



(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 I576832 B

(45)公告日：中華民國 106 (2017) 年 04 月 01 日

(21)申請案號：101123831

(22)申請日：中華民國 101 (2012) 年 07 月 02 日

(51)Int. Cl. : *G10L19/12 (2013.01)*

(30)優先權：2011/06/30 美國

61/503,241

(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：朱基峴 CHOO, KI-HYUN (KR)

(74)代理人：詹銘文

(56)參考文獻：

US 2011/0264454A1

US 2012/0065965A1

審查人員：涂淑惠

申請專利範圍項數：5 項 圖式數：15 共 59 頁

(54)名稱

產生帶寬延伸訊號的裝置與方法

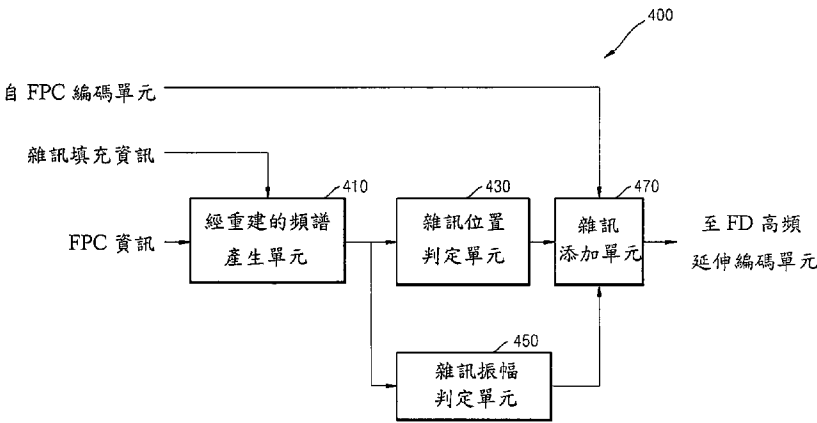
APPARATUS AND METHOD FOR GENERATING BANDWIDTH EXTENDED SIGNAL

(57)摘要

一種產生帶寬延伸訊號的裝置包含：抗稀疏處理單元，用以對低頻頻譜執行抗稀疏處理；以及頻域高頻延伸解碼單元，用以在頻域中對被執行了所述抗稀疏處理之所述低頻頻譜執行高頻延伸編碼。

An apparatus for generating a bandwidth extended signal includes an anti-sparseness processing unit to perform anti-sparseness processing on a low-frequency spectrum; and a frequency domain high-frequency extension decoding unit to perform high-frequency extension encoding in the frequency domain on the low-frequency spectrum on which the anti-sparseness processing is performed.

指定代表圖：



符號簡單說明：

400 . . . 抗稀疏處理單元

410 . . . 經重建的頻譜產生單元

430 . . . 雜訊位置判定單元

450 . . . 雜訊振幅判定單元

470 . . . 雜訊添加單元

圖 4

發明專利說明書

(本說明書格式、順序，請勿任意更動，※記號部分請勿填寫)

※申請案號：101123831

※申請日期：101.7.2

※IPC 分類：G10L19/12(2013.01)

一、發明名稱：(中文/英文)

產生帶寬延伸訊號的裝置與方法

APPARATUS AND METHOD FOR GENERATING
BANDWIDTH EXTENDED SIGNAL

二、中文發明摘要：

一種產生帶寬延伸訊號的裝置包含：抗稀疏處理單元，用以對低頻頻譜執行抗稀疏處理；以及頻域高頻延伸解碼單元，用以在頻域中對被執行了所述抗稀疏處理之所述低頻頻譜執行高頻延伸編碼。

三、英文發明摘要：

An apparatus for generating a bandwidth extended signal includes an anti-sparseness processing unit to perform anti-sparseness processing on a low-frequency spectrum; and a frequency domain high-frequency extension decoding unit to perform high-frequency extension encoding in the frequency domain on the low-frequency spectrum on which the anti-sparseness processing is performed.

四、指定代表圖：

(一) 本案之指定代表圖：圖 4

(二) 本代表圖之元件符號簡單說明：

400：抗稀疏處理單元

410：經重建的頻譜產生單元

430：雜訊位置判定單元

450：雜訊振幅判定單元

470：雜訊添加單元

五、本案若有化學式時，請揭示最能顯示發明特徵的化學式：

無

六、發明說明：

【發明所屬之技術領域】

本發明是有關於音訊編碼與解碼，且更特定而言是有關於產生帶寬延伸訊號的裝置與方法，所述裝置與方法能夠針對高頻帶減少帶寬延伸訊號之似金屬雜訊。

【先前技術】

與對應於低頻帶的訊號相比，對應於高頻帶的訊號對頻率之精細結構的敏感性較低。因而，當對音訊訊號進行編碼時，為了提高編碼效率以解決對容許位元的限制，藉由分配相對大量的位元來對對應於低頻帶的訊號進行編碼，且藉由分配相對少量的位元來對對應於高頻帶的訊號進行編碼。

上述方法用於譜帶複製 (spectral band replication; SBR)。在 SBR 中，藉由使用例如包絡之參數，對例如低頻帶或核心帶之頻譜的下帶進行編碼，且對例如高頻帶之上帶進行編碼。SBR 使用下帶與上帶之間的相關性，從而提取所述下帶的特性以預測所述上帶。

在 SBR 中，需要一種針對高頻帶產生帶寬延伸訊號之改良方法。

【發明內容】

本發明提供產生帶寬延伸訊號的裝置與方法，所述裝置與方法能夠針對高頻帶減少帶寬延伸訊號之似金屬雜訊。

根據本發明之一態樣，提供一種產生帶寬延伸訊號的

方法，所述方法包含：對低頻頻譜執行抗稀疏處理；以及在頻域中對被執行了所述抗稀疏處理之所述低頻頻譜執行高頻延伸編碼。

根據本發明之另一態樣，提供一種產生帶寬延伸訊號的裝置，所述裝置包含：抗稀疏處理單元，用以對低頻頻譜執行抗稀疏處理；以及頻域高頻延伸解碼單元，用以在頻域中對被執行了所述抗稀疏處理之所述低頻頻譜執行高頻延伸編碼。

【實施方式】

儘管本發明之例示性實施例可能有多種修改與替代形式，但其特定實施例作為實例展示於圖式中，且將在本文中進行詳細描述。然而應理解，並不希望將本發明之例示性實施例限於所揭露之特定形式，相反，本發明之例示性實施例應涵蓋屬於本發明之精神與範疇內的所有修改、等效物與替代物。在本發明之以下描述中，當併入本文中的已知功能與組態的詳細描述可能使本發明之標的不清楚時，將省略所述詳細描述。

應理解，儘管術語第一、第二等可在本文中用以描述各種部件，但此等部件不應受此等術語限制。此等術語僅用以區分不同部件。

本文所用之術語用於描述特定實施例，而並不希望限制本發明。儘管只要考慮本發明之功能時可行，便使用通用術語，但其含義可能根據熟習此項技術者之意圖、判例或新技術的出現而改變。此外，在特定情況下，可由申請

人任意地選擇術語，在此情況下，將在實施方式中詳細描述其意義。因而，應基於本專利說明書之全部描述理解術語的定義。

除非上下文另外清楚地指示，否則如本文中所使用，單數形式“一”以及“所述”意欲亦包含複數形式。應進一步理解，術語“包括”在本說明書中使用時指定所述特徵、整數、步驟、操作、部件及/或組件之存在，但不排除一或多個其他特徵、整數、步驟、操作、部件、組件及/或其群組的存在或添加。

在下文中，將藉由參考附圖解釋本發明之實施例來詳細描述本發明。在圖式中，相同參考數字指示相同部件，且為解釋之清晰起見，可能誇示了部件的大小或厚度。

圖 1 為根據本發明之一實施例的音訊編碼裝置 100 的方塊圖。圖 1 所說明的音訊編碼裝置 100 可形成多媒體元件，且可為（但不限於）諸如電話或行動電話之話音通信元件、諸如 TV 或 MP3 播放器之廣播或音樂元件，或所述話音通信元件與所述廣播或音樂元件之組合元件。此外，音訊編碼裝置 100 可為包含在用戶端元件或伺服器中或安置在所述用戶端元件與所述伺服器之間的轉換器。

圖 1 所說明的音訊編碼裝置 100 可包含編碼模式判定單元（coding mode determination unit）110、切換單元 130、碼激勵線性預測（code excited linear prediction；CELP）編碼模組 150 以及頻域（frequency domain；FD）編碼模組 170。CELP 編碼模組 150 可包含 CELP 編碼單元 151 與時

域 (time domain; TD) 延伸編碼單元 153, 且 FD 編碼模組 170 可包含變換單元 171 與 FD 編碼單元 173。以上部件可整合至至少一模組中, 且可由至少一處理器 (未圖示) 實施。

參看圖 1, 編碼模式判定單元 110 可參考訊號特性判定輸入訊號之編碼模式。根據所述訊號特性, 編碼模式判定單元 110 可判定當前訊框是語音模式還是音樂模式, 且亦可判定對所述當前訊框有效的編碼模式為 TD 模式還是 FD 模式。在此情況下, 可藉由使用 (但不限於) 訊框的短期特性, 或多個訊框的長期特性來獲得所述訊號特性。若所述訊號特性對應於語音模式或 TD 模式, 則編碼模式判定單元 110 可判定 CELP 模式, 且若所述訊號特性對應於音樂模式或 FD 模式, 則可判定 FD 模式。

根據一實施例, 編碼模式判定單元 110 的輸入訊號可為由縮減取樣 (down sampling) 單元 (未圖示) 進行縮減取樣的訊號。舉例而言, 所述輸入訊號可為取樣率為 12.8kHz 或 16kHz 的訊號, 所述訊號是藉由對取樣率為 32kHz 或 48kHz 之訊號進行重新取樣或縮減取樣而獲得。此處, 取樣率為 32kHz 的訊號為超寬帶 (super wide band; SWB) 訊號, 且可稱為全帶 (full band; FB) 訊號, 且取樣率為 16kHz 的訊號可稱為寬帶 (wide band; WB) 訊號。

根據另一實施例, 編碼模式判定單元 110 可執行所述重新取樣或縮減取樣操作。

由此, 編碼模式判定單元 110 可判定經重新取樣或經

縮減取樣之訊號的編碼模式。

關於由編碼模式判定單元 110 判定之編碼模式之資訊可提供至切換單元 130，且能夠以訊框為單位包含在位元串流中，以便進行儲存或傳輸。

根據自編碼模式判定單元 110 提供之關於所述編碼模式之所述資訊，切換單元 130 可向 CELP 編碼模組 150 或 FD 編碼模組 170 提供輸入訊號。此處，所述輸入訊號可為經重新取樣或經縮減取樣的訊號，且可為取樣率為 12.8kHz 或 16kHz 的低頻訊號。具體而言，若編碼模式為 CELP 模式，則切換單元 130 向 CELP 編碼模組 150 提供輸入訊號，且若所述編碼模式為 FD 模式，則向 FD 編碼模組 170 提供輸入訊號。

若所述編碼模式為 CELP 模式，則 CELP 編碼模組 150 可操作，且 CELP 編碼單元 151 可對所述輸入訊號執行 CELP 編碼。根據一實施例，CELP 編碼單元 151 可自經重新取樣或經縮減取樣的訊號提取激勵訊號，且可考慮到對應於音高資訊的經濾波的適應性碼向量（意即適應性碼簿貢獻）與經濾波的固定碼向量（意即固定或創新碼簿貢獻）中之每一者來量化所提取的激勵訊號。根據另一實施例，CELP 編碼單元 151 可提取線性預測係數（linear prediction coefficient；LPC），可量化所提取的 LPC，可藉由使用所量化的 LPC 來提取激勵訊號，並且可考慮到對應於音高資訊的經濾波的適應性碼向量（意即適應性碼簿貢獻）與經濾波的固定碼向量（意即固定或創新碼簿貢獻）中之每一

者來量化所提取的激勵訊號。

同時，CELP 編碼單元 151 可根據訊號特性應用不同的編碼模式。所應用的編碼模式可包含（但不限於）有聲編碼模式（voiced coding mode）、無聲編碼模式（unvoiced coding mode）、暫態編碼模式（transient coding mode）與通用編碼模式（generic coding mode）。

由 CELP 編碼單元 151 的編碼所獲得的低頻激勵訊號，意即 CELP 資訊，可提供至 TD 延伸編碼單元 153，且可包含在位元串流中，以便進行儲存或傳輸。

在 CELP 編碼模組 150 中，TD 延伸編碼單元 153 可藉由合併或複製自 CELP 編碼單元 151 提供之低頻激勵訊號來執行高頻延伸編碼。藉由 TD 延伸編碼單元 153 的延伸編碼所獲得的高頻延伸資訊可包含在所述位元串流中，以便進行儲存或傳輸。TD 延伸編碼單元 153 量化對應於輸入訊號之高頻帶的 LPC。在此情況下，TD 延伸編碼單元 153 可提取所述輸入訊號之高頻帶的 LPC，且可量化所提取的 LPC。此外，TD 延伸編碼單元 153 可藉由使用所述輸入訊號之低頻激勵訊號來產生所述輸入訊號之高頻帶的 LPC。此處，所述高頻帶的 LPC 可用以表示所述高頻帶的包絡資訊。

同時，若編碼模式為 FD 模式，則 FD 編碼模組 170 可操作，且變換單元 171 可將經重新取樣或經縮減取樣的訊號自時域變換為頻域。在此情況下，變換單元 171 可執行（但不限於）修改型離散餘弦變換（MDCT）。在 FD 編

碼模組 170 中，FD 編碼單元 173 可對自變換單元 171 提供之經重新取樣或經縮減取樣之頻譜執行 FD 編碼。可藉由使用（但不限於）應用於高級音訊編解碼器（Advanced Audio Codec；AAC）的算法來執行 FD 編碼。藉由 FD 編碼單元 173 的 FD 編碼所獲得的 FD 資訊可包含在位元串流中，以便進行儲存或傳輸。同時，若相鄰訊框的編碼模式自 CELP 模式改變為 FD 模式，則預測資料可更包含在由於 FD 編碼單元 173 的 FD 編碼而獲得的位元串流中。具體而言，由於若對第 N 個訊框執行基於 CELP 模式之編碼，並對第 $(N+1)$ 個訊框執行基於 FD 模式之編碼，則藉由僅使用基於 FD 模式的所述編碼的結果可能無法對所述第 $(N+1)$ 個訊框進行解碼，因此需要額外包含在解碼過程中將參考的預測資料。

