例中，可判定不使用框間預測的第一路徑以及使用框間預測的第二路徑中之一者。

【0215】 在操作 2730 中，檢查自第一路徑以及第二路徑當中所判定之量子化路徑。

【0216】 若作為操作 2730 中的檢查之結果將第一路徑判定為量子化路徑，則在操作 2750 中使用第一量子化方案量子化接收到之聲音。

【0217】 另一方面，若作為操作 2730 中的檢查之結果將第二路徑判定為量子化路徑，則在操作 2770 中使用第二量子化方案量子化接收到之聲音。

【0218】 可經由上述各種例示性實施例執行操作 2710 中之量子化路徑判定程式。可藉由使用上述各種例示性實施例並且分別使用第一以及第二量子化方案來執行操作 2750 以及 2770 中之量子化程式。

【0219】 雖然在當前例示性實施例中將第一以及第二路徑設定為可選擇之量子化路徑，但可設定包含第一以及第二路徑之多個路徑，且可根據多個設定路徑而改變圖 27 之流程圖。

【0220】 圖 28 為說明根據例示性實施例的去量子化方法之流程圖。

【0221】 參看圖 28，在操作 2810 中，解碼包含於位元流中之 LPC 參數。

【0222】 在操作 2830 中，檢查包含於位元流中之量子化路徑，且在操作 2850 中判定已檢查之量子化路徑為第一路徑或是第二路徑。

【0223】 若作為操作 2850 中的判定之結果，量子化路徑為第一路徑，則在操作 2870 中藉由使用第一去量子化方案去量子化經解碼之 LPC 參數。

【0224】 若作為操作 2850 中的判定之結果，量子化路徑為第二路徑，則在操作 2890 中藉由使用第二去量子化方案去量子化經解碼之 LPC 參數。

【0225】 可根據對應於解碼裝置之編碼裝置藉由分別使用上述各種例示性實施例的第一以及第二量子化方案之逆程式來執行操作 2870 以及 2890 中之去量子化程式。

【0226】 雖然在當前例示性實施例中將第一以及第二路徑設定為已檢查之量子化路徑，但可設定包含第一以及第二路徑之多個路徑，且可根據多個設定路徑而改變圖 28 之流程圖。

【0227】 圖 27 以及圖 28 之方法可經程式化，且可由至少一處理元件執行。此外，可以訊框為單位或以子訊框為單位執行例示性實施例。

【0228】 圖 29 為根據例示性實施例的包含編碼模組之電子元件之方塊圖。

【0229】 參看圖 29，電子元件 2900 可包含通信單元 2910 以及編碼模組 2930。此外，電子元件 2900 可進一步包含儲存單元 2950，用於根據聲音位元流之用途而儲存作為編碼之結果所獲得的聲音位元流。此外，電子元件 2900 可進一步包含麥克風 2970。亦即，可視情況包含儲存單元 2950 以及麥克風 2970。電子元件 2900 可進一步包含任意解碼模組（未繪示），例如，用於執行一般解碼功能之解碼模組或根據例示性實施例之解碼模組。編碼模組 2930 可由至少一處理器（例如，中央處理單元（CPU））（未繪示）以與包含於電子元件 2900 中之其他元件（未繪示）整合為一體的方式實施。

【0230】 通信單元 2910 可接收自外部提供的聲音或經編碼之位元流中之至少一者，或傳輸經解碼之聲音或作為由編碼模組 2930 進行的編碼之結果所獲得的聲音位元流中之至少一者。

【0231】 通信單元 2910 經組態以經由無線網路（諸如，無線網際網路、無線企業內部網路、無線電話網路、無線區域網路（wireless Local Area Network；WLAN）、Wi-Fi、Wi-Fi Direct（WFD）、第三代（3G）、第四代（4G）、藍芽、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）、Zigbee 或近場通信（Near Field Communication；NFC））或有線網路（諸如，有線電話網路或有線網際網路）將資料傳輸至外部電子元件以及自外部電子元件接收資料。

