



(19) 中華民國智慧財產局

(12) 發明說明書公開本

(11) 公開編號：TW 201608560 A

(43) 公開日：中華民國 105 (2016) 年 03 月 01 日

(21) 申請案號：104123734

(22) 申請日：中華民國 104 (2015) 年 07 月 22 日

(51) Int. Cl. : G10L19/02 (2013.01)

G10L21/0388 (2013.01)

(30) 優先權：2014/07/28 歐洲專利局

14178819.0

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

德國

(72) 發明人：帝斯奇 薩斯洽 DISCH, SASCHA (DE)；狄亞茲 馬汀 DIETZ, MARTIN (DE)；木翠斯 馬庫斯 MULTRUS, MARKUS (DE)；夫杰斯 貴勞美 FUCHS, GUILLAUME (FR)；拉維里 艾曼紐 RAVELLI, EMMANUEL (FR)；紐新傑 曼薩斯 NEUSINGER, MATTHIAS (DE)；斯奇乃爾 馬庫斯 SCHNELL, MARKUS (DE)；史屈博特 班傑明 SCHUBERT, BENJAMIN (DE)；吉爾 鮑耐德 GRILL, BERNHARD (DE)

(74) 代理人：邱珍元

申請實體審查：有 申請專利範圍項數：17 項 圖式數：14 共 79 頁

(54) 名稱

使用頻域處理器、時域處理器及供不斷初始化的跨處理器之音頻編碼器及解碼器

AUDIO ENCODER AND DECODER USING A FREQUENCY DOMAIN PROCESSOR, A TIME DOMAIN PROCESSOR, AND A CROSS PROCESSOR FOR CONTINUOUS INITIALIZATION

(57) 摘要

一種音源編碼器供編碼一音源訊號，包括：一第一編碼處理器(600)以在一頻域編碼一第一音源訊號部分，其中該第一編碼處理器(600)包括：一時頻轉換器以轉換該第一音源訊號部分至一頻域表現其係具有多個頻譜線高達該第一音源訊號部分的一最大頻率；一頻譜編碼器以編碼該頻域表現；一第二編碼處理器在該時域編碼不同的一第二音源訊號部分；一跨處理器(700)從該第一音源訊號部分的該編碼頻譜表現計算該第二編碼處理器(610)的初始化資料，使得該第二編碼處理(610)初始化來編碼在該音源訊號中時間上立即接隨該第一音源訊號部分後的該第二音源訊號部分；一控制器配置為分析該音源訊號及決定該音源訊號的何部分是編碼於該頻域的該第一音源訊號部分以及該音源訊號的何部分是編碼於該時域的該第二音源訊號部分；以及一編碼訊號形成器以形成一編碼音源訊號其包括對該第一音源訊號部分的一第一編碼訊號部分以及對該第二音源訊號部分的一第二編碼訊號部分。

An audio encoder for encoding an audio signal, comprises: a first encoding processor (600) for encoding a first audio signal portion in a frequency domain, wherein the first encoding processor (600) comprises: a time frequency converter for converting the first audio signal portion into a frequency domain representation having spectral lines up to a maximum frequency of the first audio signal portion; a spectral encoder for encoding the frequency domain representation; a second encoding processor for encoding a second different audio signal portion in the time domain; a cross-processor (700) for calculating, from the encoded spectral representation of the first audio signal portion, initialization data of the second encoding processor (610), so that the second encoding processing (610) is initialized to encode the second audio signal portion

immediately following the first audio signal portion in time in the audio signal; a controller configured for analyzing the audio signal and for determining, which portion of the audio signal is the first audio signal portion encoded in the frequency domain and which portion of the audio signal is the second audio signal portion encoded in the time domain; and an encoded signal former for forming an encoded audio signal comprising a first encoded signal portion for the first audio signal portion and a second encoded signal portion for the second audio signal portion.

指定代表圖：

符號簡單說明：

600 . . . 頻域編碼器

610 . . . 時域編碼器

700 . . . 跨處理器

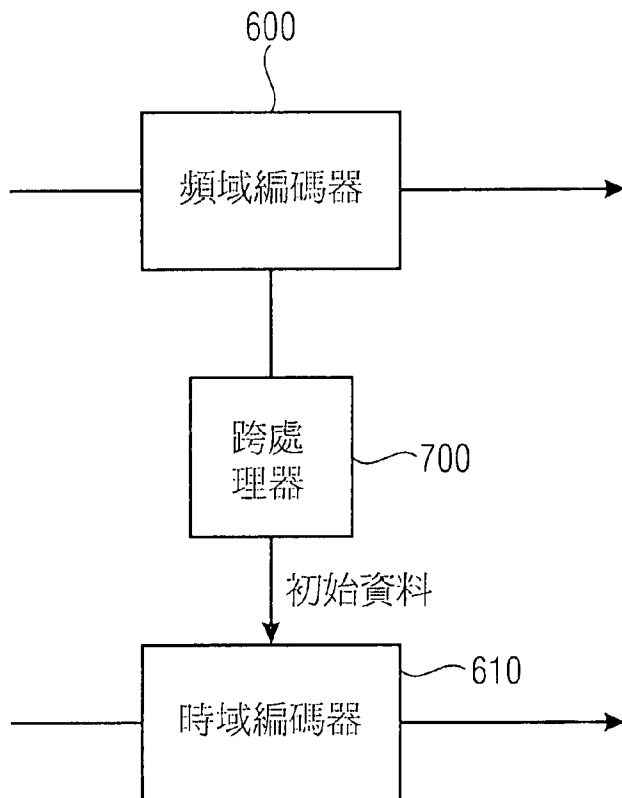


圖 7A

## 發明摘要

※ 申請案號：104 123734

G10L 19/02 (2013.01)

※ 申請日：

104.7.27

※IPC 分類：

G10L 21/0388 (2013.01)

【發明名稱】使用頻域處理器、時域處理器及供不斷初始化的跨處理器之音頻編碼器及解碼器

AUDIO ENCODER AND DECODER USING A FREQUENCY DOMAIN PROCESSOR, A TIME DOMAIN PROCESSOR, AND A CROSS PROCESSOR FOR CONTINUOUS INITIALIZATION

## 【中文】

一種音源編碼器供編碼一音源訊號，包括：一第一編碼處理器（600）以在一頻域編碼一第一音源訊號部分，其中該第一編碼處理器（600）包括：一時頻轉換器以轉換該第一音源訊號部分至一頻域表現其係具有多個頻譜線高達該第一音源訊號部分的一最大頻率；一頻譜編碼器以編碼該頻域表現；一第二編碼處理器在該時域編碼不同的一第二音源訊號部分；一跨處理器（700）從該第一音源訊號部分的該編碼頻譜表現計算該第二編碼處理器（610）的初始化資料，使得該第二編碼處理（610）初始化來編碼在該音源訊號中時間上立即接隨該第一音源訊號部分後的該第二音源訊號部分；一控制器配置為分析該音源訊號及決定該音源訊號的何部分是編碼於該頻域的該第一音源訊號部分以及該音源訊號的何部分是編碼於該時域的該第二音源訊號部分；以及一編碼訊號形成器以形成一編碼音源訊號其包括對該第一音源訊號部分的一第一編碼訊號部分以及對該第二音源訊號部分的一第二編碼訊號部分。

## 【英文】

An audio encoder for encoding an audio signal, comprises: a first encoding processor (600) for encoding a first audio signal portion in a frequency domain,

wherein the first encoding processor (600) comprises: a time frequency converter for converting the first audio signal portion into a frequency domain representation having spectral lines up to a maximum frequency of the first audio signal portion; a spectral encoder for encoding the frequency domain representation; a second encoding processor for encoding a second different audio signal portion in the time domain; a cross-processor (700) for calculating, from the encoded spectral representation of the first audio signal portion, initialization data of the second encoding processor (610), so that the second encoding processing (610) is initialized to encode the second audio signal portion immediately following the first audio signal portion in time in the audio signal; a controller configured for analyzing the audio signal and for determining, which portion of the audio signal is the first audio signal portion encoded in the frequency domain and which portion of the audio signal is the second audio signal portion encoded in the time domain; and an encoded signal former for forming an encoded audio signal comprising a first encoded signal portion for the first audio signal portion and a second encoded signal portion for the second audio signal portion.

【代表圖】

【本案指定代表圖】：圖7a。

【本代表圖之符號簡單說明】：

600：頻域編碼器

610：時域編碼器

700：跨處理器

【本案若有化學式時，請揭示最能顯示發明特徵的化學式】：

無

# 發明專利說明書

**【發明名稱】** 使用頻域處理器、時域處理器及供不斷初始化的跨處理器之音頻編碼器及解碼器

AUDIO ENCODER AND DECODER USING A  
FREQUENCY DOMAIN PROCESSOR, A TIME DOMAIN  
PROCESSOR, AND A CROSS PROCESSOR FOR  
CONTINUOUS INITIALIZATION

**【技術領域】**

**【0001】** 本發明關於音源訊號編碼及解碼，特別關於使用平行頻域及時域編碼器／解碼器處理器的音源訊號處理。

**【先前技術】**

**【0002】** 以資料削減供有效率的儲存或訊號傳輸為目的的音源訊號的感知編碼係廣泛地實際使用。特別是當最低位元率達成時，所用的編碼導至音源品質降低經常主要是因為在編碼器側要傳送的音源訊號帶寬的限制。於此，典型上音源訊號係經低通濾波使得沒有頻譜波形內容存留在一個預先決定的截止頻率之上。

**【0003】** 在當前編碼中，已知方法存在供經由音源訊號帶寬擴展（BWE）的解碼器側訊號復原例如操作在頻域的頻譜頻段複製（SBR）或俗稱為時域帶寬擴展（TD-BWE）操作在時域在語音編碼器的一後置處理器。

**【0004】** 此外，數個結合時域／頻域編碼構想存在例如術語AMR-WB+或USAC構想。

**【0005】** 全部這些結合時域／編碼構想具有共同點於頻域編碼器依靠帶寬擴展技術其係帶來一頻段限制到輸入音源訊號及部分在一交越頻率上，或邊緣頻率以一低解析度編碼構想來編碼並在解碼器側合成。因此，這種構想主要依靠在編碼器側的一預處理器技術及在解碼器側的一對應後處理功能。

**【0006】** 典型上，時域編碼器係被選來供有用的訊號編碼在時域例如

語音訊號，頻域編碼器係被選來供非語音訊號、音樂訊號等。然而，特別是對非語音訊號具有明顯的諧波在高頻率頻段，習知頻域編碼器具有降低的準確度，因而有降低的音源品質，因為這種明顯的諧波僅能分別地參數化地編碼或在編碼／解碼過程中完全被消除。

【0007】 再者，構想之中時域編碼／解碼分支還可依靠帶寬擴展其係也參數化地編碼一較高頻率範圍當一較低頻率範圍係典型上使用一 ACELP 或任何其他 CELP 相關編碼器來編碼，例如一語音編碼器。此帶寬擴展功能上增加了位元率效率，但另一方面導致更不彈性這是因為這二個編碼分支即頻域編碼分支及時域編碼分支係頻段受限於帶寬擴展程序或頻譜頻段複製程序操作在某一個交越頻率之上實質上低於包含在輸入音源訊號的最大頻率。

【0008】 現有技術相關議題包括

- SBR 為一後置處理器至波形解碼 [1-3]
- MPEG-D USAC 核心切換 [4]
- MPEG-H 3D IGF [5]

【0009】 以下文獻及專利所述之方法係與本案相關：

[1] M. Dietz, L. Liljeryd, K. Kjörning and O. Kunz, “Spectral Band Replication, a novel approach in audio coding,” in 112th AES Convention, Munich, Germany, 2002.