在圖 1 所說明的音訊編碼裝置 100 中，可根據編碼模式判定單元 110 所判定的編碼模式產生兩種位元串流。此處，所述位元串流可包含標頭與有效負載。

具體而言，若編碼模式為 CELP 模式，則關於所述編碼模式的資訊可包含在所述標頭中，且 CELP 資訊與 TD 延伸資訊可包含在所述有效負載中。否則，若編碼模式為 FD 模式，則關於所述編碼模式的資訊可包含在所述標頭中，且 FD 資訊與預測資料可包含在所述有效負載中。此處，所述 FD 資訊可包含 FD 高頻延伸資訊。

同時，為了對出現訊框錯誤時的情況有所準備，每一位元串流的標頭可更包含關於之前訊框之編碼模式的資

訊。舉例而言，若將當前訊框的編碼模式判定為 FD 模式，則所述位元串流之所述標頭可更包含關於前一訊框的編碼模式的資訊。

圖 1 所說明的音訊編碼裝置 100 可根據訊號特性而切換至 CELP 模式或 FD 模式，且因此可相對於所述訊號特性有效地執行適應性編碼。同時，圖 1 所說明的切換結構可應用於高位元率環境。

圖 2 為圖 1 所說明的 FD 編碼單元 173 的實例的方塊圖。

參看圖 2，FD 編碼單元 200 可包含標準編碼單元 210、階乘脈衝編碼 (factorial pulse coding; FPC) 編碼單元 230、FD 低頻延伸編碼單元 240、雜訊資訊產生單元 250、抗稀疏處理單元 270 與 FD 高頻延伸編碼單元 290。

標準編碼單元 210 估計或計算自圖 1 所說明的變換單元 171 提供之頻率頻譜的每一頻帶 (例如每一子帶) 的標準值，並量化所估計或所計算之標準值。此處，所述標準值可指以子帶為單位計算的頻譜能量的平均值，且亦可稱為功率。所述標準值可用於以子帶為單位對頻率頻譜進行正規化。此外，相對於根據目標位元率的位元之總數，標準編碼單元 210 可藉由使用每一子帶之標準值來計算掩蔽臨限值 (masking threshold value)，且可藉由使用所述掩蔽臨限值來判定待分配之位元的數目，以對每一子帶執行知覺編碼 (perceptual encoding)。此處，能夠以整數或十進小數 (十進小數或可為分數) 為單位判定位元的數目。由

標準編碼單元 210 量化的標準值可提供至 FPC 編碼單元 230，且可包含在位元串流中，以便進行儲存或傳輸。

FPC 編碼單元 230 可藉由使用分配至每一子帶之位元的數目來量化經正規化的頻譜，且可對所述量化的結果執行 FPC 編碼。由於所述 FPC 編碼，諸如位置、振幅以及脈衝之正負號的資訊能夠在所分配位元之數目的範圍內以階乘的形式進行表示。由 FPC 編碼單元 230 獲得的 FPC 資訊可包含在位元串流中，以便進行儲存或傳輸。

雜訊資訊產生單元 250 可根據所述 FPC 編碼之結果，以子帶為單位產生雜訊資訊，意即雜訊位準。具體而言，由於缺少位元，由 FPC 編碼單元 230 編碼的頻率頻譜具有以子帶為單位的未經編碼的部分，意即空洞 (hole)。根據一實施例，可藉由使用未經編碼之頻譜係數之位準的平均值來產生所述雜訊位準。由雜訊資訊產生單元 250 產生的雜訊位準可包含在位元串流中，以便進行儲存或傳輸。此外，可以訊框為單位產生所述雜訊位準。

抗稀疏處理單元 270 自經重建的低頻頻譜判定待添加之雜訊的位置與振幅。抗稀疏處理單元 270 根據所判定之雜訊之位置與振幅藉由使用所述雜訊位準來對被執行了雜訊填充之頻率頻譜執行抗稀疏處理，並向 FD 高頻延伸編碼單元 290 提供所得頻譜。根據一實施例，經重建的低頻頻譜可指藉由自所述 FPC 解碼之結果延伸低頻帶、執行雜訊填充，且隨後執行抗稀疏處理所獲得的頻譜。

FD 高頻延伸編碼單元 290 可藉由使用自抗稀疏處理

單元 270 提供之低頻頻譜來執行高頻延伸編碼。在此情況下，亦可向 FD 高頻延伸編碼單元 290 提供原始的高頻頻譜。根據一實施例，FD 高頻延伸編碼單元 290 可藉由合併或複製低頻頻譜來獲得經延伸的高頻頻譜，且相對於所述原始高頻頻譜以子帶為單位提取能量，調整所提取的能量，並量化經調整的能量。

根據一實施例，可將能量調整為對應於相對於原始高頻頻譜以子帶為單位計算的第一音調與相對於自低頻頻譜延伸的高頻激勵訊號以子帶為單位計算的第二音調之間的比率。或者，根據另一實施例，能量可調整為對應於藉由使用所述第一音調而計算的第一噪度因數與藉由使用所述第二音調而計算的第二噪度因數之間的比率。此處，所述第一與第二噪度因數中之每一者表示訊號中雜訊分量的量。由此，若所述第二音調大於所述第一音調，或若所述第一噪度因數大於所述第二噪度因數，則可藉由降低對應子帶之能量來防止重建過程中之雜訊增加。在相反的情況下，可增加對應子帶之能量。

同時，可藉由使用（但不限於）多階段向量量化（multistage vector quantization；MSVQ）方法來量化能量。具體而言，FD 高頻延伸編碼單元 290 可在當前階段自預定數目個子帶收集奇數子帶之能量並對其執行向量量化，可藉由使用對所述奇數子帶執行向量量化之結果來獲得偶數子帶之預測錯誤，並且可在下一階段對所獲得的預測錯誤執行向量量化。同時，與上述相反的情況亦是可能的。

意即，FD 高頻延伸編碼單元 290 藉由使用對第 n 個子帶與第 $n+2$ 個子帶執行向量量化之結果來獲得第 $n+1$ 個子帶之預測錯誤。

同時，當對能量執行向量量化時，可計算根據每一能量向量之重要性的權重或藉由自每一能量向量減去平均值而獲得的訊號。在此情況下，可計算根據重要性的權重以將經合成之聲音之品質最佳化。若計算根據重要性之權重，則可藉由使用應用了所述權重的加權均方錯誤（weighted mean square error；WMSE）來計算針對能量向量而最佳化的量化指數。

FD 高頻延伸編碼單元 290 可使用根據高頻訊號之特性產生各種激勵訊號之多模式帶寬延伸方法。所述多模式帶寬延伸方法可根據高頻訊號之特性而提供（例如）暫態模式、標準模式、調和模式或雜訊模式。由於 FD 高頻延伸編碼單元 290 相對於固定訊框操作，因此可藉由根據高頻訊號之特性使用標準模式、調和模式或雜訊模式來產生每一訊框之激勵訊號。

此外，FD 高頻延伸編碼單元 290 可根據位元率產生不同高頻帶之訊號。意即，可根據位元率以不同方式設置高頻帶，其中 FD 高頻延伸編碼單元 290 對所述高頻帶執行延伸編碼。舉例而言，FD 高頻延伸編碼單元 290 可在 16kbps 之位元率下對約為 6.4 至 14.4kHz 之頻帶執行延伸編碼，且可在高於 16kbps 之位元率下對約為 8 至 16kHz 之頻帶執行延伸編碼。

為此，FD 高頻延伸編碼單元 290 可藉由相對於不同的位元率共用相同的碼簿來執行能量量化。

同時，在 FD 編碼單元 200 中，若輸入固定訊框，則標準編碼單元 210、FPC 編碼單元 230、雜訊資訊產生單元 250、抗稀疏處理單元 270 與 FD 延伸編碼單元 290 可操作。特定言之，抗稀疏處理單元 270 可相對於固定訊框之標準模式而操作。同時，若輸入非固定訊框，意即暫態訊框，則雜訊資訊產生單元 250、抗稀疏處理單元 270 與 FD 延伸編碼單元 290 不操作。在此情況下，相比輸入固定訊框之情況，FPC 編碼單元 230 可將經分配以執行 FPC 之上部頻帶，意即核心頻帶 F_{core} ，增加至較高頻帶 F_{end} 。

圖 3 為圖 1 所說明的 FD 編碼單元的另一實例的方塊圖。

參看圖 3，FD 編碼單元 300 可包含標準編碼單元 310、FPC 編碼單元 330、FD 低頻延伸編碼單元 340、抗稀疏處理單元 370 與 FD 高頻延伸編碼單元 390。此處，標準編碼單元 310、FPC 編碼單元 330 與 FD 高頻延伸編碼單元 390 之操作實質上與圖 2 所說明之標準編碼單元 210、FPC 編碼單元 230 與 FD 高頻延伸編碼單元 290 之操作相同，且因此此處不提供其詳細描述。

與圖 2 之不同之處在於抗稀疏處理單元 370 不使用額外雜訊位準，且使用以子帶為單位自標準編碼單元 310 獲得的標準值。意即，抗稀疏處理單元 370 判定經重建的低頻頻譜中待添加之雜訊的位置與振幅，根據所判定之雜訊

的位置與振幅，藉由使用所述標準值來對被執行了雜訊填充之頻率頻譜執行抗稀疏處理，並向 FD 高頻延伸編碼單元 390 提供所得頻譜。具體而言，相對於包含逆量化為 0 之部分的子帶，可產生雜訊分量，且可藉由使用所述雜訊分量之能量與經逆量化之標準值，意即頻譜能量之間的比率，來調整所述雜訊分量之能量。根據另一實施例，相對於包含逆量化為 0 之部分的子帶，可以使得雜訊分量之平均能量為 1 的方式產生並調整雜訊分量。

圖 4 為根據本發明之一實施例的抗稀疏處理單元的方塊圖。

參看圖 4，抗稀疏處理單元 400 可包含經重建的頻譜產生單元 410、雜訊位置判定單元 430、雜訊振幅判定單元 450 以及雜訊添加單元 470。

經重建的頻譜產生單元 410 藉由使用自圖 2 或圖 3 所說明的 FPC 編碼單元 230 或 330 提供的 FPC 資訊與諸如雜訊位準或標準值之雜訊填充資訊來產生經重建的低頻頻譜。在此情況下，若 F_{core} 與 F_{fpc} 不同，則可藉由額外地執行 FD 低頻延伸編碼來產生經重建的低頻頻譜。

雜訊位置判定單元 430 可將經重建的低頻頻譜中復原至 0 之頻譜判定為雜訊之位置。根據另一實施例，考慮到相鄰頻譜之振幅，可在復原至 0 之頻譜中判定待添加之雜訊的位置。舉例而言，若復原至 0 之頻譜的相鄰頻譜的振幅等於或高於預定值，則復原至 0 之所述頻譜可判定為雜訊的位置。此處，可在先前將所述預定值設置為經由模擬

或實驗設置之最佳值，以將復原至 0 之頻譜的相鄰頻譜的資訊損耗降至最低。

雜訊振幅判定單元 450 可判定待添加至雜訊之所判定位置之雜訊的振幅。根據一實施例，可基於雜訊位準來判定雜訊之振幅。舉例而言，可藉由按預定比率改變雜訊位準來判定雜訊之振幅。具體而言，雜訊之振幅可判定為（但不限於） $(0.5 \times \text{雜訊位準})$ 。根據另一實施例，可藉由考慮到在雜訊之所判定位置上的相鄰頻譜之振幅而適應性地改變雜訊位準來判定雜訊之振幅。若相鄰頻譜的振幅小於待添加之雜訊的振幅，則可將所述雜訊的振幅改變為低於所述相鄰頻譜的振幅。

雜訊添加單元 470 可基於所判定的雜訊之位置與振幅藉由使用隨機雜訊來添加雜訊。根據一實施例，可應用隨機正負號。雜訊之振幅可具有固定值，且可根據藉由使用隨機種子（random seed）所產生之隨機訊號具有奇數值或偶數值來改變所述值之正負號。舉例而言，若所述隨機訊號為偶數值，則給定+號，且若所述隨機訊號為奇數值，則給定-號。向圖 2 所說明之 FD 高頻延伸編碼單元 290 提供低頻頻譜，其中雜訊添加單元 470 將雜訊添加入所述低頻頻譜。

圖 5 為根據本發明之一實施例的 FD 高頻延伸編碼單元的方塊圖。

參看圖 5，FD 高頻延伸編碼單元 500 可包含頻譜複製單元 510、第一音調計算單元 520、第二音調計算單元 530、

激勵訊號產生方法判定單元 540、能量調整單元 550 與能量量化單元 560。同時，若編碼裝置需要經重建的高頻頻譜，則可更包含經重建的高頻頻譜產生模組 570。經重建的高頻頻譜產生模組 570 可包含高頻激勵訊號產生單元 571 與高頻頻譜產生單元 573。特定言之，若圖 1 所說明之 FD 編碼單元 173 使用例如 MDCT 之變換方法，所述方法藉由對前一訊框執行重疊-添加方法而能夠實現復原，且若在訊框之間切換 CELP 模式與 FD 模式，則需要添加經重建的高頻頻譜產生模組 570。

頻譜複製單元 510 可合併或複製自圖 2 或圖 3 所說明之抗稀疏處理單元 270 或 370 提供之低頻頻譜，從而將所述低頻頻譜延伸至高頻帶。舉例而言，可藉由使用 0 至 8kHz 之低頻頻譜來延伸 8 至 16kHz 之高頻帶。根據一實施例，代替自抗稀疏處理單元 270 或 370 提供之低頻頻譜，可藉由合併或複製原始的低頻頻譜來將所述原始的低頻頻譜延伸至高頻帶。