【0232】 編碼模組 2930 可藉由以下操作來產生位元流：在聲音之量子化前基於預定準則選擇多個路徑中之一者作為經由通信單元 2910 或麥克風 2970 提供的聲音之量子化路徑，所述多個路徑包含不使用框間預測之第一路徑以及使用框間預測之第二路徑；藉由根據所選量子化路徑使用第一量子化方案以及第二量子化方案中之一者來量子化聲音；以及對已量子化之聲音進行編碼。

【0233】 第一量子化方案可包含：第一量子化器（未繪示），用於粗略量子化聲音；以及第二量子化器（未繪示），用於精確量子化介於聲音與第一量子化器之輸出信號之間的量子化誤差信號。第一量子化方案可包含：MSVQ（未繪示），用於量子化聲音；以及LVQ（未繪示），用於量子化介於聲音與MSVQ之輸出信號之間的量子化誤差信號。此外，可藉由上述各種例示性實施例中之一者實施第一量子化方案。

【0234】 第二量子化方案可包含：用於執行聲音之框間預測之框間預測器（未繪示）、用於執行預測誤差之框內預測之框內預測器（未繪示），以及用於量子化預測誤差之BC-TCQ（未繪示）。同樣地，可藉由上述各種例示性實施例中之一者實施第二量子化方案。

【0235】 儲存單元 2950 可儲存由編碼模組 2930 產生的經編碼之位元流。儲存單元 2950 可儲存操作電子元件 2900 所需要的各種程式。

【0236】 麥克風 2970 可提供在編碼模組 2930 外部的使用者之聲音。

【0237】 圖 30 為根據例示性實施例的包含解碼模組之電子元件之方塊圖。

【0238】 參看圖 30，電子元件 3000 可包含通信單元 3010 以及解碼模組 3030。此外，電子元件 3000 可進一步包含儲存單元 3050，用於根據已恢復之聲音之用途而儲存作為解碼之結果所獲得的已恢復之聲音。此外，電子元件 3000 可進一步包含揚聲器 3070。亦即，可視情況包含儲存單元 3050 以及揚聲器 3070。電子元件 3000 可進一步包含任意編碼模組（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例示性實施例之編碼模組。解碼模組 3030 可由至少一處理器（例如，中央處理單元（CPU））（未繪示）以與包含於電子元件 3000 中之其他元件（未繪示）整合為一體的方式實施。

【0239】 通信單元 3010 可接收自外部提供的聲音或經編碼之位元流中之至少一者，或傳輸作為解碼模組 3030 之解碼之結果所獲得的已恢復之聲音或作為編碼之結果所獲得的聲音位元流中之至少一者。通信單元 3010 可實質上實施為圖 29 之通信單元 2910。

【0240】 解碼模組 3030 可藉由以下操作來產生已恢復之聲音：對包含於經由通信單元 3010 提供之位元流中的 LPC 參數進行解碼；藉由基於包含於位元流中之路徑資訊使用不使用框間預測的第一去量子化方案以及使用框間預測的第二去量子化方案中之一者而去量子化經解碼之 LPC 參數；以及在經解碼之編碼模式下對已去量子化之 LPC 參數進行解碼。當編碼模式包含於位元流中時，解

碼模組 3030 可在經解碼之編碼模式下對已去量子化之 LPC 參數進行解碼。

【0241】 第一去量子化方案可包含：第一去量子化器（未繪示），用於粗略地去量子化 LPC 參數；以及第二去量子化器（未繪示），用於精確地去量子化 LPC 參數。第一去量子化方案可包含：MSVQ（未繪示），用於藉由使用第一碼簿索引而去量子化 LPC 參數；以及 LVQ（未繪示），用於藉由使用第二碼簿索引而去量子化 LPC 參數。此外，由於第一去量子化方案執行圖 29 中所描述的第一量子化方案之逆操作，因此可根據對應於解碼裝置之編碼裝置藉由對應於第一量子化方案的上述各種例示性實施例之逆程式中之一者來實施第一去量子化方案。