[2] S. Meltzer, R. Böhm and F. Henn, “SBR enhanced audio codecs for digital broadcasting such as “Digital Radio Mondiale” (DRM),” in 112th AES Convention, Munich, Germany, 2002.

[3] T. Ziegler, A. Ehret, P. Ekstrand and M. Lutzky, “Enhancing mp3 with SBR: Features and Capabilities of the new mp3PRO Algorithm,” in 112th AES Convention, Munich, Germany, 2002.

[4] MPEG-D USAC Standard.

[5] PCT/EP2014/065109.

【0010】 在 MPEG-D USAC，描述了一可切換核心編碼器。然而，在 USAC，頻段限制核心係限制於總是傳送一低通濾波訊號。因此，某個含有

明顯的高頻率內容例如全頻段掃描、三角聲等的音樂訊號就無法被如實的重現。

### 【發明內容】

【0011】 本發明之一目的為提供音源編碼的一改進構想。

【0012】 這目的可由請求項 1 的一音源編碼器、請求項 10 的一音源解碼器、請求項 15 的一音源編碼方法、請求項 16 的一音源解碼方法或請求項 17 的電腦程式來達成。

【0013】 本發明係基於一時域編碼／解碼處理器能結合具有一填隙功能的一頻域編碼／解碼處理器，但此填頻譜洞的填隙功能係操作在音源訊號的全頻段或至少某一個填隙頻率以上。重要的是，頻域編碼／解碼處理器係特別 the position to 進行準確的或波形或頻譜值編碼／解碼高達最大頻率且不僅只有直到一交越頻率。再者，以高解析度編碼的頻域編碼器的全頻段能力允許填隙功能整合至頻域編碼器。

【0014】 在一方面，全頻段填隙係結合一時域編碼／解碼處理器。在實施例中，在這二分支的取樣率係相等或在時域編碼器分支的取樣率係低於在頻域分支的取樣率。

【0015】 在另一方面，一頻域編碼器／解碼器操作在無填隙但進行一全頻段核心編碼／解碼係結合一時域編碼處理器及一跨處理器，以供時域編碼／解碼處理器的連續初始化。在這一方面，取樣率可如其他方面，或在頻域分支的取樣率甚至低於在時域分支的取樣率。

【0016】 因此，根據本發明使用全頻段頻譜編碼器／解碼器處理器，在一方面帶寬擴展的分隔及另一方面的核心編碼所相關的問題可以藉由在核心解碼器所操作的相同頻譜域中進行帶寬擴展來對付及克服。因此，提供一全滿率核心解碼器其係編碼及解碼全音源訊號範圍。這不需要在編碼器側的一降取樣器及在解碼器側的一升取樣器。取而代之的，整個處理係進行在全取樣率或全帶寬域。為得到一高編碼增益，音源訊號係被分析而尋得已以一高解析度編碼的一第一組第一頻譜部分，在一實施例中，其中



這第一組第一頻譜部分可包含音源訊號的音調部分。另一方面，在音源訊號中構成一第二組第二頻譜部分的非音調或噪聲部分係參數化地以低頻譜解析度編碼。編碼音源訊號然後僅需要將第一組第一頻譜部分以一高頻譜解析度及一波形保存方式來編碼，此外，第二組第二頻譜部分以一低解析度使用源於第一組的頻率平鋪來參數化地編碼。在解碼器側，為一全頻段解碼器的核心解碼器，重現第一組第一頻譜部分於一波形保存方式即沒有任何消息關於有任何額外的頻率再生。然而，這樣產生的頻譜具有多個頻譜間隙。這些間隙隨後填有智慧型填隙（IGF）技術其係藉由使用在一方面施有參數資料的一頻率再生以及使用一來源頻譜範圍即由全滿率音源解碼器在另一方面重現第一頻譜部分。

【0017】 在其他實施例中，由噪聲填充而非僅由帶寬複製或頻率平鋪填充的頻譜部分構成一第三組第三頻譜部分。因為編碼構想操作在一方面於一單域核心編碼／解碼在另一方面頻率再生，IGF 並未僅限制於藉由沒有頻率再生的噪聲填充或藉由在一不同頻率範圍使用一頻率平鋪的頻率再生而填滿一較高頻率範圍但也可填滿較低頻率範圍。

【0018】 再者，在頻譜能量的一資訊、在個別能量的一資訊或一個別能量資訊、在一存留能量的一資訊或一存留能量資訊、在一平鋪能量的一資訊或一平鋪能量資訊、或在一遺漏能量的一資訊或一遺漏能量資訊可包括不僅一能量值還有一（例如絕對）振幅值、一位準值或任何其他可從一最終能量值導出之值。因此，在一能量之資訊可例如包括能量值本身、及／或一位準之一值及／或一振幅之一值及／或一絕對振幅之一值。

【0019】 另一方面是基於相關情況不但對來源範圍很重要，他也對目標範圍也很重要。再者，本案認知到的情況是不同相關情況可發生在來源範圍及目標範圍。當考慮到例如具有高頻率噪聲的一語音訊號，這情況可以是當揚聲器放在中間時，低頻率頻段包括具小量泛音的語音訊號係高度相關在左聲道及右聲道。然而，高頻率部分可強烈的不相關因為可能有一不同的一高頻率噪聲在左側相較於另一高頻率噪聲或沒有高頻率噪聲在右側。因此，當一直截的填隙操作進行忽略這情況，然後高頻率部分也將相關，這將產生嚴重的空間分隔假造在重現訊號中。為對付這議題，供一再

現頻段或一般供必須使用一第一組第一頻譜部分重現的第二組第二頻譜部分的參數化資料係計算來確認一第一或一第二不同雙通道表現供第二頻譜部分或陳述不同地供再現頻段。在編碼器側，一雙通道確認係因而計算給第二頻譜部分，即能量資訊計算給再現頻段的部分。一頻率再生器在解碼器側然後依據第一組第一頻譜部分的一第一部分再產生一第二頻譜部分，即依據來源範圍及供第二部分參數化資料例如頻譜包跡能量資訊或任何其他頻譜包跡資料，更依據第二部分的雙通道確認，即在再現之下的再現頻段。

【0020】 雙通道確認係較佳傳送為各再現頻段的一旗標且這資料從一編碼器傳送至一解碼器，解碼器然後將由較佳計算出的供核心頻段的旗標所指的核訊號解碼。然後，一實作，核訊號係儲存在立體聲表現（例如左／右及中間／旁邊）以及 IGF 頻率平鋪充填此二者，來源平鋪表現係選來要符合智慧型填隙或再現頻段即目標範圍的雙通道確認旗標所指的目標平鋪表現。

【0021】 這程序不僅適用於立體聲訊號即一左聲道及右聲道，也供多通道訊號操作。在多通道訊號情況下，數對不同通道可用這方式處理例如一左聲道及一右聲道作為一第一對、一左環繞通道及一右環繞通道作第二對、以及一中央通道及一 LFE 通道作為第三對。其他配對可決定給較高輸出通道格式例如 7.1、11.1 等等。

【0022】 另一方面基於既然全頻譜係核心編碼器可存取，再現訊號的音源品質可經由 IGF 改善，使得例如感知重要音調部分在一高頻譜範圍仍可藉由核心編碼器來編碼而非參數化替換。此外，進行一填隙操作使用頻率平鋪從一第一組第一頻譜部分其例如是一組音調部分典型上從一較低頻率範圍但也可以從一較高頻率範圍如果可取得的化。然而，關於在解碼器側的頻譜包跡調整，從位於再現頻段的第一組頻譜部分的頻譜部分沒有進一步後處理例如頻譜包跡調整。僅於並非源於核心解碼器的再現頻段中的存留頻譜值係使用包跡資訊來包跡調整。較佳的，包跡資訊係一全頻段包跡資訊以佔於再現頻段的第一組第一頻譜部分的能量以及在相同再現頻段中第二組第二頻譜部分，其中在第二組第二頻譜部分中後者頻譜值係被指

定為 0 且沒有被核心編碼器所編碼，但被以低解析度能量資訊來參數化地編碼。

【0023】 絕對能量值就對應頻段的帶寬正規化或沒有正規化在解碼器側的一應用是有用的且很有效率的。這特別用於當增益因子必須基於在再現頻段的一殘餘能量、在再現頻段的遺漏能量以及在再現頻段的頻率平鋪資訊來計算。

【0024】 再者，較佳為編碼位元流不僅涵蓋供再現頻段的能量資訊，也還有供倍率因子頻帶擴展高達最大頻率的倍率因子。這確保各再現頻段的某一個音調部分即一第一頻譜部分係可取得的，此第一組第一頻譜部分實際上能以正確的振幅解碼。再者，除了各再現頻段的倍率因子，此再現頻段的一能量係產生於一編碼器並傳送至一解碼器。再者，較佳是再現頻段與倍率因子頻帶一致，或能量群集情況下至少一再現頻段的邊緣與倍率因子頻帶的邊緣一致。

【0025】 本發明另一實作用於一平鋪白化操作。一頻譜的白化移除粗頻譜包跡資訊及加重頻譜良好結構其係最先關注評估平鋪相似度。因此，計算一跨相關量測之前，一方面一頻率平鋪及／或另一方面來源訊號係白化。當僅有平鋪被使用一預定程序而白化，一白化旗標係傳送向解碼器指出相同預定白化處理應當用於 IGF 內的頻率平鋪。

【0026】 關於平鋪選擇，較佳是使用相關的滯後藉由一整數量的變換箱來頻譜地移動再產生的頻譜。依據底層變換，頻譜移動可能需求額外的更正。在奇滯後，平鋪還可藉由-1/1 的交替時間序列經乘法來調變來補償 MDCT 中之每個其他頻段的頻率反轉表現。再者，當產生頻率平鋪時，相關結果的符號係應用。