第一音調計算單元 520 相對於原始的高頻頻譜以預定子帶為單位計算第一音調。

第二音調計算單元 530 相對於由頻譜複製單元 510 使用低頻頻譜而延伸之高頻頻譜以子帶為單位計算第二音調。

可藉由使用基於子帶之頻譜之平均振幅與最大振幅之間的比率的頻譜平度來計算所述第一與第二音調中之每一者。具體而言，可藉由使用頻率頻譜之幾何平均值與算

術平均值之間的相關性來計算所述頻譜平度。意即，所述第一與第二音調表示頻譜為多峰特性還是平坦特性。第一與第二音調計算單元 520 與 530 可藉由以相同子帶為單位使用相同方法來操作。

激勵訊號產生方法判定單元 540 可藉由比較所述第一與第二音調來判定產生高頻激勵訊號之方法。可藉由使用高頻頻譜來判定產生高頻激勵訊號之方法，其中藉由修改低頻頻譜與隨機雜訊之適應性權重而產生所述高頻頻譜。在此情況下，對應於所述適應性權重之值可為激勵訊號類型資訊，且所述激勵訊號類型資訊可包含在位元串流中，以便進行儲存或傳輸。根據一實施例，所述激勵訊號類型資訊可形成為 2 個位元。此處，參考待應用於隨機雜訊之權重，可在四個步驟中形成所述 2 個位元。可針對每一訊框傳輸一次所述激勵訊號類型資訊。此外，多個子帶可形成一組，且可在每一組中定義所述激勵訊號類型資訊，並針對每一組傳輸所述激勵訊號類型資訊。

根據一實施例，激勵訊號產生方法判定單元 540 可僅考慮到原始高頻訊號之特性來判定產生高頻激勵訊號之方法。具體而言，可藉由識別包含以子帶為單位計算之第一音調之平均值的區域，並參考所述激勵訊號類型資訊之片段的數目來根據對應於第一音調之值的區域來判定產生所述激勵訊號之方法。根據以上方法，若音調的值高，意即，若頻譜為多峰特性，則可將待應用於隨機雜訊之權重設置為小。

根據另一實施例，激勵訊號產生方法判定單元 540 可考慮到原始高頻訊號之特性與將藉由執行帶延伸而產生的高頻訊號之特性兩者來判定產生高頻激勵訊號之方法。舉例而言，若所述原始高頻訊號之特性與將藉由執行帶延伸而產生的高頻訊號之特性類似，則可將隨機雜訊之權重設置為小。否則，若所述原始高頻訊號之特性與將藉由執行帶延伸而產生的所述高頻訊號之特性不同，則可將隨機雜訊之權重設置為大。同時，可參考針對每一子帶的所述第一與第二音調之間的差值之平均值對其進行設置。若針對每一子帶的所述第一與第二音調之間的差值之平均值大，則可將隨機雜訊之權重設置為大。否則，若針對每一子帶的所述第一與第二音調之間的差值之平均值小，則可將隨機雜訊之權重設置為小。同時，若針對每一組傳輸所述激勵訊號類型資訊，則藉由使用包含在一個組內的子帶的平均值來計算針對每一子帶的所述第一與第二音調之間的差值之平均值。

能量調整單元 550 相對於原始高頻頻譜以子帶為單位計算能量，並藉由使用所述第一與第二音調來調整所述能量。舉例而言，若所述第一音調大，且所述第二音調小，意即，若原始高頻頻譜為多峰的，且抗稀疏處理單元 270 或 370 之輸出頻譜為平坦的，則基於所述第一與第二音調之比率調整所述能量。

能量量化單元 560 對經調整的能量執行向量量化，且可在位元串流中包含由於所述向量量化而產生之量化指

數，以便儲存或傳輸所述位元串流。

同時，在經重建的高頻頻譜產生模組 570 中，高頻激勵訊號產生單元 571 與高頻頻譜產生單元 573 之操作實質上與圖 11 所說明的高頻激勵訊號產生單元 1130 與高頻頻譜產生單元 1170 之操作相同，且因此此處將不提供其詳細描述。

圖 6A 與圖 6B 為展示圖 1 所說明的 FD 編碼模組 170 執行延伸編碼之區域的圖形。圖 6A 展示實際上已被執行了 FPC 的上部頻帶 F_{fpc} 與經分配以執行 FPC 之低頻帶，意即核心頻帶 F_{core} ，相同的情況。在此情況下，對低頻帶至 F_{core} 執行 FPC 與雜訊填充，且藉由使用所述低頻帶之訊號向對應於 $F_{end}-F_{core}$ 之高頻帶執行延伸編碼。此處， F_{end} 可為由於高頻延伸而可獲得的最大頻率。

同時，圖 6B 展示實際上已被執行了 FPC 之上部頻帶 F_{fpc} 小於核心頻帶 F_{core} 的情況。向對應於 F_{fpc} 之低頻帶執行 FPC 與雜訊填充，藉由使用被執行了 FPC 與雜訊填充之所述低頻帶之訊號來向對應於 $F_{core}-F_{fpc}$ 之低頻帶執行延伸編碼，並藉由使用整個低頻帶之訊號來向對應於 $F_{core}-F_{fpc}$ 之高頻帶執行延伸編碼。同樣， F_{end} 可為由於高頻延伸而可獲得的最大頻率。

此處，可根據位元率以不同方式設置 F_{core} 與 F_{end} 。舉例而言，根據位元率， F_{core} 可為（但不限於）6.4kHz、8kHz 或 9.6kHz，且 F_{end} 可被延伸至（但不限於）14kHz、14.4kHz 或 16kHz。同時，實際上被執行了 FPC 之上部頻

帶 Ffpc 對應於被執行了雜訊填充之頻帶。

圖 7 為根據本發明之另一實施例的音訊編碼裝置的方塊圖。

圖 7 所說明的音訊編碼裝置 700 可包含編碼模式判定單元 710、LPC 編碼單元 705、切換單元 730、CELP 編碼模組 750 以及音訊編碼模組 770。CELP 編碼模組 750 可包含 CELP 編碼單元 751 與 TD 延伸編碼單元 753，且音訊編碼模組 770 可包含音訊編碼單元 771 與 FD 延伸編碼單元 773。以上部件可整合至至少一模組中，且可由至少一處理器（未圖示）驅動。

參看圖 7，LPC 編碼單元 705 可自輸入訊號提取 LPC，並且可量化所提取的 LPC。舉例而言，LPC 編碼單元 705 可藉由使用（但不限於）網格編碼量化（trellis coded quantization；TCQ）方法、多階段向量量化（MSVQ）方法或格型向量量化（lattice vector quantization；LVQ）方法來量化所述 LPC。由 LPC 編碼單元 705 量化的 LPC 可包含在位元串流中，以便進行儲存或傳輸。

具體而言，LPC 編碼單元 705 可自取樣率為 12.8kHz 或 16kHz 之訊號提取 LPC，所述訊號是藉由對取樣率為 32kHz 或 48kHz 之訊號進行重新取樣或縮減取樣而獲得。

與圖 1 所說明的編碼模式判定單元 110 相同，編碼模式判定單元 710 可參考訊號特性判定輸入訊號之編碼模式。根據所述訊號特性，編碼模式判定單元 710 可判定當前訊框為語音模式還是音樂模式，且亦可判定對所述當前

訊框有效的編碼模式為 TD 模式還是 FD 模式。

編碼模式判定單元 710 之輸入訊號可為由縮減取樣單元（未圖示）進行縮減取樣的訊號。舉例而言，所述輸入訊號可為取樣率為 12.8kHz 或 16kHz 的訊號，所述訊號是藉由對取樣率為 32kHz 或 48kHz 之訊號進行重新取樣或縮減取樣而獲得。此處，取樣率為 32kHz 的訊號為 SWB 訊號，且可稱為 FB 訊號，且取樣率為 16kHz 的訊號可稱為 WB 訊號。

根據另一實施例，編碼模式判定單元 710 可執行所述重新取樣或縮減取樣操作。

由此，編碼模式判定單元 710 可判定經重新取樣或經縮減取樣之訊號的編碼模式。

關於由編碼模式判定單元 710 判定之編碼模式之資訊可提供至切換單元 730，且能夠以訊框為單位包含在位元串流中，以便進行儲存或傳輸。

根據自編碼模式判定單元 710 提供之關於所述編碼模式之所述資訊，切換單元 730 可向 CELP 編碼模組 750 或音訊編碼模組 770 提供低頻帶之 LPC，所述 LPC 是自 LPC 編碼單元 705 提供。具體而言，若所述編碼模式為 CELP 模式，則切換單元 730 向 CELP 編碼模組 750 提供所述低頻帶之所述 LPC，且若所述編碼模式為音訊模式，則向音訊編碼模組 770 提供所述低頻帶之所述 LPC。

若所述編碼模式為 CELP 模式，則 CELP 編碼模組 750 可操作，且 CELP 編碼單元 751 可對藉由使用所述低頻帶

之 LPC 而獲得之激勵訊號執行 CELP 編碼。根據一實施例，CELP 編碼單元 751 可考慮到對應於音調資訊的經濾波的適應性碼向量（意即適應性碼簿貢獻）與經濾波的固定碼向量（意即固定或創新碼簿貢獻）中之每一者來量化所提取的激勵訊號。此處，所述激勵訊號可由 LPC 編碼單元 705 產生，且可提供至 CELP 編碼單元 751，或可由 CELP 編碼單元 751 產生。

同時，CELP 編碼單元 751 可根據訊號特性應用不同的編碼模式。所應用的編碼模式可包含（但不限於）有聲編碼模式、無聲編碼模式、暫態編碼模式與通用編碼模式。

由於 CELP 編碼單元 751 的編碼而獲得的低頻激勵訊號，意即 CELP 資訊，可提供至 TD 延伸編碼單元 753，且可包含在位元串流中。

在 CELP 編碼模組 750 中，TD 延伸編碼單元 753 可藉由合併或複製自 CELP 編碼單元 751 提供之低頻激勵訊號來執行高頻延伸編碼。由於 TD 延伸編碼單元 753 之延伸編碼而獲得的高頻延伸資訊可包含在所述位元串流中。

同時，若所述編碼模式為音訊模式，則音訊編碼模組 770 可操作，且音訊編碼單元 771 可藉由將藉由使用低頻帶之 LPC 獲得的激勵訊號變換至頻域來執行音訊編碼。根據一實施例，音訊編碼單元 771 可使用諸如離散餘弦變換（discrete cosine transformation；DCT）之變換方法，所述方法能夠防止訊框之間出現重疊區域。此外，音訊編碼單元 771 可對變換至頻域之激勵訊號執行 LVQ 與 FPC 編碼。

另外，若可獲得額外的位元，則當音訊編碼單元 771 量化激勵訊號時可進一步考慮諸如經濾波的適應碼向量（意即適應碼簿貢獻）與經濾波的固定碼向量（意即固定或創新碼簿貢獻）之 TD 資訊。

在音訊編碼模組 770 中，FD 延伸編碼單元 773 可藉由使用自音訊編碼單元 771 提供之低頻激勵訊號來執行高頻延伸編碼。FD 延伸編碼單元 773 之操作與圖 2 或圖 3 所說明的 FD 高頻延伸編碼單元 290 或 390 之操作除其輸入訊號之外類似，且因此此處不提供其詳細描述。

在圖 7 所說明的音訊編碼裝置 700 中，可根據編碼模式判定單元 710 所判定的編碼模式產生兩種位元串流。此處，所述位元串流可包含標頭與有效負載。

具體而言，若所述編碼模式為 CELP 模式，則關於所述編碼模式之資訊可包含在所述標頭中，且 CELP 資訊與 TD 高頻延伸資訊可包含在所述有效負載中。否則，若所述編碼模式為音訊模式，則關於所述編碼模式之資訊可包含在所述標頭中，且關於音訊編碼之資訊，意即音訊資訊與 FD 高頻延伸資訊，可包含在所述有效負載中。

圖 7 所說明的音訊編碼裝置 700 可根據訊號特性而切換至 CELP 模式或音訊模式，且因此可相對於所述訊號特性有效地執行適應性編碼。同時，圖 1 所說明的切換結構可應用於低位元率環境。

圖 8 為根據本發明之另一實施例的音訊編碼裝置的方塊圖。

圖 8 所說明的音訊編碼裝置 800 可包含編碼模式判定單元 810、切換單元 830、CELP 編碼模組 850、FD 編碼模組 870 與音訊編碼模組 890。CELP 編碼模組 850 可包含 CELP 編碼單元 851 與 TD 延伸編碼單元 853，FD 編碼模組 870 可包含變換單元 871 與 FD 編碼單元 873，且音訊編碼模組 890 可包含音訊編碼單元 891 與 FD 延伸編碼單元 893。以上部件可整合至至少一模組中，且可由至少一處理器（未圖示）驅動。

參看圖 8，編碼模式判定單元 810 可參考訊號特性與位元率判定輸入訊號之編碼模式。根據所述訊號特性，編碼模式判定單元 810 可基於當前訊框為語音模式還是音樂模式，以及對所述當前訊框有效的編碼模式為 TD 模式還是 FD 模式來判定 CELP 模式或另一模式。若所述當前訊框為語音模式，則判定 CELP 模式；若所述當前訊框為音樂模式且具有高位元率，則判定 FD 模式；若所述當前訊框為音樂模式且具有低位元率，則判定音訊模式。

根據自編碼模式判定單元 810 提供的關於所述編碼模式的資訊，切換單元 830 可向 CELP 編碼模組 850、FD 編碼模組 870 或音訊編碼模組 890 提供輸入訊號。

同時，圖 8 所說明的音訊編碼裝置 800 與圖 1 與圖 7 所說明的音訊編碼裝置 100 與 700 之組合類似，只是 CELP 編碼單元 851 自輸入訊號提取 LPC 且音訊編碼單元 891 亦自所述輸入訊號提取 LPC。

圖 8 所說明的音訊編碼裝置 800 可根據訊號特性經切

換以在 CELP 模式、FD 模式或音訊模式中操作，且因此可相對於所述訊號特性有效地執行適應性編碼。同時，可在不考慮位元率的情況下應用圖 8 所說明的切換結構。

圖 9 為根據本發明之一實施例的音訊解碼裝置 900 的方塊圖。圖 9 所說明的音訊解碼裝置 900 可單獨形成，或與圖 1 所說明的音訊編碼裝置 100 共同形成多媒體元件，且可為（但不限於）諸如電話或行動電話之話音通信元件、諸如 TV 或 MP3 播放器之廣播或音樂元件，或所述話音通信元件與所述廣播或音樂元件之組合元件。此外，音訊解碼裝置 900 可為包含在用戶端元件或伺服器中或安置在所述用戶端元件與所述伺服器之間的轉換器。