【0242】 第二去量子化方案可包含：用於藉由使用第三碼簿索引而去量子化 LPC 參數之 BC-TCQ（未繪示）、框內預測器（未繪示）以及框間預測器（未繪示）。同樣地，由於第二去量子化方案執行圖 29 中所描述的第二量子化方案之逆操作，因此可根據對應於解碼裝置之編碼裝置藉由對應於第二量子化方案的上述各種例示性實施例之逆程式中之一者來實施第二去量子化方案。

【0243】 儲存單元 3050 可儲存由解碼模組 3030 產生的已恢復之聲音。儲存單元 3050 可儲存用於操作電子元件 3000 之各種程式。

【0244】 揚聲器 3070 可向外輸出由解碼模組 3030 產生的已恢復之聲音。

【0245】 圖 31 為根據例示性實施例的包含編碼模組以及解碼模組

之電子元件之方塊圖。

【0246】 圖 31 中展示之電子元件 3100 可包含通信單元 3110、編碼模組 3120 以及解碼模組 3130。此外，電子元件 3100 可進一步包含儲存單元 3140，用於根據聲音位元流或已恢復之聲音之用途而儲存作為編碼之結果所獲得的聲音位元流或作為解碼之結果所獲得的已恢復之聲音。此外，電子元件 3100 可進一步包含麥克風 3150 及/或揚聲器 3160。編碼模組 3120 以及解碼模組 3130 可由至少一處理器（例如，中央處理單元（CPU））（未繪示）以與包含於電子元件 3100 中之其他元件（未繪示）整合為一體的方式實施。

【0247】 由於圖 31 中展示的電子元件 3100 之元件對應於圖 29 中展示的電子元件 2900 之元件或圖 30 中展示的電子元件 3000 之元件，因此省略其詳細描述。

【0248】 圖 29、圖 30 以及圖 31 中展示的電子元件 2900、3000 以及 3100 中之每一者可包含僅語音通信終端機（諸如，電話或行動電話）、僅廣播或音樂元件（諸如，TV 或 MP3 播放器），或著僅語音通信終端機與僅廣播或音樂元件之混合終端機元件，但不限於此。此外，電子元件 2900、3000 以及 3100 中之每一者可用作用戶端、伺服器或在用戶端與伺服器之間移位之轉換器。

【0249】 當電子元件 2900、3000 或 3100 為（例如）行動電話時，雖未繪示，但電子元件 2900、3000 或 3100 可進一步包含：使用者輸入單元（諸如，小鍵盤）、用於顯示由使用者介面或行動電話處理之資訊的顯示器單元以及用於控制行動電話之功能的處理器

(例如，中央處理單元 (CPU))。此外，行動電話可進一步包含具有攝像功能 (image pickup function) 之攝影機單元以及用於執行行動電話之功能之至少一組件。

【0250】 當電子元件 2900、3000 或 3100 為 (例如) TV 時，雖未繪示，但電子元件 2900、3000 或 3100 可進一步包含：使用者輸入單元 (諸如，小鍵盤)、用於顯示接收到之廣播資訊的顯示器單元以及用於控制 TV 之所有功能的處理器 (例如，中央處理單元 (CPU))。此外，TV 可進一步包含用於執行 TV 之功能的至少一組件。

【0251】 結合 LPC 係數之量子化/去量子化所體現的與 BC-TCQ 有關之內容詳細揭露於美國專利第 7630890 號 (區塊約束式 TCQ 方法，以及用於在語音編碼系統中使用所述方法來量子化 LSF 參數之方法以及裝置 (Block-constrained TCQ method, and method and apparatus for quantizing LSF parameter employing the same in speech coding system)) 中。關於 LVA 方法之內容詳細揭露於美國專利申請案第 20070233473 號 (多路徑格狀編碼量子化方法以及使用所述方法之多路徑格狀編碼量子化器 (Multi-path trellis coded quantization method and Multi-path trellis coded quantizer using the same)) 中。美國專利第 7630890 號以及美國專利申請案第 20070233473 號之內容以引用的方式併入本文中。