【0027】 再者，較佳為使用平鋪修剪及穩定以確認相同再現區域或目標區域的快速改變來源範圍所創出的假造可以避免。在這端，不同確認來源區域之中的一相似度分析係進行，當一來源平鋪相似於具在一門檻之上的一相似度的其他來源平鋪時，然後既然他高度地相對於其他來源平鋪，此來源平鋪可從這組潛在的來源平鋪下跌。再者，如一種平鋪選擇穩定，較佳為保持從前訊框的平鋪順序如果在當下訊框沒有來源平鋪與在當下訊框

的目標平鋪相關（優於一給定的門檻）。

【0028】 再一方面是基于改進的品質及降低位元率特別對於常常發生在音源訊號中包括瞬變部分的訊號係藉由以高頻率再現結合時間噪聲塑形（TNS）或時間平鋪塑形（TTS）技術而得到。在編碼器側藉由跨頻率預估實作的 TNS/TTS 處理係再現音源訊號的時間包跡。依據實作，即當時間噪聲塑形濾波器是決定在一頻率範圍之內不僅涵蓋來源頻率範圍也涵蓋要再現於一頻率再生解碼器的目標頻率範圍，時間包跡沒有僅施用於高達一填隙開始頻率的核心音源訊號，時間包跡也施用於再現的第二頻譜部分的頻譜範圍。因此，沒有時間平鋪塑形的前回聲或後回聲係減少或消除。這可藉由施用一跨頻率反向預估不僅在高達一某個填隙開始頻率的核心頻率範圍之內也在核心頻率範圍之上的一頻率範圍之內來完成。在此端，施用一跨頻率預估之前，頻率再生或頻率平鋪產生係在解碼器側進行。然而，頻譜包跡塑形之前或之後跨頻率預估也可以施用依據能量資訊計算是否已經進行在濾波或（全）頻譜值之後包跡塑形之前的頻譜殘餘值而定。

【0029】 TTS 處理一或多個頻率平鋪還可建立一相關的連續於來源範圍及再現範圍之間或在二相鄰再現範圍或頻率平鋪之間。

【0030】 在一實作中，較佳為使用複合 TNS/TTS 濾波。因此，一嚴重的取樣真實表現的（時間的）別名假造，像是 MDCT，可以避免。一複合 TNS 濾波器可以在編碼器側藉由施用不僅一改進的離散餘弦變換也還有一改進的離散正弦變換來計算以得到一複合改進的變換。此外，僅改進的離散餘弦變換值，即複合變換的實部係傳送。然而，在解碼器側，有可能使用先前或隨後的訊框的 MDCT 頻譜來估算變換的虛部，使得在解碼器側，複合濾波器能再施用於反向跨頻率預估，特別是，預估跨來源範圍及再現範圍之間的邊緣也跨在再現範圍之內頻率相鄰頻率平鋪的邊緣。

【0031】 音源編碼系統有效率的編碼任意音源訊號在一廣範圍的位元率。其中，對於高位元率，本發明系統聚合至清晰，對於低位元率，感知打擾係最小化。因此，可取得的位元率的主要共享係用在波形編碼僅感知地在編碼器中訊號的大多相關結構，結果的頻譜間隙係以大致近似原始頻譜的訊號內容在解碼器填入。一極有限位元預算係消耗來控制參數其係

被驅使於藉由從編碼器傳送至解碼器的專用輔助資訊俗稱的頻譜智慧型填隙 (IGF)。

【0032】 在其他實施例中，時域編碼／解碼處理器依靠一較低取樣率及對應帶寬擴展功能。

【0033】 在其他實施例中，一跨處理器係供以源於當下處理的頻域編碼器／解碼器訊號的初始化資料來初始化時域編碼器／解碼器。這允許當當下處理的音源訊號部分由頻域編碼器處理時，平行時域編碼器係初始化使得當從頻域編碼器切換至一時域編碼器發生時，既然關於先前訊號的全部初始化資料已經因跨處理器而在此，此時域編碼器可立即地開始處理。此跨處理器係較佳地施用在編碼器側也還可在解碼器側，較佳的使用一頻時變換其係還可藉由僅選擇域訊號的某一個低頻段部分隨某一個降低的變換規模而進行一很有效率的降取樣從較高輸出或輸入取樣率至較低時域核心編碼器取樣率。因此，從高取樣率至低取樣率的一取樣率轉換係很有效率的進行，藉由以縮小的變換規模的變換而得到的訊號可然後用在初始化時域編碼器／解碼器，使得當此狀況藉由一控制器信號通知時，時域編碼器／解碼器準備好要立即進行時域編碼，立即進行的音源訊號部分係編碼在頻域。

【0034】 如所述，跨處理器實施可以也可以沒有依靠在頻域填隙。因此，一時間及頻域編碼器／解碼器係藉由跨處理器結合，頻域編碼器／解碼器可以也可以沒有依靠填隙。特別的，某個實施例如所述是較佳的：

【0035】 這些實施例使用在頻域填隙並具有以下取樣率外形，可以或可以不用依靠跨處理器技術：

輸入 SR = 8 kHz, ACELP (時域) SR = 12.8 kHz.

輸入 SR = 16 kHz, ACELP SR = 12.8 kHz.

輸入 SR = 16 kHz, ACELP SR = 16.0 kHz

輸入 SR = 32.0 kHz, ACELP SR = 16.0 kHz

輸入 SR = 48 kHz, ACELP SR = 16 kHz

【0036】 這些實施例可以使用或可以不用在頻域填隙並具有以下取樣率外形，依靠跨處理器技術：

TCX SR 係低於 ACELP SR (8 kHz vs. 12.8 kHz)，或其中 TCX 以及 ACELP 二者皆運行在 16.0 kHz，且任何填隙沒有使用。

【0037】 因此，本發明較佳實施例允許包括頻譜填隙以及具有或不具有帶寬擴展的一時域編碼器的一感知音源編碼器的一無縫切換。

【0038】 因此，本發明依靠方法其係不限於從音源訊號移除在頻域編碼器中一截止頻率之外的高頻率內容，而非訊號適應性地移除留下頻譜間隙在編碼器的頻譜帶通區域，隨後地再現這些頻譜間隙於解碼器。較佳的，一整合方案例如智慧型填隙係使用在有效率的結合全帶寬音源編碼及頻譜填隙特別在 MDCT 變換域。

【0039】 因此，本發明提供一改進的構想供結合語音編碼以及一隨後的時域帶寬擴展其藉一全頻段波形解碼包括頻譜填隙至一可切換感知編碼器／解碼器。

【0040】 因此，與既存方法相反，新構想使用在變換域編碼器的全頻段音源訊號波形編碼及相同時間允許一無縫切換至一語音編碼器較佳的接著藉由一時域帶寬擴展。

【0041】 本發明其他實施例因一固定頻段限制而可避免前述說明的問題發生。此構想讓在頻域中配有一頻譜填隙的一全頻段波形編碼器以及一較低取樣率語音編碼器的可切換結合以及一時域帶寬擴展變為可能。這種編碼器能夠波形編碼前述有問題的訊號提供全音源帶寬高達音源輸入訊號的奈奎斯特頻率。此外，在具有跨處理器的實施例中特別確保這二個編碼策略間的無縫即刻切換。對此無縫切換，跨處理器代表一跨連接在編碼器以及解碼器二者於全頻段能夠全速率（輸入取樣率）頻域編碼器以及具一較低取樣率的低速率 ACELP 編碼器之間來適當的初始化 ACELP 參數以及緩衝區特別在適應性編碼簿、LPC 濾波器或再取樣階段之中，當從例如是 TCX 的頻域編碼器切換至例如 ACELP 的時域編碼器。

#### 【圖式簡單說明】

【0042】 本發明隨後將根據圖示說明其中：

圖 1a 出示編碼—音源訊號的一裝置。

圖 1b 出示一解碼器供解碼與圖 1a 編碼器匹配的一編碼音源訊號。

圖 2a 出示解碼器的一實作。

圖 2b 出示編碼器的一實作。

圖 3a 出示藉由圖 1b 的頻譜域解碼器所產生的一頻譜的一示意的表現。

圖 3b 出示一倍率因子頻帶之倍率因子以及用於噪聲填充頻帶之重建頻段與噪聲填充資訊的能量之間的關係的表格。

圖 4a 出示將頻譜部分的選擇用在第一及第二組頻譜部分的頻譜域編碼器的功能。

圖 4b 出示圖 4a 的功能的一實作。

圖 5a 出示一 MDCT 編碼器的一功能。

圖 5b 出示具一 MDCT 技術的解碼器的一功能。

圖 5c 出示一頻率再生器的一實作。

圖 6 出示一音源編碼器的一實作。

圖 7a 出示在音源編碼器中的一跨處理器。

圖 7b 出示在跨處理器中一反向或頻時變換還可提供一取樣率降低的一實作。

圖 8 出示圖 6 的控制器的一較佳實施例。

圖 9 出示具帶寬擴展功能的時域編碼器的一進一步實施例。

圖 10 出示一預處理器的一較佳使用。

圖 11a 出示音源解碼器的一示意實作。

圖 11b 出示在解碼器中提供初始化資料給時域解碼器的一跨處理器。

圖 12 出示圖 11a 的時域解碼處理器的一較佳實作。

圖 13 出示時域帶寬擴展的另一實作。

圖 14a 出示一音源編碼器的一較佳實作。

圖 14b 出示一音源解碼器的一較佳實作。

圖 14c 出示具取樣率轉換及帶寬擴展的一時域解碼器的一創新實作。

## 【實施方式】

【0043】 圖 6 出示編碼一音源訊號的一音源編碼器其包括一第一編碼處理器 600 以在一頻域編碼一第一音源訊號部分。第一編碼處理器 600 包括一時頻轉換器 602 以轉換第一輸入音源訊號部分至一頻域表現其係具頻譜線高達輸入訊號的一最大頻率。再者，第一編碼處理器 600 包括一分析器 604 供分析高達最大頻率的頻域表現來決定要以一第一頻譜表現編碼的第一頻譜區域以及決定要以低於第一頻譜解析度的一第二頻譜解析度編碼的第二頻譜區域。特別是，全頻段分析器 604 決定在時頻轉換器頻譜中何頻率線或頻譜值要為編碼逐頻譜線以及何其他頻譜部分要為以一參數化方式來編碼，這些後續頻譜值係然後以填隙程序再現於解碼器側。藉由將第一頻譜區域或具第一解析度的頻譜部分來編碼以及將第二頻譜區域或具第二頻譜解析度的部分來參數化地編碼的一頻譜編碼器 606 進行實際編碼操作。

【0044】 圖 6 的音源編碼器還可包括一第二編碼處理器 610 以在一時域編碼音源訊號部分。此外，音源編碼器包括一控制器 620 配置為分析在一音源訊號輸入 601 的音源訊號以及決定音源訊號的何部分係編碼在頻域的第一音源訊號部分 及音源訊號的何部分係為編碼在時域的第二音源訊號部分。再者，可以例如實作為一位元流多工器的一編碼訊號形成器 630 係配置為形成一編碼音源訊號其包括對第一音源訊號部分的一第一編碼訊號部分以及對第二音源訊號部分的一第二編碼訊號部分。重要的是，從一個且相同的音源訊號部分，編碼訊號僅有一頻域表現或一時域表現。