圖 9 所說明的音訊解碼裝置 900 可包含切換單元 910、CELP 解碼模組 930 與 FD 解碼模組 950。CELP 解碼模組 930 可包含 CELP 解碼單元 931 與 TD 延伸解碼單元 933，且 FD 解碼模組 950 可包含 FD 解碼單元 951 與逆變換單元 953。以上部件可整合至至少一模組中，且可由至少一處理器（未圖示）驅動。

參看圖 9，切換單元 910 可參考包含在位元串流中的關於編碼模式之資訊而向 CELP 解碼模組 930 或 FD 解碼模組 950 提供所述位元串流。具體而言，若所述編碼模式為 CELP 模式，則將所述位元串流提供至 CELP 解碼模組 930，且若所述編碼模式為 FD 模式，則提供至 FD 解碼模組 950。

在 CELP 解碼模組 930 中，CELP 解碼單元 931 對包

含在所述位元串流中之 LPC 進行解碼，對經濾波的適應碼向量與經濾波的固定碼向量進行解碼，並藉由組合所述解碼之結果來產生經重建的低頻訊號。

TD 延伸解碼單元 933 藉由執行高頻延伸解碼來產生經重建的高頻訊號，其中藉由使用 CELP 解碼之結果與低頻激勵訊號中之至少一者執行所述高頻延伸解碼。在此情況下，所述低頻激勵訊號可包含在所述位元串流中。此外，為了產生所述經重建的高頻訊號，TD 延伸解碼單元 933 可使用包含在所述位元串流中之低頻帶之 LPC 資訊。

同時，TD 延伸解碼單元 933 可藉由組合所述經重建的高頻訊號與來自 CELP 解碼單元 931 之所述經重建的低頻訊號來產生經重建的 SWB 訊號。在此情況下，為了產生所述經重建的 SWB 訊號，TD 延伸解碼單元 933 可將所述經重建的低頻訊號與所述經重建的高頻訊號變換為具有相同取樣率。

在 FD 解碼模組 950 中，FD 解碼單元 951 對 FD 編碼的訊框執行 FD 解碼。FD 解碼單元 951 可藉由對位元串流進行解碼來產生頻率頻譜。此外，FD 解碼單元 951 可參考包含在所述位元串流中之關於前一訊框之編碼模式的資訊來執行解碼。意即，FD 解碼單元 951 可參考包含在所述位元串流中之關於前一訊框的編碼模式的資訊來對 FD 編碼的訊框執行 FD 解碼。

逆變換單元 953 將所述 FD 解碼之結果逆向地變換至時域。逆變換單元 953 藉由對 FD 解碼的頻率頻譜執行逆

變換來產生經重建的訊號。舉例而言，逆變換單元 953 可執行（但不限於）逆 MDCT（inverse MDCT；IMDCT）。

由此，音訊解碼裝置 900 可參考以位元串流之訊框為單位之編碼模式來對所述位元串流進行解碼。

圖 10 為圖 9 所說明的 FD 解碼單元的實例的方塊圖。

圖 10 所說明的 FD 解碼單元 1000 可包含標準解碼單元 1010、FPC 解碼單元 1020、雜訊填充單元 1030、FD 低頻延伸解碼單元 1040、抗稀疏處理單元 1050、FD 高頻延伸解碼單元 1060 與組合單元 1070。

標準解碼單元 1010 可藉由對包含在位元串流中之標準值進行解碼來計算經復原的標準值。

FPC 解碼單元 1020 可藉由使用經復原的標準值來判定所分配之位元的數目，且可藉由使用所分配之位元的所述數目來對 FPC 編碼的頻譜執行 FPC 解碼。此處，所分配之位元的數目可由圖 2 或圖 3 所說明的 FPC 編碼單元 230 或 330 判定。

雜訊填充單元 1030 可參考由 FPC 解碼單元 1020 執行之 FPC 解碼之結果藉由使用由音訊編碼裝置額外地產生並提供之雜訊或藉由使用所述經復原的標準值來執行雜訊填充。

若實際上被執行了 FPC 解碼之上部頻帶 F_{fpc} 小於核心頻帶 F_{core} ，則向對應於 F_{fpc} 之低頻帶執行 FPC 解碼與雜訊填充，且 FD 低頻延伸解碼單元 1040 可藉由使用被執行了 FPC 與雜訊填充之低頻帶之訊號來向對應於

Fcore-Ffpc 之低頻帶執行延伸解碼。

抗稀疏處理單元 1050 判定自 FD 低頻延伸解碼單元 1040 提供之低頻頻譜中的雜訊之位置與振幅，根據所判定的雜訊之位置與振幅對所述低頻頻譜執行抗稀疏處理，並向 FD 高頻延伸解碼單元 1060 提供所得頻譜。除經重建的頻譜產生單元 410 之外，抗稀疏處理單元 1050 可包含圖 4 所說明的雜訊位置判定單元 430、雜訊振幅判定單元 450 與雜訊添加單元 470。

FD 高頻延伸解碼單元 1060 可對由抗稀疏處理單元 1050 添加了雜訊的低頻頻譜雜訊執行高頻延伸解碼。FD 高頻延伸解碼單元 1060 可藉由相對於不同的位元率共用相同的碼簿來執行逆能量量化。

組合單元 1070 藉由組合自 FD 低頻延伸解碼單元 1040 提供之低頻頻譜與自 FD 高頻延伸解碼單元 1060 提供之高頻頻譜來產生經重建的 SWB 頻譜。

圖 11 為圖 10 所說明的 FD 高頻延伸解碼單元的實例的方塊圖。

圖 11 所說明的 FD 高頻延伸編碼單元 1100 可包含頻譜複製單元 1110、高頻激勵訊號產生單元 1130、逆能量量化單元 1150 與高頻頻譜產生單元 1170。

與圖 5 所說明的頻譜複製單元 510 相同，頻譜複製單元 1110 可藉由合併或複製所述低頻頻譜而將提供自圖 10 所說明的抗稀疏處理單元 1050 之低頻頻譜延伸至高頻帶。

高頻激勵訊號產生單元 1130 藉由使用自頻譜複製單

元 1110 提供之經延伸的高頻頻譜與自位元串流提取之激勵訊號類型資訊來產生高頻激勵訊號。

高頻激勵訊號產生單元 1130 藉由應用隨機雜訊 $R(n)$ 與頻譜 $G(n)$ 之間的權重來產生高頻激勵訊號，所述頻譜是自提供自頻譜複製單元 1110 之經延伸的高頻頻譜變換而成。此處，可藉由以頻譜複製單元 1110 之輸出之新定義的子帶為單位計算平均振幅，並將頻譜正規化為所述平均振幅來獲得所述經變換的頻譜。所述經變換的頻譜以預定子帶為單位與隨機雜訊進行位準匹配。所述位準匹配為使所述隨機雜訊與經變換的頻譜的平均振幅以子帶為單位相同的過程。根據一實施例，所述經變換的頻譜之振幅可設置為略微高於所述隨機雜訊之振幅。可如方程式 1 所表示來計算最終所產生的高頻激勵訊號。

【方程式 1】

$$E(n) = G(n) \times (1-w(n)) + R(n) \times w(n)$$

此處， $w(n)$ 表示根據激勵訊號類型資訊所判定的值，且 n 表示頻譜頻率組之索引。 $w(n)$ 可為常數值 (constant value)，且若以子帶為單位執行傳輸，則可在所有子帶中定義為相同的值。此外，可考慮相鄰子帶之間的平滑化來設置 $w(n)$ 。

當藉由使用 0、1、2 或 3 之兩個位元來定義所述激勵訊號類型資訊時，若所述激勵訊號類型資訊表示 0，則可將 $w(n)$ 分配為具有最大值，且若所述激勵訊號類型資訊表示 3，則具有最小值。

逆能量量化單元 1150 藉由逆向地量化包含在位元串流中之量化指數來儲存能量。

高頻頻譜產生單元 1170 可基於所述高頻激勵訊號與經復原的能量之間的比率，自所述高頻激勵訊號重建高頻頻譜，從而所述高頻激勵訊號之能量與所述經復原的能量匹配。

同時，若原始高頻頻譜為多峰的，或包含調和分量以具有很強的音調特性，則高頻頻譜產生單元 1170 可藉由使用頻譜複製單元 1110 之輸入而非自圖 10 所說明的抗稀疏處理單元 1050 提供之低頻頻譜來產生高頻頻譜。

圖 12 為根據本發明之另一實施例的音訊解碼裝置的方塊圖。

圖 12 所說明的音訊解碼裝置 1200 可包含 LPC 解碼單元 1205、切換單元 1210、CELP 解碼模組 1230 與音訊解碼模組 1250。CELP 解碼模組 1230 可包含 CELP 解碼單元 1231 與 TD 延伸解碼單元 1233，且音訊解碼模組 1250 可包含音訊解碼單元 1251 與 FD 延伸解碼單元 1253。以上部件可整合至至少一模組中，且可由至少一處理器（未圖示）驅動。

參看圖 12，LPC 解碼單元 1205 以訊框為單位對位元串流執行 LPC 解碼。

切換單元 1210 可參考包含在所述位元串流中之關於編碼模式之資訊，向 CELP 解碼模組 1230 或音訊解碼模組 1250 提供 LPC 解碼單元 1205 之輸出。具體而言，若所述

編碼模式為 CELP 模式，則將 LPC 解碼單元 1205 之所述輸出提供至 CELP 解碼模組 1230，且若所述編碼模式為音訊模式，則提供至音訊解碼模組 1250。

在 CELP 解碼模組 1230 中，CELP 解碼單元 1231 對 CELP 編碼的訊框執行 CELP 解碼。舉例而言，CELP 解碼單元 1230 對經濾波的適應碼向量與經濾波的固定碼向量進行解碼，並藉由組合所述解碼之結果來產生經重建的低頻訊號。

TD 延伸解碼單元 1233 藉由執行高頻延伸解碼來產生經重建的高頻訊號，其中藉由使用 CELP 解碼之結果與低頻激勵訊號之至少一者執行所述高頻延伸解碼。在此情況下，所述低頻激勵訊號可包含在所述位元串流中。此外，為了產生所述經重建的高頻訊號，TD 延伸解碼單元 1233 可使用包含在所述位元串流中之低頻帶之 LPC 資訊。

同時，TD 延伸解碼單元 1233 可藉由組合所述經重建的高頻訊號與由 CELP 解碼單元 1231 產生之所述經重建的低頻訊號來產生經重建的 SWB 訊號。在此情況下，為了產生所述經重建的 SWB 訊號，TD 延伸解碼單元 1233 可將所述經重建的低頻訊號與所述經重建的高頻訊號變換為具有相同取樣率。

在音訊解碼模組 1250 中，音訊解碼單元 1251 對音訊編碼的訊框執行音訊解碼。舉例而言，參考所述位元串流，若存在 TD 貢獻，則音訊解碼單元 1251 考慮 TD 與 FD 貢獻執行解碼。否則，若不存在 TD 貢獻，則音訊解碼單元

1251 考慮 FD 貢獻執行解碼。

此外，音訊解碼單元 1251 可藉由使用例如逆 DCT (inverse DCT; IDCT) 對 FPC 或 LVQ 量化的訊號執行逆頻率變換來產生經解碼的低頻激勵訊號，並且可藉由組合所產生的激勵訊號與經逆量化的 LPC 係數來產生經重建的低頻訊號。

FD 延伸解碼單元 1253 對所述音訊解碼之結果執行延伸解碼。舉例而言，FD 延伸解碼單元 1253 將經解碼的低頻訊號變換為具有適於高頻延伸解碼之取樣率，並對經變換的訊號執行諸如 MDCT 之頻率變換。FD 延伸解碼單元 1253 可逆向地量化經量化的高頻帶之能量，可根據高頻延伸之各種模式藉由使用低頻訊號來產生高頻激勵訊號，並可應用增益，從而所產生的激勵訊號之能量與經逆量化之能量匹配，由此產生經重建的高頻訊號。舉例而言，高頻延伸之各種模式可為標準模式、暫態模式、調和模式或雜訊模式。

此外，FD 延伸解碼單元 1253 藉由對經重建的高頻訊號與經重建的低頻訊號執行諸如 IMDCT 之逆頻率變換來產生最終的經重建的訊號。

另外，若在帶寬延伸中應用暫態模式，則 FD 延伸解碼單元 1253 可應用時域中所計算的增益，從而執行逆頻率變換後所解碼的訊號與經解碼的時間包絡匹配，並且可合成應用了增益的訊號。

由此，音訊解碼裝置 1200 可參考以位元串流之訊框

為單位之編碼模式來對所述位元串流進行解碼。

圖 13 為根據本發明之另一實施例的音訊解碼裝置的方塊圖。

圖 13 所說明的音訊解碼裝置 1300 可包含切換單元 1310、CELP 解碼模組 1330、FD 解碼模組 1350，與音訊解碼模組 1370。CELP 解碼模組 1330 可包含 CELP 解碼單元 1331 與 TD 延伸解碼單元 1333，FD 解碼模組 1350 可包含 FD 解碼單元 1351 與逆變換單元 1353，且音訊解碼模組 1370 可包含音訊解碼單元 1371 與 FD 延伸解碼單元 1373。以上部件可整合至至少一模組中，且可由至少一處理器（未圖示）驅動。

參看圖 13，切換單元 1310 可參考包含在位元串流中之關於編碼模式之資訊，向 CELP 解碼模組 1330、FD 解碼模組 1350 或音訊解碼模組 1370 提供所述位元串流。具體而言，若所述編碼模式為 CELP 模式，則將所述位元串流提供至 CELP 解碼模組 1330，且若所述編碼模式為 FD 模式，則提供至 FD 解碼模組 1350，且若所述編碼模式為音訊模式，則提供至音訊解碼模組 1370。

此處，CELP 解碼模組 1330、FD 解碼模組 1350 與音訊解碼模組 1370 之操作僅與圖 8 所說明的 CELP 編碼模組 850、FD 編碼模組 870 與音訊編碼模組 890 之操作相反，且因此此處不提供其詳細描述。