【0252】 根據本發明概念，為了有效率地量子化音訊或語音信號，藉由根據音訊或語音信號之特性應用多個編碼模式且根據應

用於編碼模式中之每一者的壓縮比將各種數目個位元分配給音訊或語音信號，可在編碼模式中之每一者下選擇具有低複雜性之最佳量子化器。

【0253】 可將根據例示性實施例的量子化方法、去量子化方法、編碼方法以及解碼方法寫成電腦程式，且可使用電腦可讀記錄媒體將其實施於執行程式之通用數位電腦中。此外，在例示性實施例中可利用之資料結構、程式命令或資料檔案可以各種方式記錄於電腦可讀記錄媒體中。電腦可讀記錄媒體為可儲存資料的任一資料儲存元件，其後可由電腦系統讀取所述資料。電腦可讀記錄媒體之實例包含特定而言經組態以儲存且執行程式命令之磁性記錄媒體（諸如，硬碟、軟碟以及磁帶）、光學記錄媒體（諸如，CD-ROM 以及 DVD）、磁光記錄媒體（諸如，光讀碟片）以及硬體元件（諸如，ROM、RAM 以及快閃記憶體）。電腦可讀記錄媒體亦可為用於傳輸信號的傳輸媒體，在所述信號中指定了程式命令以及資料結構。程式命令之實例可包含藉由編譯程式建立之機器語言碼以及可由電腦經由解譯程式執行之高階語言碼。

【0254】 雖然本發明概念已參照其例示性實施例特定地展示以及描述，但一般熟習此項技術者應理解，在不脫離如以下申請專利範圍所界定的本發明概念之精神以及範疇之情況下，可在其中進行形式以及細節上的各種改變。

【符號說明】

【0255】

- 100：聲音編碼裝置
- 111：預處理器
- 113：頻譜以及線性預測（LP）分析器
- 115：編碼模式選擇器
- 117：線性預測編碼（LPC）係數量子化器
- 119：可變模式編碼器
- 121：參數編碼器
- 300：LPC 係數量子化器
- 311：第一係數轉換器
- 313：加權函數判定器
- 315：導抗頻譜頻率（ISF）/線頻譜頻率（LSF）量子化器
- 317：第二係數轉換器
- 400：加權函數判定器
- 410：頻譜以及 LP 分析器
- 421：窗處理器
- 423：頻率映射單元
- 425：量值計算器
- 500：LPC 係數量子化器
- 511：加權函數判定器
- 513：量子化路徑判定器
- 515：第一量子化方案
- 517：第二量子化方案
- 600：量子化路徑判定器
- 611：預測誤差計算器
- 613：量子化方案選擇器

- 711：操作
- 712：操作
- 713：操作
- 714：操作
- 715：操作
- 731：操作
- 732：操作
- 733：操作
- 734：操作
- 735：操作
- 736：操作
- 800：量子化路徑判定器
- 811：預測誤差計算器
- 813：頻譜分析器
- 815：量子化方案選擇器
- 911：高 FER 模式判定器
- 913：EVS 解碼器
- 915：EVS 編碼器
- 1000：LPC 係數量子化器
- 1010：量子化路徑判定器
- 1030：第一量子化方案
- 1041：多級向量量子化器（MSVQ）
- 1043：晶格向量量子化器（LVQ）
- 1050：第二量子化方案
- 1061：框間預測器
- 1063：區塊約束式格狀編碼量子化器（BC-TCQ）