【0045】 因此，控制器 620 確認一單一音源訊號部分僅一時域表現或一頻域表現在編碼訊號中。這可藉由控制器 620 以數種方式來達成。一種方式將是對於一個且相同音源訊號部分，這二個表現到達區塊 630 且控制器 620 控制編碼訊號形成器 630 僅引進其中一個表現至編碼訊號。然而，替代的，控制器 620 能控制至第一編碼處理器的一輸入以及至第二編碼處理器的一輸入，使得基於對應訊號部分的分析，僅區塊 600、610 二者其中之一係被啟動來實際上進行全編碼操作，另一區塊被停用。

【0046】 此停用可以是一停用、或如圖 7a 所示的例子僅一種「初始化」模式其中其他編碼處理器僅啟用來接收及處理初始化資料來初始化內



部記憶體，但其他特定編碼操作皆沒有進行。此啟動能藉由某一個開關在未出示於圖 6 的輸入來做或較佳的藉由控制線 621、622。因此，在本實施例中，第二編碼處理器 610 沒有輸出任何東西當控制器 620 已經決定當下音源訊號部分應該由第一編碼處理器編碼但然而第二編碼處理器被供有初始化資料來在將來啟用一即刻切換。另一方面，第一編碼處理器係配置為不需要過去的任何資料來更新任何內部記憶體，因此，當當下音源訊號部分要被第二編碼處理器 610 編碼時，控制器 620 能經由控制線 621 控制第一編碼處理器 600 為非啟用。這是說第一編碼處理器 600 沒有需要在一初始化狀態或等待狀態但可以在一完全停用狀態。特別較佳於行動裝置其中電力消耗及電池壽命是個議題。

【0047】 在操作在時域的第二編碼處理器的更進一步的實作中，第二編碼處理器包括一降取樣器 900 或取樣率轉換器以轉換音源訊號部分至具有一較低取樣率的一表現，較低取樣率係低於在輸入至第一編碼處理器的一取樣率。這出示於圖 9。特別是，當輸入音源訊號包括一低頻段及一高頻段，較佳是在區塊 900 的輸出的較低取樣率表現僅具有輸入的音源訊號部分的低頻段，此低頻段係然後藉由配置為將區塊 900 所提供的較低取樣率表現來時域編碼的一時域低頻段編碼器 910 來編碼。再者，一時域帶寬擴展編碼器 920 係供來參數化地編碼高頻段。在此端，時域帶寬擴展編碼器 920 接收至少輸入的音源訊號的高頻段、或輸入的音源訊號的低頻段及高頻段。

【0048】 在一本發明進一步的實施例中，音源編碼器還可包括儘管未出示於圖 6 但出示於圖 10 的一預處理器 1000，其係配置為預處理第一音源訊號部分以及第二音源訊號部分。較佳的，預處理器 100 包括二分支，其中第一分支運行在 12.8 kHz 並進行訊號分析其然後用於噪聲估測器、VAD 等。第二分支運行在 ACELP 取樣率即依據設定 12.8 或 16.0 kHz。在 ACELP 取樣率為 12.8 kHz 的情況下，在這分支的大部分處理實際上跳過，而第一分支係始用。

【0049】 特別是，預處理器包括一瞬變偵測器 1020，第一分支係藉由一再取樣器 1021「開始」至例如 12.8 kHz，隨後藉由一預加重階段 1005a、

一 LPC 分析器 1002a、一加權分析濾波階段 1022a、及一 FFT／噪聲估測器／語音活性檢測（VAD）或基週搜尋階段 1007。

【0050】 第二分支係藉由一再取樣器 1004「開始」至例如 12.8 kHz 或 16 kHz 即 ACELP 取樣率，隨後藉由一預加重階段 1005b、一 LPC 分析器 1002b、一加權分析濾波階段 1022b、以及一 TCX LTP 參數萃取階段 1024。區塊 1024 提供其輸出至位元流多工器。區塊 1002 係連接至由 ACELP／TCX 決定所控制的一 LPC 量化器 1010，區塊 1010 也連接至位元流多工器。

【0051】 其他實施例可替換地包括僅單一支或更多分支。在一實施例中，這個預處理器包括一預估分析器以決定預估係數。這個預估分析器可實作為一 LPC（線性預估編碼）分析器以決定 LPC 係數。然而，也可以其他分析器來實作。再者，預處理器在另一實施例可包括一預估係數量化器，其中此裝置接收從預估分析器預估係數資料。

【0052】 較佳的，然而，LPC 量化器並非預處理器的必要部分，他可實作為主要編碼例行程程序的部分，即並非預處理器的部分。

【0053】 再者，預處理器還可包括一熵編碼器以產生量化預估係數的一編碼版本。值得一提的是，編碼訊號形成器 630 或特定實作即位元流多工器 630 確認量化預估係數的編碼版本係包含於編碼音源訊號 632。較佳的，LPC 係數沒有直接量化但轉換至一 ISF 表現例如任何其他更適合供量化的表。這個轉換較佳地藉由決定 LPC 係數區塊進行或在量化 LPC 係數的區塊內進行。

【0054】 再者，預處理器可包括一再取樣器以於一輸入取樣率再取樣一音源輸入訊號至對時域編碼器的一較低取樣率。當時域編碼器是具某一個 ACELP 取樣率的一 ACELP 編碼器，然後降取樣係進行較佳的在 12.8 kHz 或 16 kHz。輸入取樣率可以是取樣率的任一特別數值例如 32 kHz 或甚至一較高取樣率。另一方面，時域編碼器的取樣率將藉由某個限制來預定，再取樣器 1004 進行此再取樣並輸出輸入訊號的較低取樣率表現。因此，再取樣器能進行一類似功能並能甚至是與出示於圖 9 內容的降取樣器 900 相同的或一個元件。

【0055】 再者，較佳是施行一預加重在預加重區塊。預加重處理是已知的時域編碼，描述在 AMR-WB+處理相關的文獻，預加重係特別配置為補償一頻譜平鋪，因此，允許 LPC 參數的一較佳計算在一給定的 LPC 順序。

【0056】 再者，預處理器還可包括一 TCX LTP 參數萃取以控制一 LTP 後濾波器出示在圖 14b 的 1420。再者，預處理器還可包括其他功能出示在 1007 且這些其他功能可包括一基週搜尋功能、一語音活性檢測 (VAD) 功能或任何其他時域或語音編碼領域中已知的。

【0057】 如圖所示，區塊 1024 的結果係輸入至編碼訊號，即在圖 14a 的實施例中，輸入至位元流多工器 630。再者，如果需要，從區塊 1007 的資料也可以引進到位元流多工器，或也可以是用於供在時域編碼器中時域編碼的目的。

【0058】 因此，綜上所述，這二路徑的共通是一預處理操作 1000 其進行一般使用的訊號處理操作。這些包括一再取樣至一 ACELP 取樣率(12.8 or 16 kHz) 以供一平行路徑以及總是進行這個再取樣。再者，一 TCX LTP 參數萃取出示在區塊 1006 係被進行，此外，一預加重以及一 LPC 係數的決定係進行。如描述，預加重補償了頻譜平鋪，因此讓 LPC 參數的計算在一給定的順序更有效率的。

【0059】 然後，參考如圖 8 出示控制器 620 的一較佳實作。考慮到控制器在一輸入接收音源訊號部分。較佳的，如圖 14a 所示，控制器接收任何可在預處理器 1000 取得的訊號其係可以是在輸入取樣率的原始輸入訊號或在較低時域編碼器取樣率的一再取樣版本或在預加重處理後的區塊 1005 得到的一訊號。

【0060】 基於此音源訊號部分，控制器 620 對付一頻域編碼器模擬器 621 及一時域編碼處理器模擬器 622 以對各編碼器可能性計算一估測信噪比。然後，選擇器 623 選擇已經提供較佳信噪比的編碼器，自然的考慮在一預定位元率之下。選擇器然後確認對應編碼器經由控制輸出。當決定為在考慮下音源訊號部分將使用頻域編碼器來編碼，時域編碼器係被設到一初始化狀態或其他實施例不需要在一完全停用狀態的一非常即刻切換。然而，當被決定為在考慮下音源訊號部分將藉由時域編碼器來編碼時，頻域

編碼器被停用。

【0061】 接著，控制器的一較佳實作出示於圖 8。應當選擇 ACELP 或 TCX 路徑的決定係藉由模擬 ACELP 及 TCX 編碼器進行在切換決定，並切換至較佳進行的分支。從此，ACELP 及 TCX 分支的 SNR 係基於一 ACELP 及 TCX 編碼器／解碼器模擬來估測。TCX 編碼器／解碼器模擬進行時無需 TNS／TTS 分析、IGF 編碼器、量化迴路／算術編碼器、或無須任何 TCX 解碼器，反而是，TCX SNR 係使用在塑形 MDCT 域中量化扭曲的一估測來估測。ACELP 編碼器／解碼器模擬係僅使用適應性編碼簿及創新編碼簿的一模擬來進行。ACELP SNR 係簡單的藉由在加權訊號域（適應性編碼簿）中的一 LTP 濾波器計算扭曲引進來估測，藉由一常數因子（創新編碼簿）來縮放此扭曲。因此，相較於一 TCX 及 ACELP 編碼平行執行的方法，複雜度係大幅減少。具較高 SNR 的分支係選擇來隨後完整編碼運行。

【0062】 在 TCX 分支被選擇的情況下，一 TCX 解碼器運行在各訊框其係輸出一訊號在 ACELP 取樣率。這用於更新使用在 ACELP 編碼路徑（LPC 殘餘，Mem w0，記憶體去加重）的記憶體，使即刻切換從 TCX 至 ACELP。記憶體更新係在各 TCX 路徑進行。

【0063】 替換地，藉由合成處理的一全分析係能進行，即編碼器模擬器 621、622 二者實作實際編碼操作，且結果係藉由選擇器 623 來比較。再替換地，一完整前饋計算也能藉由進行一訊號分析來做。舉例來說，當其藉由一訊號分類器被決定為訊號是一語音訊號則時域編碼器被選擇，當其被決定為訊號是一音樂訊號然後頻域編碼器係被選擇。在考慮下基於音源訊號部分的一訊號分析為區別這二者編碼器的其他程序也可以施用。