圖 14 為描述根據本發明之一實施例的碼簿共用方法的圖。

圖 7 或圖 8 所說明的 FD 延伸編碼單元 773 或 893 可藉由相對於不同的位元率共用相同的碼簿來執行能量量化。由此，當將對應於輸入訊號之頻率頻譜劃分為預定數目的子帶時，FD 延伸編碼單元 773 或 893 相對於不同的位元率具有相同帶寬的子帶。

現將以 16kbps 的位元率劃分大約 6.4 至 14.4kHz 的頻帶之情況 1410 與以高於 16kbps 的位元率劃分大約 8 至 16kHz 的頻帶之情況 1420 作為實例進行描述。

具體而言，16kbps 的位元率與高於 16kbps 的位元率處的第一子帶之帶寬 1430 可為 0.4kHz，且 16kbps 的位元率與高於 16kbps 的位元率處的第二子帶之帶寬 1440 可為 0.6kHz。

由此，若子帶相對於不同的位元率具有相同帶寬，則 FD 延伸編碼單元 773 或 893 可藉由相對於不同的位元率共用相同的碼簿來執行能量量化。

因此，在切換 CELP 模式與 FD 模式、切換 CELP 模式與音訊模式、切換 FD 模式與音訊模式之組態中，可使用多模式帶寬延伸方法，且可共用支援各種位元率之碼簿，從而降低記憶體（例如 ROM）之大小，且亦降低實施之複雜性。

圖 15 為描述根據本發明之一實施例的編碼模式傳訊方法的圖。

參看圖 15，在操作 1510 中，藉由使用各種眾所熟知之方法來判定輸入訊號是否對應於暫態分量。

在操作 1520 中，若在操作 1510 中判定所述輸入訊號對應於暫態分量，則以十進小數（十進小數或可為分數）為單位分配位元。

在操作 1530 中，在暫態模式中對所述輸入訊號進行編碼，且藉由使用 1 位元暫態指示符來用信號表示已在暫態模式中執行編碼。

同時，在操作 1540 中，若在操作 1510 中判定所述輸入訊號並非對應於暫態分量，則藉由使用各種眾所熟知之方法來判定所述輸入訊號是否對應於調和分量。

在操作 1550 中，若在操作 1540 中判定所述輸入訊號對應於調和分量，則在調和模式中對所述輸入訊號進行編碼，且藉由使用 1 位元調和指示符與 1 位元暫態指示符來用信號表示已在調和模式中執行編碼。

同時，在操作 1560 中，若在操作 1540 中判定所述輸入訊號並非對應於調和分量，則以十進小數（十進小數或可為分數）為單位分配位元。

在操作 1570 中，在標準模式中對所述輸入訊號進行編碼，且藉由使用 1 位元調和指示符與 1 位元暫態指示符來用信號表示已在標準模式中執行編碼。

意即，可藉由使用 2 位元指示符來用信號表示三種模式，意即暫態模式、調和模式與標準模式。

由上述裝置執行的方法可寫為電腦程式，且可在使用電腦可讀記錄媒體執行程式之通用數位電腦中實施，所述媒體包含用於執行由電腦實現之各種操作之程式指令。所

述電腦可讀記錄媒體可單獨地或協作地包含程式指令、資料檔案與資料結構。所述程式指令與所述媒體可出於本發明之目的而在空間上進行設計與構建，或可為電腦軟體技術領域之熟習此項技術者所熟知且可用的。所述電腦可讀媒體之實例包含經特殊組態以儲存並執行程式指令之磁性媒體（例如硬碟、軟碟與磁帶）、光學媒體（例如 CD-ROM 或 DVD）、磁光媒體（例如光磁碟），以及硬體裝置（例如 ROM、RAM 或快閃記憶體等）。所述媒體亦可為諸如指定所述程式指令、資料結構等的光學線或金屬線、波導管等傳輸媒體。所述程式指令之實例包含可使用解譯器由電腦執行的諸如由編譯程式產生之機器碼與含有高階語言碼之檔案兩者。

雖然已參考其例示性實施例特定地展示與描述本發明，但熟習此項技術者應理解，在不違背以下申請專利範圍及其等效物所定義之本發明之精神與範疇的情況下，可對形式與細節做出各種改變。

【圖式簡單說明】

圖 1 展示根據本發明之一實施例的音訊編碼裝置的方塊圖。

圖 2 展示圖 1 所說明的頻域（FD）編碼單元的實例的方塊圖。

圖 3 展示圖 1 所說明的 FD 編碼單元的另一實例的方塊圖。

圖 4 展示根據本發明之一實施例的抗稀疏處理單元的

方塊圖。

圖 5 展示根據本發明之一實施例的 FD 高頻延伸編碼單元的方塊圖。

圖 6A 與圖 6B 為展示圖 1 所說明的 FD 編碼模組執行延伸編碼之區域的圖形。

圖 7 展示根據本發明之另一實施例的音訊編碼裝置的方塊圖。

圖 8 展示根據本發明之另一實施例的音訊編碼裝置的方塊圖。

圖 9 展示根據本發明之一實施例的音訊解碼裝置的方塊圖。

圖 10 展示圖 9 所說明的 FD 解碼單元的實例的方塊圖。

圖 11 展示圖 10 所說明的 FD 高頻延伸解碼單元的實例的方塊圖。

圖 12 展示根據本發明之另一實施例的音訊解碼裝置的方塊圖。

圖 13 展示根據本發明之另一實施例的音訊解碼裝置的方塊圖。

圖 14 展示描述根據本發明之一實施例的碼簿共用方法的圖。

圖 15 展示描述根據本發明之一實施例的編碼模式傳訊方法的圖。

【主要元件符號說明】

- 100：音訊編碼裝置
- 110：編碼模式判定單元
- 130：切換單元
- 150：碼激勵線性預測（CELP）編碼模組
- 151：CELP 編碼單元
- 153：時域（TD）延伸編碼單元
- 170：頻域（FD）編碼模組
- 171：變換單元
- 173：FD 編碼單元
- 200：FD 編碼單元
- 210：標準編碼單元
- 230：階乘脈衝編碼（FPC）編碼單元
- 240：FD 低頻延伸編碼單元
- 250：雜訊資訊產生單元
- 270：抗稀疏處理單元
- 290：FD 高頻延伸編碼單元
- 300：FD 編碼單元
- 310：標準編碼單元
- 330：FPC 編碼單元
- 340：FD 低頻延伸編碼單元
- 370：抗稀疏處理單元
- 390：FD 高頻延伸編碼單元
- 400：抗稀疏處理單元
- 410：經重建的頻譜產生單元

- 430：雜訊位置判定單元
- 450：雜訊振幅判定單元
- 470：雜訊添加單元
- 500：FD 高頻延伸編碼單元
- 510：頻譜複製單元
- 520：第一音調計算單元
- 530：第二音調計算單元
- 540：激勵訊號產生方法判定單元
- 550：能量調整單元
- 560：能量量化單元
- 570：經重建的高頻頻譜產生模組
- 571：高頻激勵訊號產生單元
- 573：高頻頻譜產生單元
- 700：音訊編碼裝置
- 710：編碼模式判定單元
- 705：LPC 編碼單元
- 730：切換單元
- 750：CELP 編碼模組
- 751：CELP 編碼單元
- 753：TD 延伸編碼單元
- 770：音訊編碼模組
- 771：音訊編碼單元
- 773：FD 延伸編碼單元
- 800：音訊編碼裝置

- 810：編碼模式判定單元
- 830：切換單元
- 850：CELP 編碼模組
- 851：CELP 編碼單元
- 853：TD 延伸編碼單元
- 870：FD 編碼模組
- 871：變換單元
- 873：FD 編碼單元
- 890：音訊編碼模組
- 891：音訊編碼單元
- 893：FD 延伸編碼單元
- 900：音訊解碼裝置
- 910：切換單元
- 930：CELP 解碼模組
- 931：CELP 解碼單元
- 933：TD 延伸解碼單元
- 950：FD 解碼模組
- 951：FD 解碼單元
- 953：逆變換單元
- 1000：FD 解碼單元
- 1010：標準解碼單元
- 1020：FPC 解碼單元
- 1030：雜訊填充單元
- 1040：FD 低頻延伸解碼單元

- 1050：抗稀疏處理單元
- 1060：FD 高頻延伸解碼單元
- 1070：組合單元
- 1100：FD 高頻延伸編碼單元
- 1110：頻譜複製單元
- 1130：高頻激勵訊號產生單元
- 1150：逆能量量化單元
- 1170：能量量化單元
- 1200：音訊解碼裝置
- 1205：LPC 解碼單元
- 1210：切換單元
- 1230：CELP 解碼模組
- 1231：CELP 解碼單元
- 1233：TD 延伸解碼單元
- 1250：音訊解碼模組
- 1251：音訊解碼單元
- 1253：FD 延伸解碼單元
- 1300：音訊解碼裝置
- 1310：切換單元
- 1330：CELP 解碼模組
- 1331：CELP 解碼單元
- 1333：TD 延伸解碼單元
- 1350：FD 解碼模組
- 1351：FD 解碼單元

1353：逆變換單元
1370：音訊解碼模組
1371：音訊解碼單元
1373：FD 延伸解碼單元
1410：情況
1420：情況
1430：帶寬
1440：帶寬
1510：操作
1520：操作
1530：操作
1540：操作
1550：操作
1560：操作
1570：操作
Fcore：核心頻帶
Fend：較高頻帶
Ffpc：上部頻帶