- 1065 : 框內預測器
- 1100 : LPC 係數量子化器
- 1110 : 量子化路徑判定器
- 1130 : 第一量子化方案
- 1141 : 向量量子化器
- 1143 : BC-TCQ
- 1145 : 框內預測器
- 1150 : 第二量子化方案
- 1161 : 框間預測器
- 1163 : LVQ
- 1200 : LPC 係數量子化器
- 1210 : 量子化路徑判定器
- 1230 : 第一量子化方案
- 1241 : VQ 或 MSVQ
- 1243 : LVQ 或 TCQ
- 1250 : 第二量子化方案
- 1261 : 框間預測器
- 1263 : LVQ 或 TCQ
- 1300 : LPC 係數量子化器
- 1310 : 量子化路徑判定器
- 1330 : 第一量子化方案
- 1350 : 第二量子化方案
- 1361 : 框間預測器
- 1363 : VQ 或 MSVQ
- 1365 : LVQ 或 TCQ
- 1400 : LPC 係數量子化器

- 1430：第一量子化方案
- 1441：VQ
- 1443：BC-TCQ
- 1445：框內預測器
- 1450：第二量子化方案
- 1463：BC-TCQ
- 1465：框內預測器
- 1500：LPC 係數量子化器
- 1530：第一量子化方案
- 1541：MSVQ
- 1543：LVQ
- 1550：第二量子化方案
- 1563：MSVQ
- 1565：LVQ
- 1610：LPC 係數量子化器
- 1621：VQ
- 1623：TCQ 或 BC-TCQ
- 1625：框內預測器
- 1630：LPC 係數量子化器
- 1641：VQ 或 MSVQ
- 1643：TCQ 或 LVQ
- 1710：加權函數判定器
- 1720：量子化方案
- 1721：BC-TCQ
- 1723：框內預測器
- 1730：加權函數判定器

- 1740 : 量子化方案
- 1741 : 框間預測器
- 1743 : BC-TCQ
- 1745 : 框內預測器
- 1750 : 加權函數判定器
- 1760 : 量子化方案
- 1761 : 框間預測器
- 1763 : BC-TCQ
- 1765 : 框內預測器
- 1800 : LPC 係數量子化器
- 1810 : 第一量子化方案
- 1821 : MSVQ
- 1823 : LVQ
- 1830 : 第二量子化方案
- 1841 : 框間預測器
- 1843 : BC-TCQ
- 1845 : 框內預測器
- 1850 : 量子化路徑判定器
- 1900 : LPC 係數量子化器
- 1910 : 第一量子化方案
- 1921 : VQ
- 1923 : BC-TCQ
- 1925 : 框內預測器
- 1930 : 第二量子化方案
- 1941 : 框間預測器
- 1943 : BC-TCQ

- 1945：框內預測器
- 1950：量子化路徑判定器
- 2000：LPC 係數量子化器
- 2010：第一量子化方案
- 2021：VQ
- 2023：BC-TCQ
- 2025：框內預測器
- 2030：第二量子化方案
- 2041：框間預測器
- 2043：LVQ
- 2050：量子化路徑判定器
- 2100：量子化器類型選擇器
- 2107：量子化器類型判定器
- 2110：位元率判定器
- 2130：頻寬判定器
- 2150：內部取樣頻率判定器
- 2201：操作
- 2203：操作
- 2205：操作
- 2207：操作
- 2209：操作
- 2300：聲音解碼裝置
- 2311：參數解碼器
- 2313：LPC 係數去量子化器
- 2315：可變模式解碼器
- 2317：誤差恢復器

2319 : 後處理器
2400 : LPC 係數去量子化器
2411 : ISF/LSF 去量子化器
2413 : 係數轉換器
2500 : LPC 係數去量子化器
2511 : 去量子化路徑判定器
2513 : 第一去量子化方案
2515 : 第二去量子化方案
2610 : 第一去量子化方案
2611 : MSVQ
2613 : LVQ
2630 : 第二去量子化方案
2631 : BC-TCQ
2633 : 框內預測器
2635 : 框間預測器
2710 : 操作
2730 : 操作
2750 : 操作
2770 : 操作
2810 : 操作
2830 : 操作
2850 : 操作
2870 : 操作
2890 : 操作
2900 : 電子元件
2910 : 通信單元