【0064】 較佳的，音源編碼器還可包括一跨處理器 700 出示於圖 7a。當頻域編碼器 600 啟用時，跨處理器 700 提供初始化資料至時域編碼器 610 使得時域編碼器準備好一無縫切換在一將來訊號部分。換句話說，當當下訊號部分係被決定要使用頻域編碼器來編碼，且當其被控制器決定為立即接隨音源訊號部分係要藉由時域編碼器 610 來編碼，然後無需跨處理器這種立即無縫切換將不可能。然而，既然時域編碼器 610 具有一立即從在先前時間訊框的一輸入或編碼訊號的一當下訊框的一相依性，跨處理

器提供一訊號其係從頻域編碼器 600 衍生至時域編碼器 610 供在時域編碼器中的初始化記憶體的目的。

【0065】 因此，時域編碼器 610 係配置為藉由初始化資料而初始化而在一有效率的方式以編碼接隨在藉由頻域編碼器 600 所編碼的一較早音源訊號部分後的一音源訊號部分。

【0066】 特別是，跨處理器包括一頻時轉換器以轉換一頻域表現至一時域表現其能直接或在一些進一步處理之後被轉至時域編碼器。這個轉換器係出示於圖 14a 為一 IMDCT（反向改進的離散餘弦變換）區塊。然而，相較於圖 14a 區塊所指的時頻轉換器區塊 602（改進的離散餘弦變換區塊），此區塊 702 具有一不同變換規模。如區塊 602 所指，在一些實施例中，時頻轉換器 602 操作在輸入取樣率，反向改進的離散餘弦變換 702 操作在較低 ACELP 取樣率。

【0067】 在其他實施例中，例如窄頻操作模式以 8 kHz 輸入取樣率，TCX 分支運作在 8 kHz，其中 ACELP 仍運行在 12.8 kHz。即 ACELP SR 沒有總是低於 TCX 取樣率。對於 16 kHz 輸入取樣率（寬頻），也有方案是 ACELP 運行在相同取樣率為 TCX，即二者都在 16 kHz。在一超寬頻（SWB）輸入取樣率是在 32 或 48 kHz。

【0068】 時域編碼器取樣率或 ACELP 取樣率的比率以及頻域編碼器取樣率或輸入取樣率可以計算，並且為一降取樣因子 DS 出示於圖 7b。當降取樣操作的輸出取樣率低於輸入取樣率時，降取樣因子係大於 1。然而，當有一實際升取樣時，降取樣率係低於 1 且進行一實際升取樣。

【0069】 對於大於一的一降取樣因子，即一實際降取樣，區塊 602 具有一大變換規模且 IMDCT 區塊 702 具有一小變換規模。如圖 7b 所示，IMDCT 區塊 702 然後包括一選擇器 726 以選擇一輸入至 IMDCT 區塊 702 的較低頻譜部分。全頻段頻譜的部分係由降取樣因子 DS 定義。舉例來說，當較低取樣率是 16 kHz 且輸入取樣率是 32 kHz 然後降取樣因子是 2.0，因而選擇器 726 選擇全頻段頻譜的較低的一半。當頻譜具有例如 1024 條 MDCT 線，選擇器係選擇較低的 512 MDCT 線。

【0070】 全頻段頻譜的此低頻部分係輸入至一小規模變換及折疊區

塊 720，如圖 7b 所示。變換規模係根據降取樣因子來選擇，且是在區塊 602 中的變換規模的 50%。具一窗的一合成設窗係以一小量的係數進行。合成設窗的係數的數量等於降取樣因子的倒數乘以區塊 602 所用的分析窗的係數的數量。最後，每區塊以一小量的操作進行一重疊相加操作，每區塊中操作的數量是每區塊在一全滿率實作 MDCT 下操作的數量乘以降取樣因子的倒數。

【0071】 因此，既然降取樣包含在 IMDCT 實作，一很有效率的降取樣操作可應用。在此內容，區塊 702 可藉由一 IMDCT 實作但也可以藉由任何其他能適合地規模在實際變換內核及其他變換相關操作的變換或濾波器組實作來實作。

【0072】 對於一降取樣因子低於一，即一實際升取樣，表示在圖 7 中，區塊 720、722、724、726 必須反轉。區塊 726 選擇全頻段頻譜還可對未包含在全頻段頻譜的較高頻譜線多個 0。區塊 720 具有大於區塊 710 的一變換規模，區塊 722 具有小量係數大於區塊 712 中的一窗，且區塊 724 具有多於在區塊 714 中一數量的操作。

【0073】 區塊 602 具有一小變換規模，IMDCT 區塊 702 具有一大變換規模。如圖 7b 所示，IMDCT 區塊 702 因而包括一選擇器 726 以選擇一輸入至 IMDCT 區塊 702 的全頻譜部分及供輸出所需的額外高頻段，多個 0 或雜訊係被選擇並放置到需求的較高頻段。全頻段頻譜的部分係由降取樣因子 DS 所定義。舉例來說，當較高取樣率為 16 kHz 且輸入取樣率為 8 kHz 然後降取樣因子為 0.5，因此，選擇器 726 選擇全頻段頻譜還可較佳地選擇多個 0 或小能量隨機噪聲供沒有包含在全頻段頻域頻譜的較高部分。當頻譜具有例如 1024 條 MDCT 線，選擇器選擇 1024 MDCT 線且供額外 1024 MDCT 線的多個 0 係較佳的被選擇。

【0074】 全頻段頻譜的這個頻率部分係然後輸入至一大規模變換及折疊區塊 720，如圖 7b 所示。變換規模也是根據降取樣因子來選擇且是在區塊 602 的變換規模的 200%。如同以多量的係數然後進行具一窗的合成設窗。合成設窗的係數的數量等於降取樣因子的倒數除以區塊 602 所用的分析窗的係數的數量。最後，每區塊以一高量的操作進行一重疊相加操作，

每區塊中操作的數量是每區塊在一全滿率實作 MDCT 下操作的數量乘以降取樣因子的倒數。

【0075】 因此，既然升取樣係包含在 IMDCT 實作，一很有效率的升取樣操作可應用。在此內容中，區塊 702 可藉由一 IMDCT 實作也可以藉由但也可以藉由任何其他能適合地規模在實際變換內核及其他變換相關操作的變換或濾波器組實作來實作。

【0076】 一般來說，在頻域中一取樣率的一定義需要一些說明。頻譜頻段係常常降取樣。因此，一有效取樣率的表示或一「相聯」取樣或取樣率係使用。在一濾波器組／變換的情況，有效取樣率將定義為

$$F_{s\_eff} = \text{subbandsamplerate} * \text{num\_subbands}$$

【0077】 在出示於圖 14a 的一實施例中，時頻轉換器除了分析器還包括額外的功能。圖 6 的分析器 604 可包括在圖 14a 的實施例中的一時間噪聲塑形／時間平鋪塑形分析區塊 604a 其係操作為說明在圖 2b 區塊 222 的內容供 TNS／TTS 分析區塊 604a 以及出示於關於圖 2b 供音調遮罩 226 其對應至圖 14a 的 IGF 編碼器 604b。

【0078】 再者，頻域編碼器較佳的包括一噪聲塑形區塊 606a。噪聲塑形區塊 606a 係藉由區塊 1010 所產生的量化 LPC 係數來控制。用於噪聲塑形 606a 的量化 LPC 係數進行高解析度頻譜值的一頻譜塑形或頻譜線直接編碼（而非參數化地編碼），區塊 606a 的結果係相似於操作在時域的一 LPC 濾波階段例如將等下描述的一 LPC 分析濾波區塊 704 隨後的一訊號的頻譜。再者，噪聲塑形區塊 606a 的結果係然後再量化及熵編碼如區塊 606b 所指。區塊 606b 的結果對應至編碼第一音源訊號部分或一頻域編碼音源訊號部分（連同其他輔助資訊）。

【0079】 跨處理器 700 包括一頻譜解碼器以計算第一編碼訊號部分的一解碼版本。在圖 14a 的實施例中，頻譜解碼器 701 包括一反向噪聲塑形區塊 703、一選擇性填隙解碼器 704、一 TNS／TTS 合成區塊 705 以及 IMDCT 區塊 702 如前所述。這些區塊解開藉由區塊 602 至 606b 所進行的特定操作。特別是，一噪聲塑形區塊 703 基於量化 LPC 係數 1010 解開區塊 606a 所進行的噪聲塑形。IGF 解碼器 704 操作如關於圖 2A 的討論，區塊

202、206 及 TNS/TTS 合成區塊 705 操作如討論在圖 2A 的區塊 210 的內容，頻譜解碼器還可包括 IMDCT 區塊 702。再者，圖 14a 中跨處理器 700 還可或替代地包括一延遲階段 707 以將藉由頻譜解碼器 701 所得到解碼版本的一延遲版本饋入在第二編碼處理器的一去加重階段 617 供初始化去加重階段 617 的目的。

【0080】 再者，跨處理器 700 可包括額外的或替代的一加權預估係數分析濾波階段 708 以濾波解碼版本及饋入一濾波解碼版本至第二編碼處理器的一編碼簿決定器 613 如圖 14a 所指的「MMSE」以初始化這個區塊。此外或替代的，跨處理器包括 LPC 分析濾波階段以濾波藉由頻譜解碼器 700 輸出至一適應性編碼簿階段 612 供區塊 612 初始化的第一編碼訊號部分的解碼版本。額外的或替代的，跨處理器也包括一預加重階段 709 以在 LPC 濾波前進行一預加重處理至藉由一頻譜解碼器 701 輸出的解碼版本。預加重階段輸出也可以饋入至一更延遲階段 710 以供初始化一 LPC 合成濾波區塊 616 於時域編碼器 610 的範圍內。

【0081】 時域編碼處理器 610 包括如圖 14a 所示的一預加重操作在較低 ACELP 取樣率。如圖所示，此預加重係在預處理階段 1000 進行的預加重並具有參考符號 1005。預加重資料係輸入至一 LPC 分析濾波區塊 611 操作在時域，此濾波器係控制於藉由預處理階段 1000 所得到的量化 LPC 係數 1010。從已知的 AMR-WB+ 或 USAC 或其他 CELP 編碼器，區塊 611 所產生的殘餘訊號係提供到一適應性編碼簿 612，再者，適應性編碼簿 612 係連接至一創新編碼簿階段 614，從適應性編碼簿 612 及從創新編碼簿的編碼簿資料係輸入至位元流多工器如圖所示。

【0082】 再者，一 ACELP 增益/編碼階段 615 係提供在接連於創新編碼簿階段 614，此區塊的結果係輸入至一編碼簿決定器 613 如圖 14a 中 MMSE 所指。此區塊和創新編碼簿區塊 614 共同操作。再者，時域編碼器還可包括一解碼器部分其具有一 LPC 合成濾波區塊 616、一去加重區塊 617 以及一適應性低音後置濾波器階段 618 以計算用於解碼器側的一適應性低音後置濾波器的參數。沒有任何適應性低音後置濾波器在解碼器側的化，區塊 616、617、618 對於時域編碼器 610 將不必要。