七、申請專利範圍：

1. 一種產生帶寬延伸訊號之方法，所述方法包括：

對經解碼低頻頻譜執行雜訊填充；

在被執行了所述雜訊填充的所述經解碼低頻頻譜中執行抗稀疏處理，藉由所述抗稀疏處理將常數值插入至維持零的頻譜係數；以及

使用被執行了所述抗稀疏處理之所述經解碼低頻頻譜來產生高頻頻譜，

其中所述常數值是根據隨機種子而被判定。

2.如申請專利範圍第 1 項所述的產生帶寬延伸訊號之方法，其中所述常數值具有隨機正負號。

3.如申請專利範圍第 1 項或第 2 項所述的產生帶寬延伸訊號之方法，其中所述產生高頻頻譜的步驟是基於包含在位元串流中的激勵類型而被執行。

4.如申請專利範圍第 3 項所述的產生帶寬延伸訊號之方法，其中所述激勵類型以訊框為單位而被分配。

5.如申請專利範圍第 3 項所述的產生帶寬延伸訊號之方法，其中所述激勵類型被包含在所述位元串流中作為 2 位元資訊。

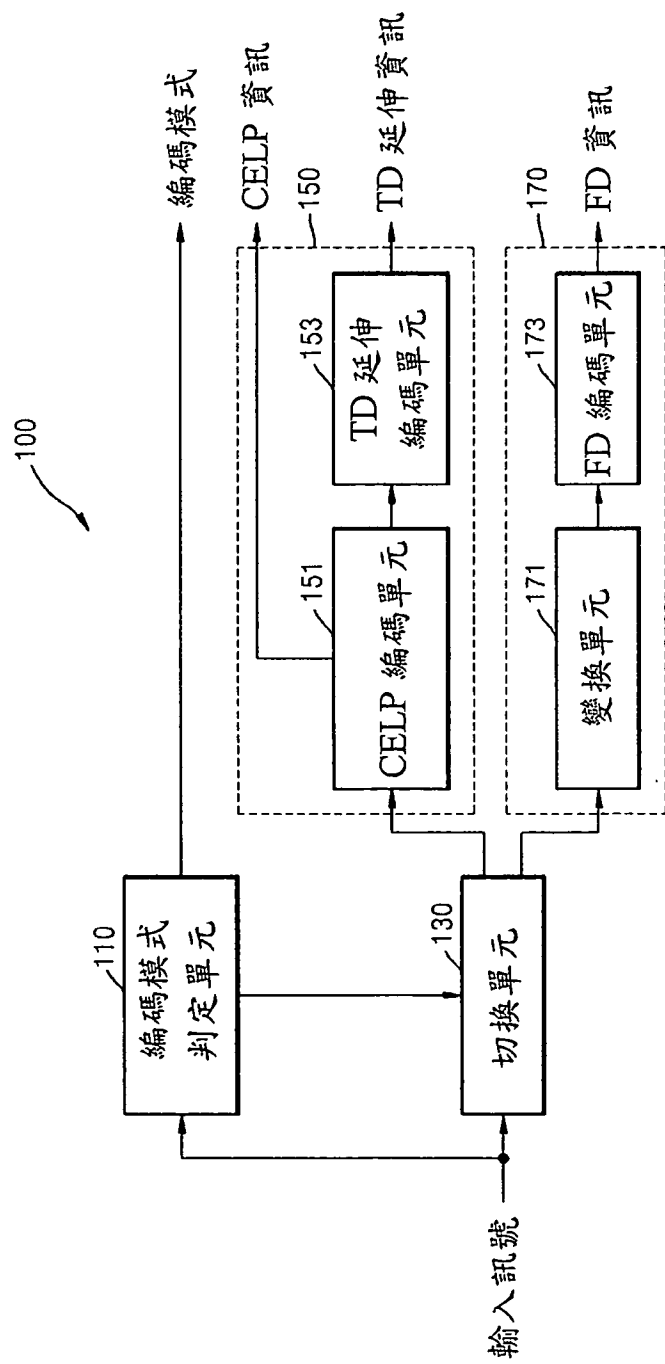


圖 1

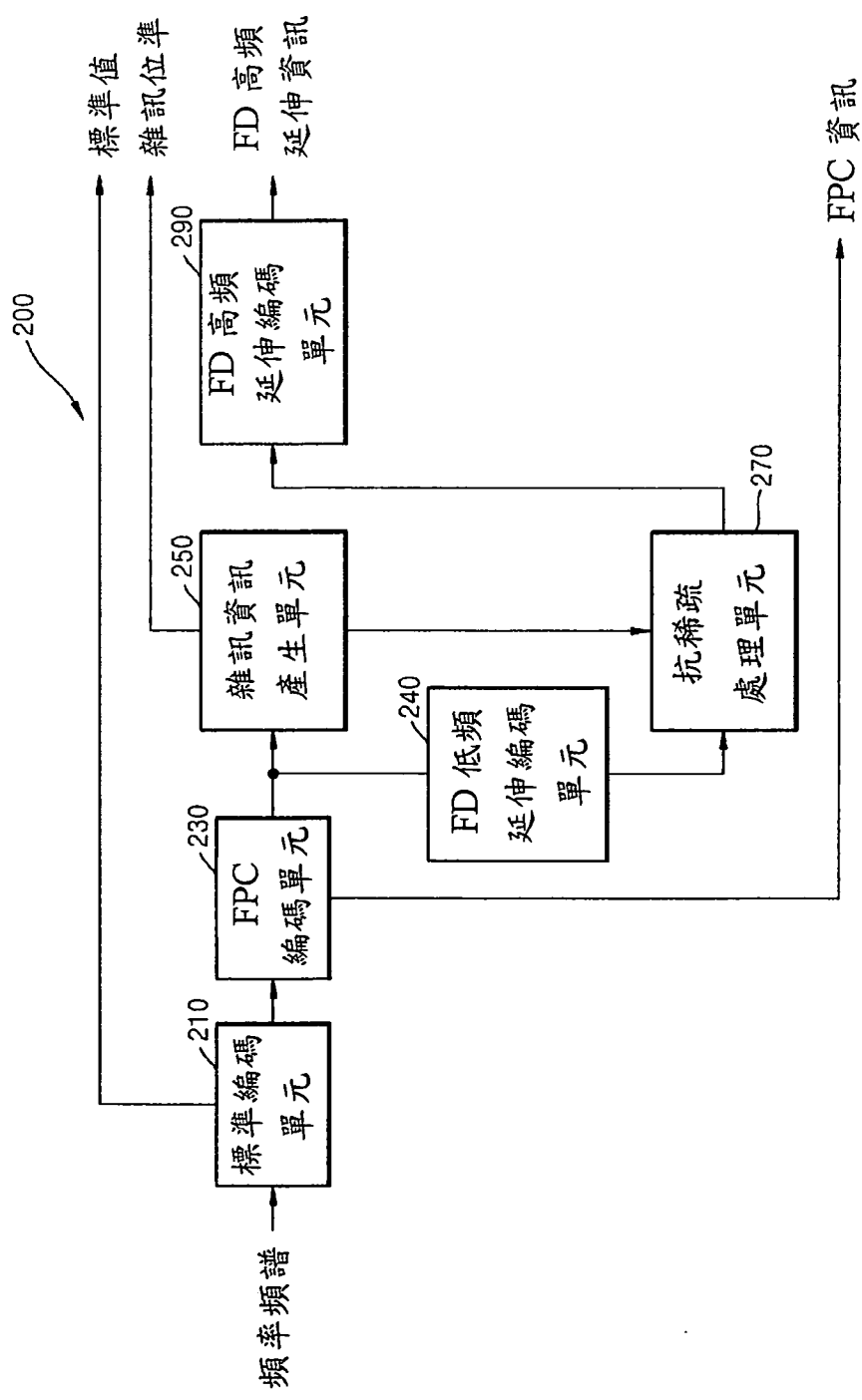


圖 2

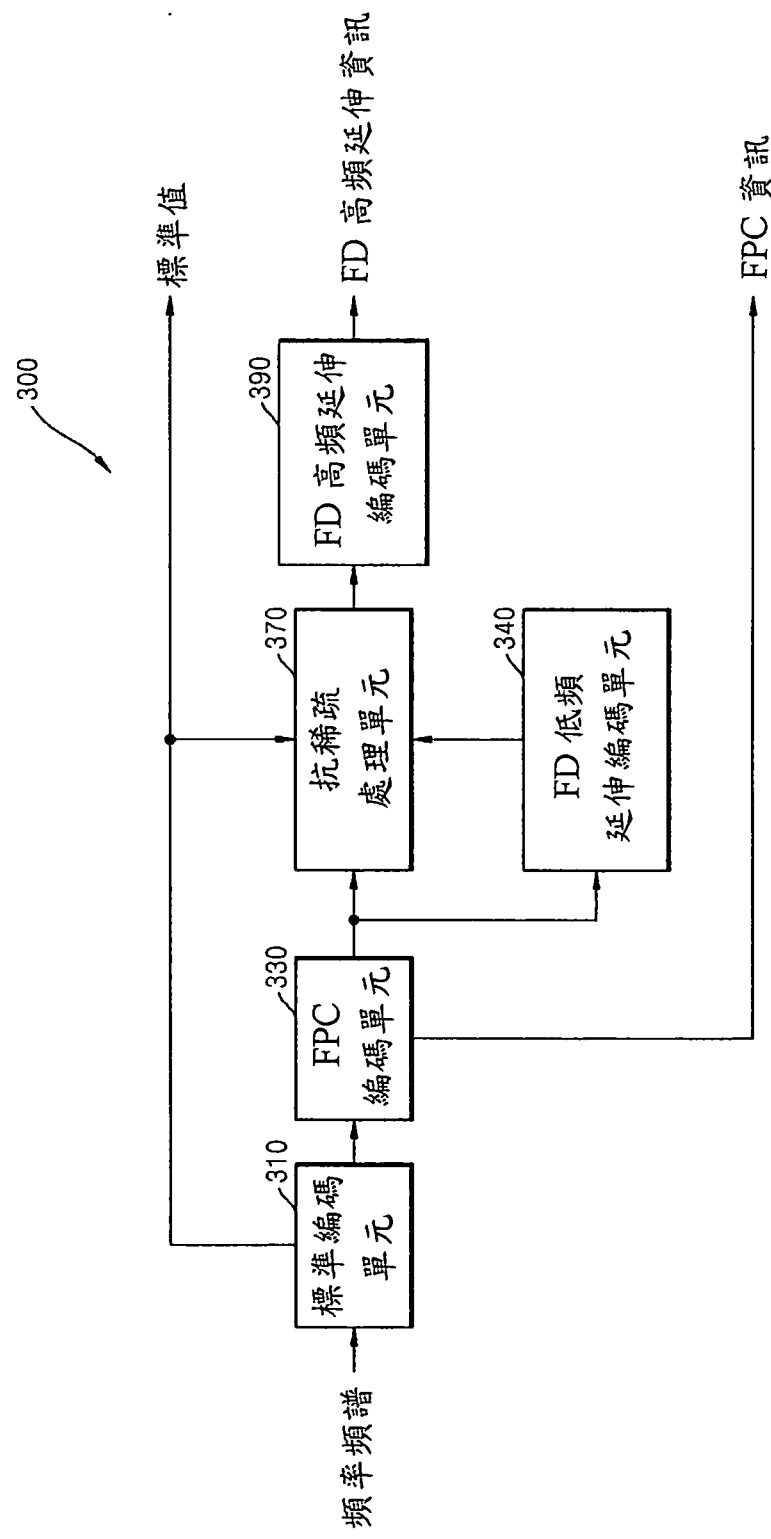


圖 3

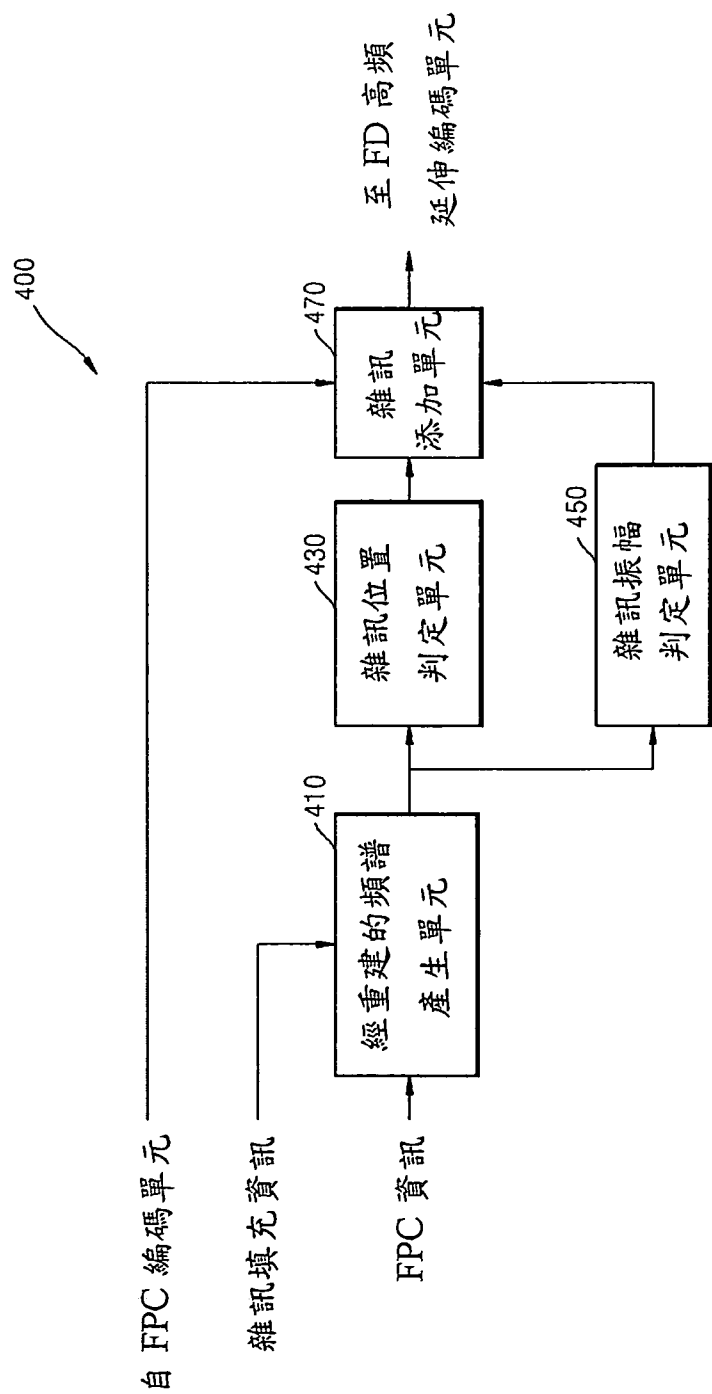


圖 4

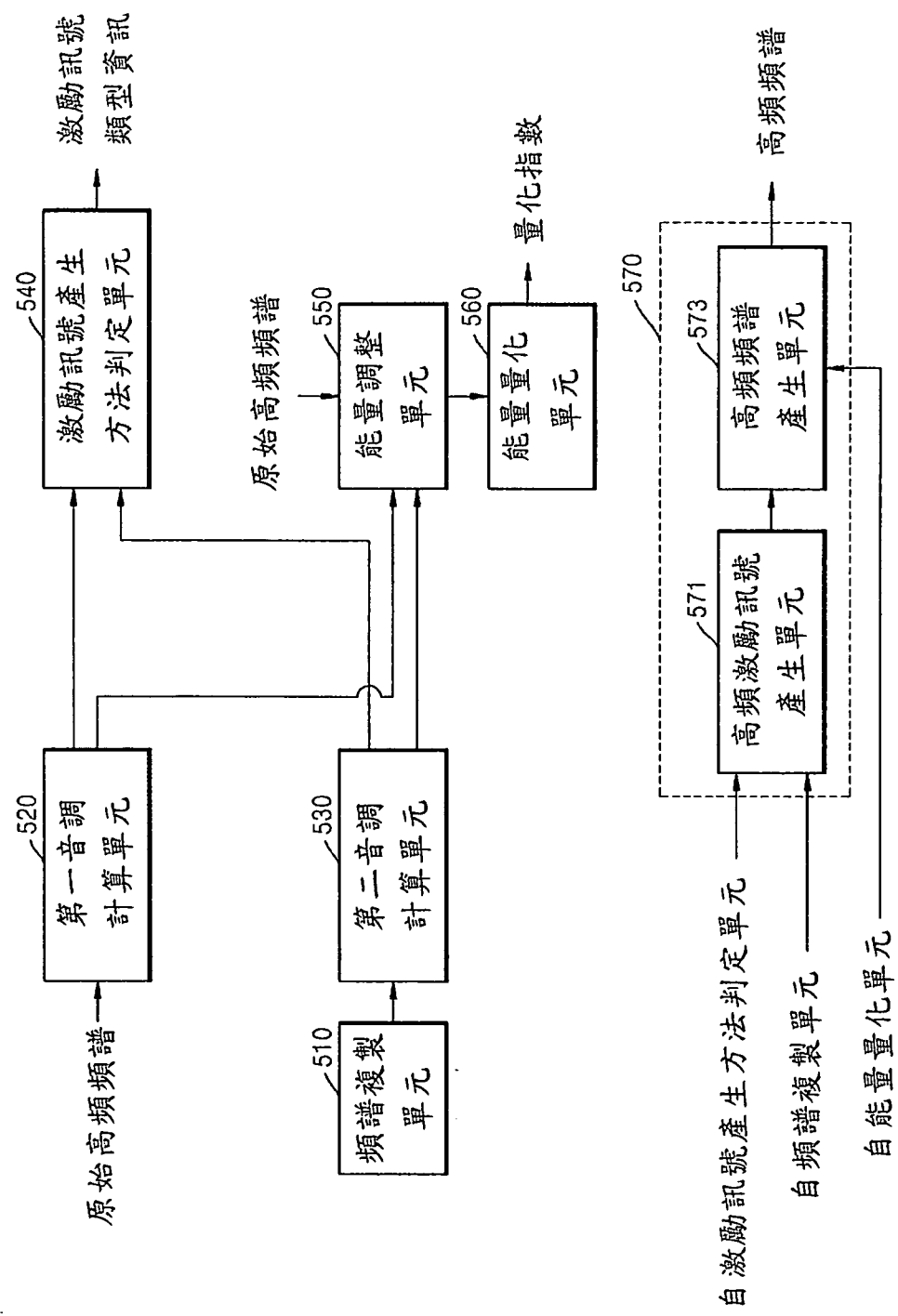


圖 5

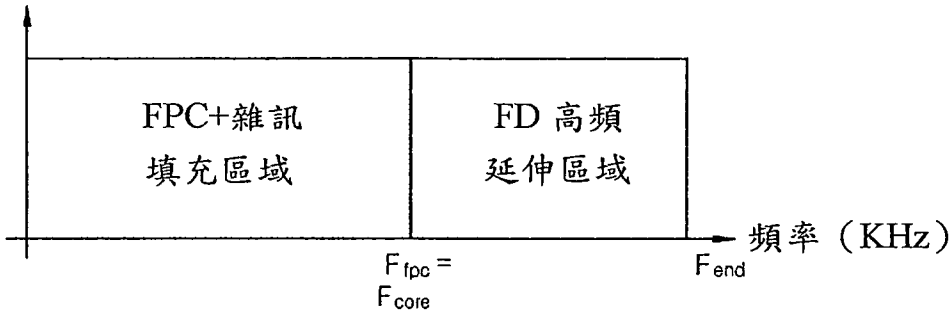


圖 6A

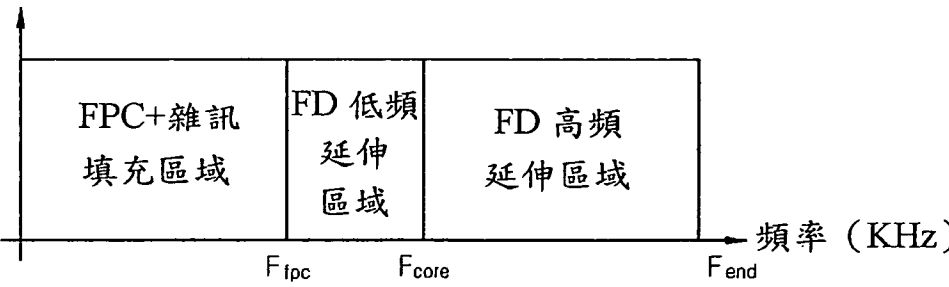


圖 6B

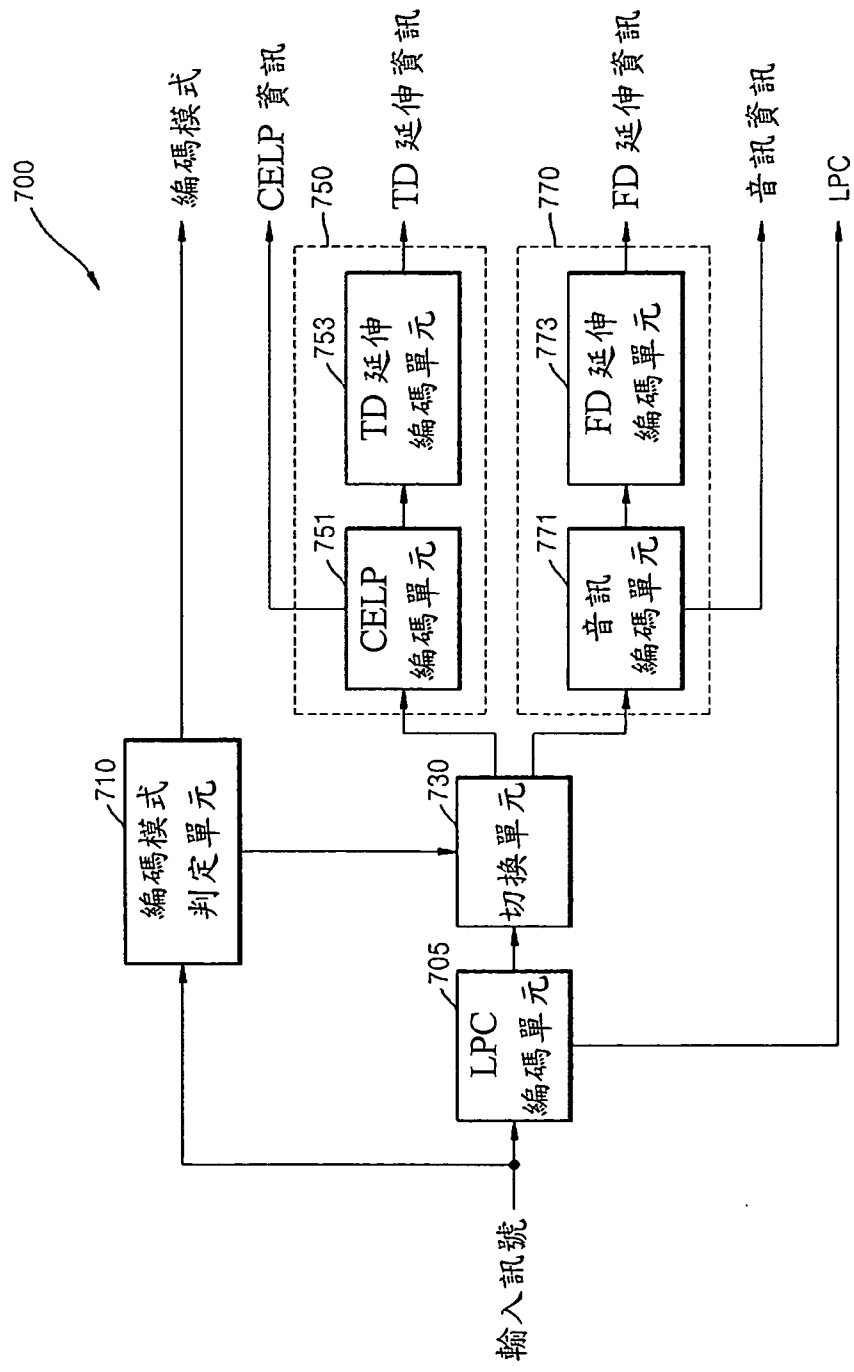


圖 7