- 2930：編碼模組
- 2950：儲存單元
- 2970：麥克風
- 3000：電子元件
- 3010：通信單元
- 3030：解碼模組
- 3050：儲存單元
- 3070：揚聲器
- 3100：電子元件
- 3110：通信單元
- 3120：編碼模組
- 3130：解碼模組
- 3140：儲存單元
- 3150：麥克風
- 3160：揚聲器

I672691

【發明摘要】

【中文發明名稱】解碼方法

【英文發明名稱】DECODING METHOD

【中文】提供一種解碼方法。基於來自包含編碼音訊信號和編碼語音信號中的至少一個的模式資訊，選擇不具有框間預測的第一解碼方案和具有框間預測的第二解碼方案之一，其中模式資訊為在編碼端以開放迴路方式基於預測誤差獲得。藉由處理器基於所選擇的解碼方案執行解碼位元流，以重建音訊或語音，其中第一解碼方案包括具有區塊約束式的格狀結構去量子化器以及框內預測器，其中位元流為基於來自多個編碼模式中的有聲編碼模式獲得。

【英文】A decoding method is provided. Selecting, based on a mode information obtained from a bit stream including at least one of an encoded audio signal and an encoded speech signal, one of a first decoding scheme without inter-frame prediction and a second decoding scheme with the inter-frame prediction, where the mode information is obtained based on a predictive error in an open-loop manner in an encoding end. Decoding, performed by a processor, the bit stream, based on the selected decoding scheme, for reconstruction of audio or speech, wherein the first decoding scheme comprises a block-constrained trellis-structured de-quantizer and an

intra-frame predictor, wherein the bitstream is obtained based on a voiced coding mode from among a plurality of coding modes.

【指定代表圖】圖7A。

【代表圖之符號簡單說明】

711~715：操作

【特徵化學式】

無

【發明申請專利範圍】

【第1項】 一種解碼方法，其包括：

基於來自包含編碼音訊信號和編碼語音信號中的至少一個的位元流所獲得的量子化路徑資訊，選擇不具有框間預測的第一去量子化方案和具有所述框間預測的第二去量子化方案之一，其中所述量子化路徑資訊為在一編碼端以一開放迴路方式基於一預測誤差獲得；以及

藉由處理器基於所選擇的去量子化方案執行解碼包括在所述位元流中的經量子化的導抗頻譜頻率或線頻譜頻率係數，以重建音訊或語音，

其中所述第一去量子化方案包括具有區塊約束式的格狀結構去量子化器以及一框內預測器，

其中所述位元流為基於來自多個編碼模式中的有聲編碼模式獲得。

【第2項】 如申請專利範圍第1項所述的解碼方法，其中所述第二去量子化方案包括具有區塊約束式的一格狀結構去量子化器、一框內預測器以及一框間預測器。

【第3項】 一種解碼方法，其包括：

基於來自包含編碼音訊信號和編碼語音信號中的至少一個的位元流所獲得的量子化路徑資訊，選擇不具有框間預測的第一去量子化方案和具有所述框間預測的第二去量子化方案之一，其中所述量子化路徑資訊為在一編碼端以一開放迴路方式基於一預測誤差獲得；以及

藉由處理器基於所選擇的去量子化方案執行解碼包括在所述位元流中的經量子化的導抗頻譜頻率或線頻譜頻率係數，以重建

音訊或語音，

其中所述第一去量子化方案包括具有區塊約束式的格狀結構去量子化器、一框內預測器以及一向量去量子化器，

其中所述位元流為基於來自多個編碼模式中的有聲編碼模式獲得。

【第4項】如申請專利範圍第3項所述的解碼方法，其中所述第二去量子化方案包括具有區塊約束式的一格狀結構去量子化器、一框內預測器、一框間預測器以及一向量去量子化器。