【0083】 如圖所示，時域解碼器的數個區塊依據先前訊號，這些區塊係適應性編碼簿區塊 612、編碼簿決定器 613、LPC 合成濾波區塊 616 及去加重區塊 617。這些區塊係供有從跨處理器出自頻域編碼處理器資料的資料藉以初始化這些區塊供從頻域編碼器至時域編碼器的一即刻切換的準備目的。可從圖 14a 得之，任何依存於先前資料對於頻域編碼器並非必要。因此，跨處理器 700 沒有從時域編碼器提供任何記憶初始化資料至頻域編碼器。然而，在頻域編碼器的其他實作中，如果從過去存在的依存及記憶初始化資料為需要時，跨處理器 700 係配置為操作在這二種方向。

【0084】 圖 14b 中較佳的音源解碼器描述如下：波形解碼器部分由具 IGF 操作在編解碼器的輸入取樣率的一全頻段 TCX 解碼器路徑所組成。平行的，一替代的 ACELP 解碼器路徑在較低取樣率存在加強進一步藉由一 TD-BWE 順流。

【0085】 對於 ACELP 初始化當從 TCX 切換至 ACELP，一跨路徑(由一共享 TCX 解碼器前端組成但還可提供輸出在較低取樣率及一些後處理)存在時進行創新 ACELP 初始化。於 TCX 及 ACELP 之間在 LPCs 共用相同取樣率及濾波器順序能讓一較容易且較有效率的 ACELP 初始化。

【0086】 關於切換，二開關描繪於圖 14b。當第二開關 1160 順流選擇於 TCX/IGF 或 ACELP/TD-BWE 輸出之間，第一開關 1480 也預更新於再取樣 QMF 階段的緩衝順 ACELP 路徑藉由跨路徑的輸出或簡單通過 ACELP 輸出。

【0087】 隨後地，根據本發明一觀點的音源解碼器實作將說明於圖 11a 至圖 14c 的內容。

【0088】 一音源解碼器供解碼一編碼音源訊號 1101 包括一第一解碼處理器 1120 以在一頻域解碼一第一編碼音源訊號部分。第一解碼處理器 1120 包括一頻譜解碼器 1122 以一高頻譜解析度解碼第一頻譜區域並且使用第二頻譜區域及至少一解碼第一頻譜區域的一參數化表現來合成第二頻譜區域藉以得到一解碼頻譜表現。解碼頻譜表現係一全頻段解碼頻譜表現如圖 6 的內容所討論也如圖 1a 的內容所討論。一般來說，第一解碼處理器因而包括在頻域以一填隙程序的一全頻段實作。再者，第一解碼處理器 1120

包括一頻時轉換器 1124 以轉換解碼頻譜表現至一時域以得到一解碼第一音源訊號部分。

【0089】 再者，音源解碼器包括一第二解碼處理器 1140 以在時域解碼第二編碼音源訊號部分以得到一解碼第二訊號部分。再者，音源解碼器包括一結合器 1160 以結合解碼第一訊號部分及解碼第二訊號部分以得到一解碼音源訊號。解碼訊號部分係依序結合其係也出示於圖 14b 藉由一開關實施 1160 表示圖 11a 的結合器 1160 的一實施例。

【0090】 較佳的，第二解碼處理器 1140 含有一時域帶寬擴展處理器 1220 以及包括如圖 12 所示的一時域低頻段解碼器 1200 以解碼一低頻段時域訊號。再者，這個實作包括一升取樣器 1210 以升取樣低頻段時域訊號。此外，一時域帶寬擴展解碼器 1220 係供以合成輸出音源訊號的一高頻段。再者，一混頻器 1230 係供以混合時域輸出訊號的一合成高頻段以及一升取樣低頻段時域訊號以得到時域編碼器輸出。因此，在圖 11a 的區塊 1140 可藉由在一較佳實施例中圖 12 的功能來實作。

【0091】 圖 13 出示圖 12 的時域帶寬擴展解碼器 1220 的一較佳實施。較佳的，一時域升取樣器 1221 係供來從包含在區塊 1140 之內出示於圖 12 的 1200 及更出示於圖 14b 的內容的一時域低頻段解碼器接收作為一輸入的一 LPC 殘餘訊號。時域升取樣器 1221 產生 LPC 殘餘訊號的一升取樣版本。此版本然後輸入至一非線性失真區塊 1222 其係基於其輸入訊號產生具較高頻率值的一輸出訊號。一非線性扭曲可以是一複製、一鏡像、一頻率移動或一非線性計算操作或裝置例如一二極體或一電晶體操作在非線性區。區塊 1222 的輸出訊號係輸入至一 LPC 合成濾波區塊 1223 其係受控制於也用於低頻段解碼器 LPC 資料或例如在圖 14a 中編碼器側時域帶寬擴展區塊 920 所產生的特定包跡資料。LPC 合成區塊的輸出係然後輸入至一帶通或高通濾波器 1224 以最後得到高頻段，其係然後輸入至混頻器 1230 如圖 12 所示。

【0092】 隨後地，圖 12 的升取樣器 1210 的一較佳實施係討論於圖 14b 的內容。升取樣器較佳的包括一分析濾波器組操作在一第一時域低頻段解碼器取樣率。這種分析濾波器組的一特定實作係一 QMF 分析濾波器組

1471 如圖 14b 所示。再者，升取樣器包括一合成濾波器組 1473 其操作在高於第一時域低頻段取樣率的一第二輸出取樣率。因此，QMF 合成濾波器組 1473 其係一般濾波器組的一較佳實作操作在輸出取樣率。當降取樣因子 DS 討論在如圖 7b 的內容為 0.5，然後 QMF 分析濾波器組 1471 具有例如僅 32 濾波器組通道且 QMF 合成濾波器組 1473 具有例如 64 QMF 通道，但當較低的 32 濾波器組通道饋入有 QMF 分析濾波器組 1471 所提供的對應訊號，濾波器組通道的較高半部即上半 32 濾波器組通道係以多個 0 或噪聲饋入。然而，較佳的，一帶通濾波 1472 係在 QMF 濾波器組域內進行以確認 QMF 合成輸出 1473 是 ACELP 解碼器輸出的一升取樣版本，但沒有任何假造在 ACELP 解碼器的最大頻率之上。

【0093】 額外的或替代於帶通濾波 1472，進一步處理操作可進行在 QMF 域。若沒有處理進行，然後 QMF 分析以及 QMF 合成構成一有效率的升取樣器 1210。

【0094】 隨後地，圖 14b 中個別元件的建構將進一步討論。

【0095】 全頻段頻域解碼器 1120 包括一第一解碼區塊 1122a 以解碼高解析度頻譜係數還可進行噪聲填充於低頻段部分例如從 USAC 技術。再者，全頻段解碼器包括一 IGF 處理器 1122b 以使用已經參數化地編碼且因而在編碼器側於一低解析度編碼的合成頻譜值來填頻譜洞。然後，在區塊 1122c，一反向噪聲塑形係進行且結果係輸入至一 TNS/TTS 合成區塊 705，其係提供作為一最終輸出的一輸入至一頻時轉換器 1124 其係較佳的實作為一反向改進的離散餘弦變換操作在輸出，即高取樣率。

【0096】 再者，一諧波或 LTP 後濾波器用在受控於在圖 14a 中 TCX LTP 參數萃取區塊 1006 所得到的資料。然後，這結果是在輸出取樣率可從圖 14b 而得的解碼第一音源訊號部分，此資料具有高取樣率，因此，任何更進一步的頻率增強並非必要這是因為解碼處理器係一頻域全頻段解碼器較佳的操作使用如圖 1a 至圖 5C 內容所述的智慧型填隙技術。

【0097】 圖 14b 中數個元件係相當近似於圖 14a 的跨處理器 700 的對應區塊，特別是關於 IGF 解碼器 704 對應至 IGF 處理 1122b、受控於量化 LPC 係數 1145 的反向噪聲塑形操作係對應至圖 14a 的反向噪聲塑形 703、

以及在圖 14b 中 TNS/TTS 合成區塊 705 對應至在圖 14a 中區塊 TNS/TTS 合成 705。然而，當圖 14a 中 IMDCT 區塊 702 操作在一低取樣率，圖 14b 中 IMDCT 區塊 1124 係操作在高取樣率。因此，圖 14b 中區塊 1124 包括大規模變換及折疊區塊 710、在區塊 712 的合成設窗以及重疊相加階段 714 其係具有對應大數量操作、大數量的窗係數以及一大變換規模相較於圖 7b 中對應特徵 720、722、724，其係操作在區塊 701，也將描述於之後在圖 14b 中跨處理器 1170 的區塊 1171。

【0098】 時域解碼處理器 1140 較佳的包括 ACELP 或時域低頻段解碼器 1200 其包括一 ACELP 適應性解碼器階段 1149 以取得解碼增益及創新編碼簿資訊。此外，一 ACELP 適應性編碼簿階段 1141 係被提供，一隨後的 ACELP 後置處理階段 1142 以及一最終合成濾波器例如 LPC 合成濾波器 1143，其係再受控於對應至在圖 11a 中編碼訊號剖析器 1100 的位元流解多工器 1100 所得到的量化 LPC 係數 1145。LPC 合成濾波器 1143 的輸出係輸入至一去加重階段 1144 供取消或解開圖 14a 的預處理器 1000 的預加重階段 1005 所引進的處理。結果是時域輸出訊號在一低取樣率及一低頻段，如果頻域輸出的情況需要，開關 1480 就在所指位置，去加重階段 1144 的輸出係引進到升取樣器 1210 且然後從時域帶寬擴展解碼器 1220 混合於高頻段。

【0099】 根據本發明實施例，音源解碼器還可包括如圖 11b 及圖 14b 所示的跨處理器 1170 以從第一編碼音源訊號部分的解碼頻譜表現計算第二解碼處理器的初始化資料使得第二解碼處理器係初始化來解碼在編碼音源訊號中時間上接隨在第一音源訊號部分後的編碼第二音源訊號部分，即使得時域解碼處理器 1140 準備好從一音源訊號部分至次一個的一即刻切換而沒有任何品質或效率的損失。

【0100】 較佳的，跨處理器 1170 包括一額外的頻時轉換器 1171 其操作在比第一解碼處理器的頻時轉換器較低的取樣率以在時域得到一另外的解碼第一訊號部分將作為初始化訊號或供其任何初始化資料可衍生。較佳的，此 IMDCT 或低取樣率頻時轉換器係實現為如圖 7b 所示的項目 726 (選擇器)、項目 720 (小規模變換及折疊)、具小量的窗係數如 722 所指的合成

設窗、以及具一小數量的操作如 724 所指的一重疊相加階段。因此，在頻域全頻段解碼器的 IMDCT 區塊 1124 係被實作為所指的區塊 710、712、714，IMDCT 區塊 1171 係實作為圖 7b 中所指的區塊 726、720、722、724。再，降取樣因子是時域編碼器取樣率或低取樣率以及較高頻域編碼器取樣率或輸出取樣率之間的比率且此降取樣因子可以是任何大於 0 且低於 1 的數。