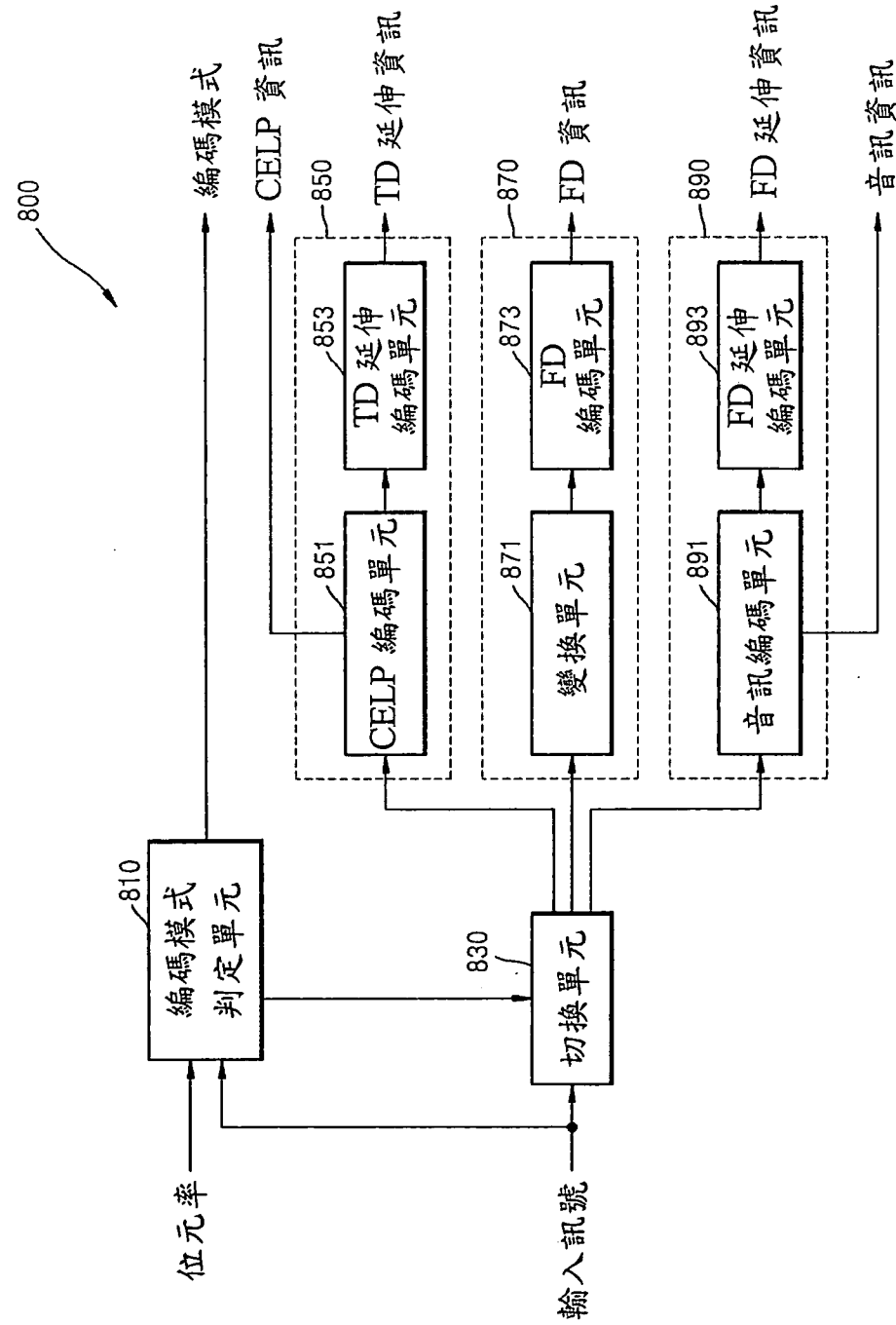


圖 8

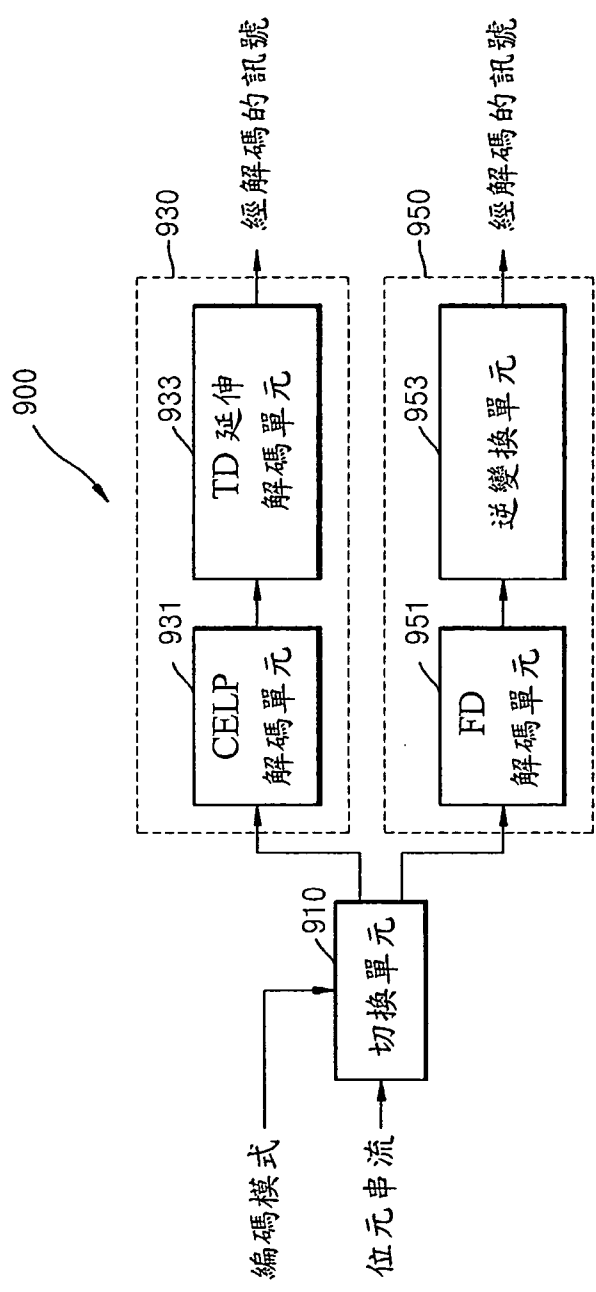


圖 9

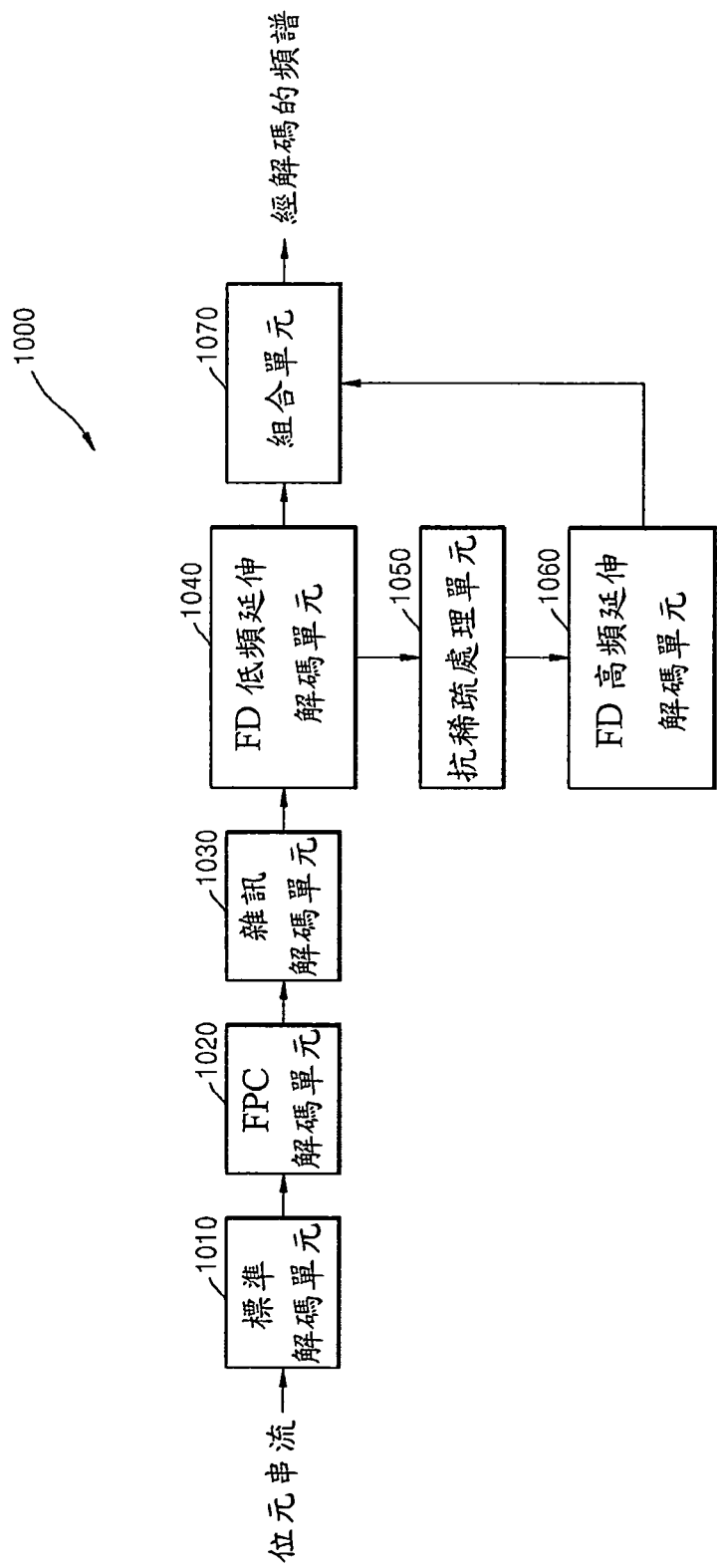


圖 10

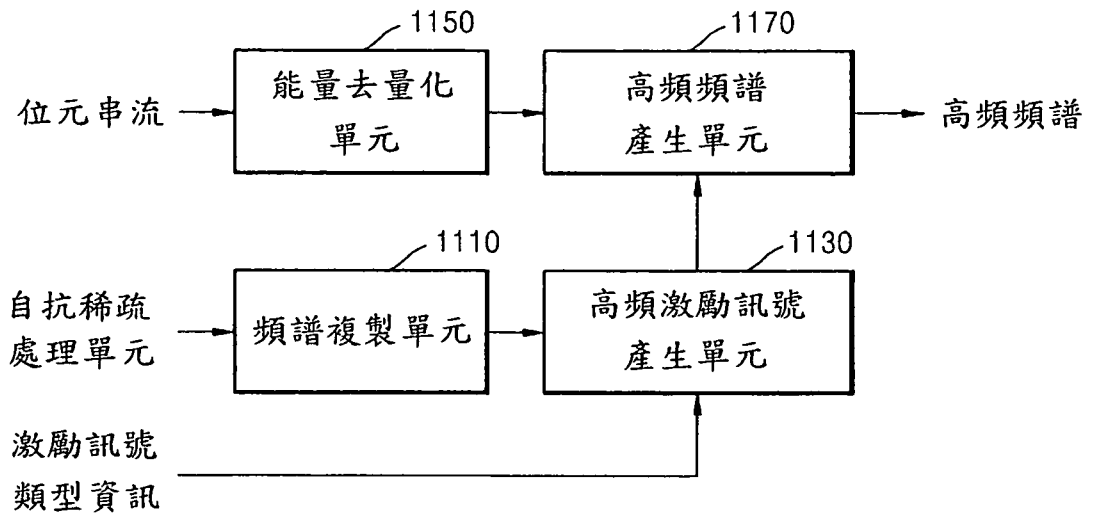


圖 11

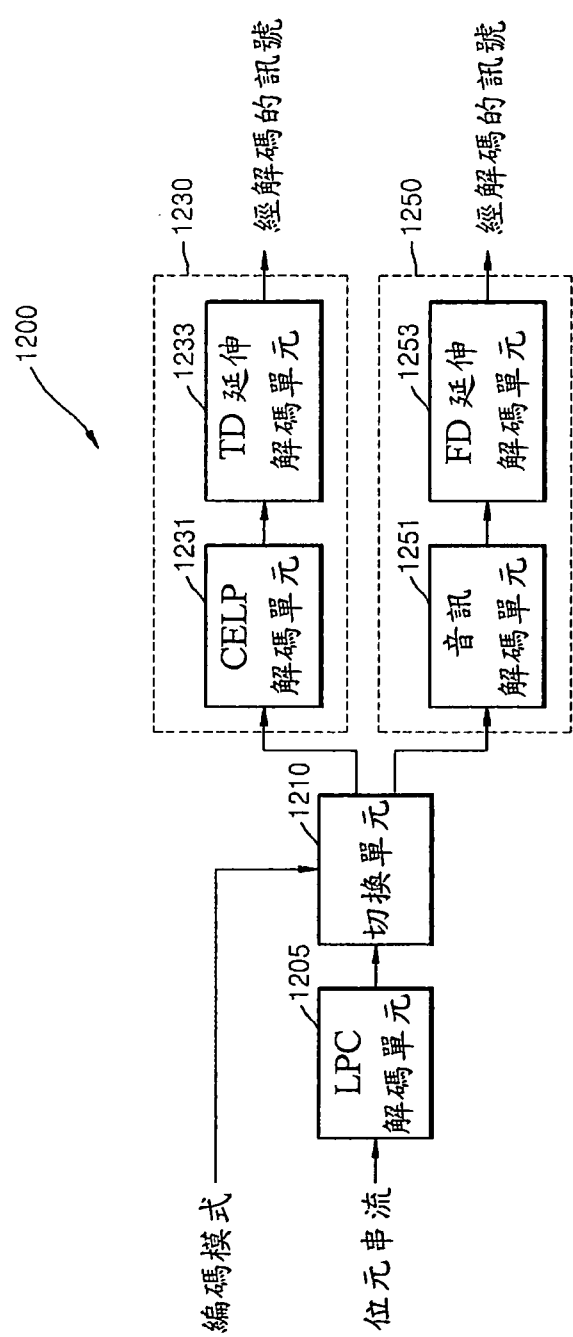


圖 12

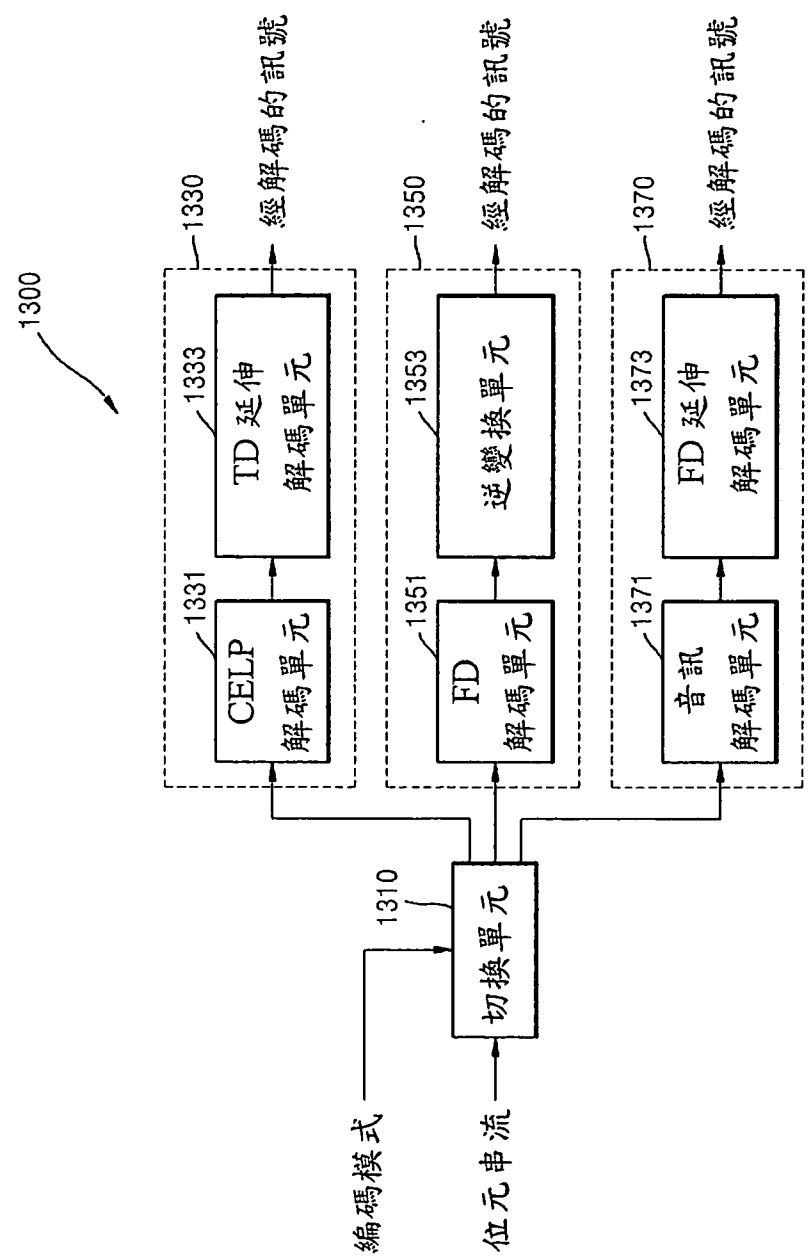


圖 13

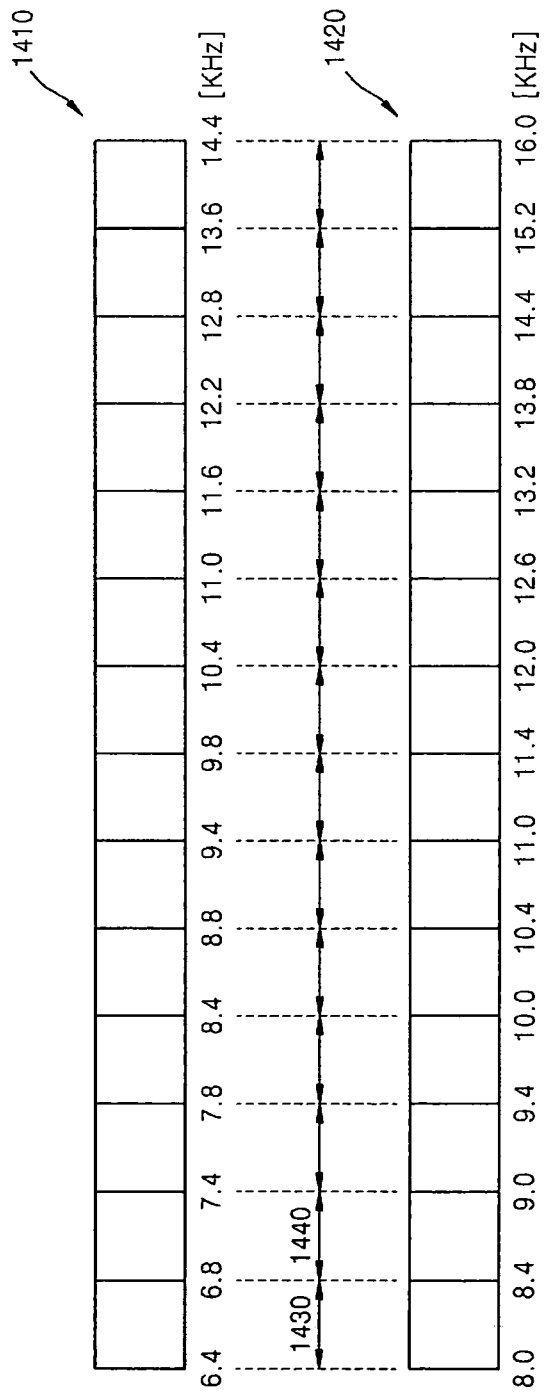


圖 14

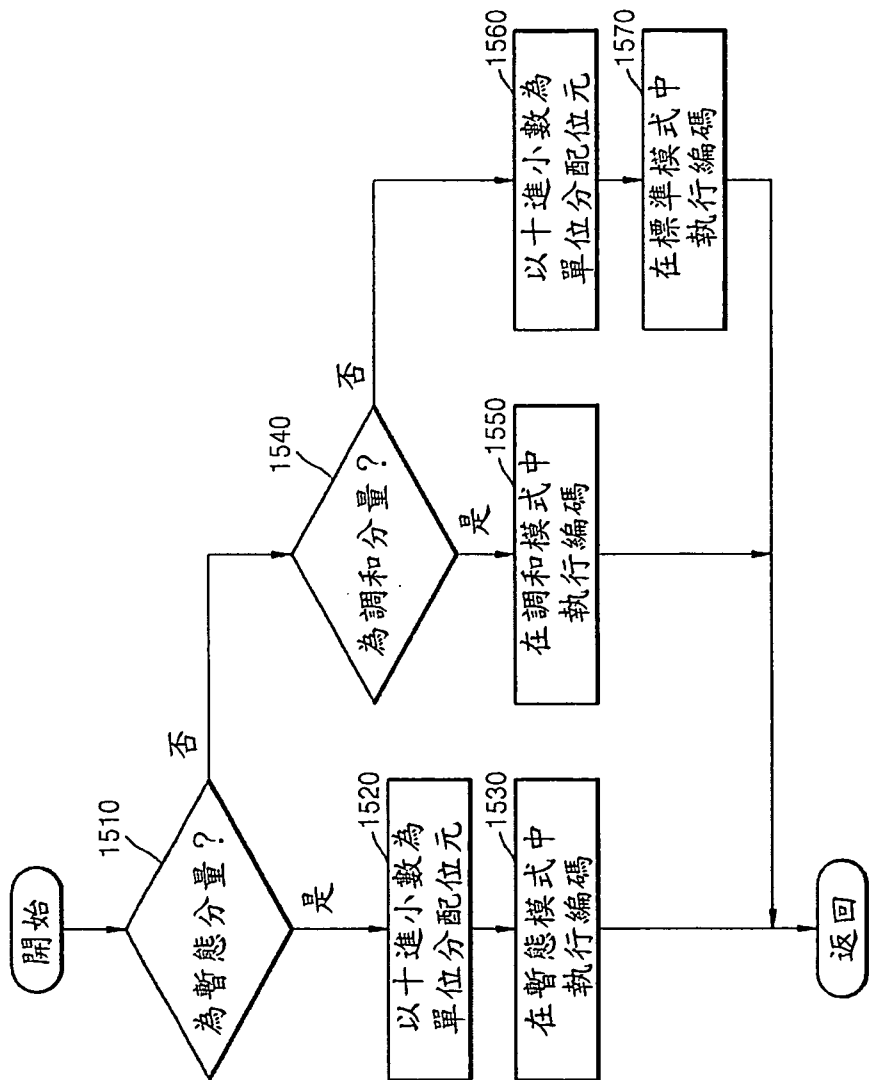


圖 15