【0101】 如圖 14b 所示，跨處理器 1170 更包括單獨或較其他元件增加的一延遲階段 1172 以延遲另一解碼第一訊號部分及饋入延遲解碼第一訊號部分至第二解碼處理器的一去加重階段 1144 供初始化。再者，跨處理器包括額外的或替代的一預加重濾波器 1173 及一延遲階段 1175 供濾波及延遲一另一解碼第一訊號部分及提供區塊 1175 的延遲輸出至 ACELP 解碼器的一 LPC 合成濾波階段 1143 供初始化目的。

【0102】 再者，跨處理器可包括替代的或較其他所述元件增加的一 LPC 分析濾波器 1174 以從另一解碼第一訊號部分或一預加重另一解碼第一訊號部分而產生一預估殘餘訊號以及饋入資料至第二解碼處理器的一編碼簿合成器，且較佳的是至適應性編碼簿階段 1141。再者，具低取樣率的頻時轉換器 1171 的輸出也是輸入至升取樣器 1210 的 QMF 分析階段 1471 供初始化目的，即當當下解碼音源訊號部分藉由頻域全頻段解碼器 1120 遞送。

【0103】 較佳的音源解碼器描述如下：波形解碼器部分由具 IGF 操作在解編碼器二者的輸入取樣率的一全頻段 TCX 解碼器路徑所構成。平行的，一替代的 ACELP 解碼器路徑在較低取樣率存在加強進一步藉由一 TD-BWE 順流。

【0104】 對於 ACELP 初始化當從 TCX 切換至 ACELP，一跨路徑(由一共享 TCX 解碼器前端組成但還可提供輸出在較低取樣率及一些後處理)存在時進行創新 ACELP 初始化。於 TCX 及 ACELP 之間在 LPCs 共用相同取樣率及濾波器順序能讓一較容易且較有效率的 ACELP 初始化。

【0105】 關於切換，二開關描繪於圖 14b。當第二開關 1160 順流選擇於 TCX/IGF 或 ACELP/TD-BWE 輸出之間，第一開關 1480 也預更新於再取樣 QMF 階段的緩衝順 ACELP 路徑藉由跨路徑的輸出或簡單通過 ACELP 輸出。

【0106】 綜上所述，本發明較佳觀點其能夠單獨或結合至一 ACELP 以及 TD-BWE 編碼器的結合其具一能夠全頻段 TCX/IGF 技術較佳地相聯使用一跨訊號。

【0107】 一更具體特徵是一跨訊號路徑供 ACELP 初始化來賦與無縫切換。

【0108】 另一方面，一短 IMDCT 係饋入有高比率長 MDCT 係數的一較低部分以有效率的在跨路徑實作一取樣率轉換。

【0109】 一進一步特徵是一有效率的實現跨路徑與一全頻段 TCX/IGF 部分地共享在解碼器。

【0110】 一進一步特徵是跨訊號路徑供 QMF 初始化來賦與從 TCX 至 ACELP 的無縫切換。

【0111】 一另外的特徵是當從 ACELP 切換至 TCX 時，至 QMF 的一跨訊號路徑允許補償 ACELP 再取樣輸出以及一濾波器組 TCX/IGF 輸出之間的延遲間隙。

【0112】 另一方面是儘管 TCX/IGF 編碼器/解碼器能夠全頻段，一 LPC 係供 TCX 及 ACELP 編碼器二者在相同取樣率及濾波器順序。

【0113】 隨後地，圖 14 係討論一時域解碼器的一較佳實施操作為一獨立的解碼器或結合於能夠全頻段的頻域解碼器。

【0114】 一般來說，時域解碼器包括一 ACELP 解碼器、一隨後地連接再取樣器或升取樣器以及一時域帶寬擴展功能。特別是，ACELP 解碼器包括供回復增益的一 ACELP 解碼階段、創新編碼簿 1149、一 ACELP 適應性編碼簿階段 1141、一 ACELP 後置處理器 1142、一 LPC 合成濾波器 1143 其受控於從一位元流解多工器或編碼訊號剖析器的量化 LPC 係數、以及隨後地連接去加重階段 1144。較佳的，在一 ACELP 取樣率的解碼時域訊號係沿著從位元流的控制資料而輸入至一時域帶寬擴展解碼器 1220，其係提供一高頻段在輸出。

【0115】 為升取樣去加重 1144 輸出，包括 QMF 分析區塊 1471 以及 QMF 合成區塊 1473 的一升取樣器係提供。在區塊 1471、1473 所定義的濾波器組域之中，一帶通濾波器係較佳的施用。特別是，如前所述，相同功

能也可以使用相同參考符號的相關討論。再者，時域帶寬擴展解碼器 1220 可實作如圖 13 所示，一般來說包括 ACELP 殘餘訊號或在 ACELP 取樣率的時域殘餘訊號的一升取樣最後至帶寬擴展訊號的一輸出取樣率。

【0116】 隨後地，進一步關於能全頻段的頻域編碼器及解碼器的內容將參考圖 1A 至圖 5C 來說明。

【0117】 圖 1a 繪示一編碼音源訊號 99 的裝置。音源訊號 99 係輸入至時間頻譜轉換器 100 用以將具有取樣率的音源訊號轉換成時間頻譜轉換器所輸出的頻譜表現 101。頻譜 101 係輸入至頻譜分析器 102 以分析其頻譜表現 101。頻譜分析器 102 係用於判斷第一組第一頻譜部分 103，其待編碼成第一頻譜解析度，以及不同的第二組第二頻譜部分 105，其待編碼成第二頻譜解析度。第二頻譜解析度係小於第一頻譜解析度。第二組第二頻譜部分 105 係輸入至參數計算器或是參數化編碼器 104，用以計算具有第二頻譜解析度的頻譜包絡線資訊。此外，頻譜域音源編碼器 106 係用於產生具有第一頻譜解析度之第一組第一頻譜部分的第一編碼表現 107。此外，參數計算器/參數化編碼器 104 係用於產生第二組第二頻譜部分之第二編碼表現 109。第一編碼表現 107 以及第二編碼表現 109 係輸入至位元流多工器或是位元流形成器 108（即區塊 108），最後輸出編碼音源訊號以傳送，或是儲存在儲存裝置上。

【0118】 通常，第一頻譜部分（例如圖 3a 之 306）將由兩個第二頻譜部分（例如 307a 與 307b）所環繞。此並非 HE AAC 的情況，在此核心編碼器頻率範圍係頻帶受限。

【0119】 圖 1b 係繪示與圖 1a 之編碼器相匹配的解碼器。第一編碼表現 107 係輸入至頻譜域音源解碼器 112 用於產生第一組第一頻譜部分的第一解碼表現，此解碼表現具有第一頻譜解析度。此外，第二編碼表現 109 係輸入至參數化解碼器 114 用於產生第二組第二頻譜部分之第二解碼表現，此第二組第二頻譜部分具有低於第一頻譜解析度的第二頻譜解析度。

【0120】 解碼器更包含頻率再生器 116，用以使用第一頻譜部分再生一再建第二頻譜部分，其具有第一頻譜解析度。頻率再生器 116 係執行平鋪填充操作，即使用一平鋪或是第一組第一頻譜部分之一部分，並將第一

組第一頻譜部分複製到重建範圍或具有第二頻譜部分的再建頻帶中。頻率再生器 116 係通常執行頻譜包絡線塑形或是由參數化解碼器 114 輸出的第二解碼表現所標示的另一操作，即使用第二組第二頻譜部分上的資訊。解碼的第一組第一頻譜部分以及再建的第二組頻譜部分，其標示在線 117 上之頻率再生器 116 之輸出，係輸入至頻譜時間轉換器 118 用於將第一解碼表現以及再建第二頻譜部分轉換成一時域表現 119，其具有特定的高取樣率。

【0121】 圖 2b 係繪示圖 1a 之編碼器的實現方式。音源輸入訊號 99 係輸入至對應於圖 1a 之時間頻譜轉換器 100 的分析濾波器組 220。然後，TNS 區塊 222 係執行時域雜訊塑形操作。因此，當沒有使用時域雜訊塑形/時域平鋪塑形操作，輸入至對應於圖 2b 之音調遮罩區塊 226 的圖 1a 之頻譜分析器 102 可以是全部頻譜值中的任一個；當使用如圖 2b 所繪示的區塊 222 之 TNS 操作時，該輸入可為頻譜剩餘數值。針對雙聲道訊號或是多聲道訊號，可另外執行聯合聲道編碼 228，所以圖 1a 之頻譜域編碼器 106 可包含此聯合聲道編碼區塊 228。此外，熵編碼器 232 係執行無損漏數據壓縮，且其亦為圖 1a 之頻譜域編碼器之一部分。

【0122】 頻譜分析器/音調遮罩 226 係將 TNS 區塊 222 之輸出分離成核心頻帶以及對應於第一組第一頻譜部分 103 的音調成分，以及對應於圖 1a 之第二組第二頻譜部分 105 的剩餘成分。標示為 IGF 參數抽取編碼的區塊 224 係對應圖 1a 之參數化編碼器 104，而位元流多工器 230 係對應圖 1a 之位元流多工器 108。

【0123】 較佳地，分析濾波器組 222 係以 MDCT（修改型離散餘弦轉換濾波器組）來實現，而此 MDCT 係以修改型離散餘弦轉換作為頻率分析工具，將訊號 99 轉換成時間頻率域。

【0124】 較佳地，頻譜分析器 226 係使用一音調遮罩。音調遮罩估算級係用於區分訊號中的音調成分以及類雜訊成分。此讓核心編碼器 228 可將所有的音調成分與一心理聽覺模組進行編碼。

【0125】 此方法優於古典的 SBR[1]的優點在於，核心編碼器能保存多音調訊號之諧波網格，而僅複數個正弦波之間間隙填充來自來源區域



之最匹配的「塑形雜訊」。

【0126】 在一對立體聲道之情形中，使用額外的聯合立體聲處理。此係必要的，因為對於特定的目的範圍，此訊號可為一相關性高的音源。在為特別區域選擇的來源區域非良好相關之情形中，雖然能量係匹配此目的區域，但此空間影像可能由於此非相關來源區域而受損。編碼器係分析每一個目的區域能量頻帶，通常執行頻譜值之一交叉相關性，且如果超過特定的門檻值，則為此能量頻帶設定聯合旗標。在此解碼器中，如果未設定聯合立體聲旗標，則個別地處理左聲道與右聲道能量頻帶。在設定聯合立體聲旗標之情形中，能量以及修補兩者係在聯合立體聲領域中執行。IGF 區域的聯合立體聲資訊係訊號化，且與核心編碼之聯合立體聲資訊相似，如果預測之方向係從降混到剩餘，則此核心編碼含有指示預測之情形的旗標；亦可反向操作。

【0127】 此能量可從 L/R 領域中所傳送的能量來計算。

$$midNrg[k] = leftNrg[k] + rightNrg[k];$$

$$sideNrg[k] = leftNrg[k] - rightNrg[k];$$

其中，k 為轉換領域的頻率參數。

【0128】 另一解決方案係在聯合立體聲領域中針對頻帶直接計算以及傳送能量，在此頻帶中聯合立體聲係活躍的，所以在解碼器側不需要額外的能量轉換。

【0129】 此來源平鋪總是根據此中間/側矩陣來創建：

$$midTile[k] = 0.5 \cdot (leftTile[k] + rightTile[k])$$

$$sideTile[k] = 0.5 \cdot (leftTile[k] - rightTile[k])$$

【0130】 能量調整：

$$midTile[k] = midTile[k] \cdot midNrg[k];$$

$$sideTile[k] = sideTile[k] \cdot sideNrg[k];$$

【0131】 聯合立體聲->LR 轉換：

【0132】 如果沒有編碼額外的預測參數：

$$leftTile[k] = midTile[k] + sideTile[k]$$

$$rightTile[k] = midTile[k] - sideTile[k]$$

【0133】 如果編碼額外的預測參數且如果訊號化方向係從中間往側邊：

$$sideTile[k] = sideTile[k] - predictionCoeff \cdot midTile[k]$$

$$leftTile[k] = midTile[k] + sideTile[k]$$

$$rightTile[k] = midTile[k] - sideTile[k]$$

【0134】 如果訊號化方向係從側邊往中間：

$$midTile[k] = midTile[k] - predictionCoeff \cdot sideTile[k]$$

$$leftTile[k] = midTile[k] - sideTile[k]$$

$$rightTile[k] = midTile[k] + sideTile[k]$$

【0135】 此處理係確保用於再生的平鋪與目的區域以及經淘選的目的區域為高度相關，即使來源區域不相關，但此結果左聲道以及右聲道仍然代表具相關性且經淘選的音源，以維護此種區域的立體聲影像。

【0136】 換句話說，在此位元流中，傳送聯合立體聲旗標以表示是否將使用 L/R 或是 M/S 作為一般聯合立體聲編碼之舉例。在解碼器中，首先，核心訊號係解碼，其由核心頻帶之聯合立體聲旗標來標示。第二，核心訊號係儲存在 L/R 以及 M/S 表現。為了 IGF 平鋪填充，選擇來源平鋪表現以配合此目標平鋪表現，其由 IGF 頻帶之聯合立體聲資訊來標示。

【0137】 時域雜訊塑形 (TNS) 係為一標準技術，且為 AAC 的一部分。TNS 被認為是感知編碼器之基本機制的延伸，在濾波器組以及量化級之間插入一可選擇的處理步驟。TNS 模組之主要任務係隱藏在瞬變 (像是訊號) 之時域遮蔽區域中所製造的量化噪聲，如此可導致更高效率的編碼機制。首先，TNS 使用「向前預測」在轉換領域 (例如 MDCT) 計算一組預測係數。然後，這些係數用於平坦化訊號之時域包絡線。當量化影響 TNS 所濾波的頻譜，量化噪聲亦暫時地平坦。在解碼器側上使用反向 TNS 濾波，根據 TNS 濾波器之時域包絡線塑形量化噪聲，因此量化噪聲短暫的被遮蔽。

【0138】 IGF 係基於 MDCT 表現。為高效率的編碼，較佳地，必須使用大約 20 毫秒之長區塊。如果在此種長區內的訊號包含瞬變訊號，由於平鋪填充，在 IGF 頻譜帶中可聽見的預回音以及後回音。

【0139】 在 IGF 的鄰近關係中使用 TNS 以降低預回音效果。在此，

當解碼器中的頻譜再生在 TNS 剩餘訊號上執行時，TNS 係作為一時域平鋪塑形 (TTS) 工具。通常，使用編碼器側上的全部頻譜來計算以及使用所需要的 TTS 預測係數。TNS/TTS 開始頻率以及停止頻率不受 IGF 工具之 IGF 開始頻率  $f_{IGFstart}$  的影響。相比於傳統的 TNS，TTS 停止頻率係增加至 IGF 工具之停止頻率，其係高於  $f_{IGFstart}$ 。在解碼器側上，TNS/TTS 係數係再次應用於全部頻譜上，即核心頻譜加上再生頻譜加上來自音調遮罩的音調成分 (參見第 7e 圖)。必須使用 TTS 以形成再生頻譜之時域包絡線，以再次匹配原始訊號之包絡線。

【0140】 在傳統的解碼器中，音源訊號上的頻譜修補造成修補邊界上的頻譜相關性惡化，從而引進分散影響音源訊號之時域包絡線。因此，在剩餘訊號上執行 IGF 平鋪填充的另一好處是，在使用塑形濾波器之後平鋪邊界係無縫相關，導致訊號有更忠實的時域再現。

【0141】 在 IGF 編碼器中，除了音調成分之外，高於 IGF 開始頻率的訊號沒有經歷 TNS/TTS 濾波、音調遮罩處理以及 IGF 參數估算的頻譜。核心編碼器使用演算編碼以及預測編碼之原理來編碼此稀疏頻譜。這些編碼成分隨著訊號化位元而形成此音源之位元流。

【0142】 圖 2a 繪示相對應的解碼器實現方式。在圖 2a 中的位元流對應於編碼音源訊號，且輸入至解多工器/解碼器，其係連接圖 1b 之區塊 112 與 114。位元流解多工器係將輸入音源訊號分離成圖 1b 之第一編碼表現 107 以及圖 1b 之第二編碼表現 109。具有第一組第一頻譜部分的第一編碼表現係輸入至對應於圖 1b 之頻譜域解碼器 112 的聯合聲道解碼區塊 204。第二編碼表現係輸入至參數化解碼器 114 (圖 2a 未繪示)，然後輸入至對應於圖 1b 之頻率再生器 116 的 IGF 區塊 202。頻率再生所需的第一組第一頻譜部分係經由線 203 輸入至 IGF 區塊 202。此外，在聯合聲道解碼 204 之後，在音調遮罩區塊 206 使用特定的核心解碼，使得音調遮罩 206 之輸出能對應頻譜域解碼器 112 之輸出。然後，組合器 208 執行結合，即組合器 208 輸出之訊框架購現在具有全部範圍的頻譜，但是仍然在 TNS/TTS 濾波領域中。然後，在區塊 210，使用線 109 提供之 TNS/TTS 濾波器資訊執行反向 TNS/TTS 操作，即 TTS 輔助資訊較佳地包含在頻譜域編碼器 106 (例如直

截 AAC 或是 USAC 核心編碼器) 所產生的第一編碼表現內；或是亦可包含在第二編碼表現內。在區塊 210 之輸出中，提供完整的到最高頻率的頻譜，其全部範圍頻率係由原始輸入訊號之取樣率所定義。然後，在合成濾波器組 212 中執行頻譜/時間轉換，以最後取得音源輸出訊號。

【0143】 圖 3a 繪示此頻譜之示意表現。此頻譜係在倍率因數頻帶 SCB 細分，在圖 3a 之繪示範例中倍率因數頻帶 SCB 有七個倍率因數頻帶 SCB1 至 SCB7。倍率因數頻帶可為 AAC 標準所定義的 AAC 倍率因數頻帶，以及有增加頻寬至上頻率，如圖 3a 所大略地繪示。較佳地，不從頻譜此開始處（即低頻處）執行智慧型填隙，但是在 309 所繪示的 IGF 開始頻率上開始 IGF 操作。因此，核心頻帶從最低頻率核心頻帶延伸至 IGF 開始頻率。高於 IGF 開始頻率，頻譜分析係用以區分高解析度頻譜成分 304、305、306 與 307，以及第二組第二頻譜部分所表現的低解析度成分。圖 3a 係繪示例示性地輸入至頻譜域編碼器 106 或聯合聲道編碼器 228 的頻譜，即核心編碼器運作在全部範圍，但是編碼大量的零頻譜值，即這些零頻譜值量化成零，或是在量化之前或之後設定為零。不管怎樣，核心編碼器運作在全部範圍，彷彿是所繪示的頻譜一樣，即此核心解碼器不知道具有低頻譜解析度之第二組第二頻譜部分之任何智慧型填隙或是編碼。

【0144】 較佳地，當僅計算每一個比例因數帶的單一頻譜值而定義第二解析度或是低解析度，此高解析度係由頻譜線（例如 MDCT 線）之線狀編碼來定義。其中一個比例因數帶係覆蓋幾個頻率線。如此，相對於頻譜解析度，第二低解析度係低於線狀編碼所定義的第一解析度或是高解析度許多。核心編碼器（例如 AAC 核心編碼器或是 USAC 核心編碼器）係通常使用線狀編碼。

【0145】 圖 3b 係繪示關於倍率因數或是能量計算之狀況。由於編碼器為核心編碼器，但本發明不受限於此，以及由於每一個頻帶中的第一組頻譜部分之成分，此核心編碼器係為每一個頻帶計算倍率因數，不僅在低於 IGF 開始頻率 309 的核心範圍，也在高於 IGF 開始頻率直到最高頻率  $f_{IGFstop}$ 。最高頻率  $f_{IGFstop}$  係小於或等於取樣頻率之一半，即  $fs/2$ 。如此，圖 3a 之編碼音調部分 302、304、305、306 與 307，以及此實施例中的倍率因

數 SCB1 至 SCB7 係對應於高解析度頻譜數據。低解析度頻譜數據係從 IGF 開始頻率開始計算，且對應於能量資訊值 E1、E2、E3 與 E4，其與倍率因數 SF4 至 SF7 一起傳送。

【0146】 特別地，當核心編碼器係在低位元率之情況時，可額外使用核心頻帶中的額外噪聲填充操作，即比 IGF 開始頻率更低的頻率，即在倍率因數頻帶 SCB1 至 SCB3。在噪聲填充，其存在幾個已經量化成零的相鄰近頻譜線。在解碼器側上，這些量化成零的頻譜值係再合成，且使用噪聲填充能量（例如圖 3b 之 308 所繪示的 NF2）調整再合成頻譜值之振幅。噪聲填充能量，其可相對於 USAC 中的倍率因數而用絕對用語或是相對用語特別地給定，係對應於該組量化成零的頻譜值之能量。這些噪聲填充頻譜線亦可被認為是第三組第三頻譜部分，其係使用來自來源範圍以及能量資訊 E1、E2、E3 與 E4 的頻譜值，使用來自用於再建頻率平鋪的其他頻率的頻率平鋪而直截噪聲填充合成，沒有使用任何依賴頻率再生的 IGF 操作。

【0147】 較佳地，用於能量資訊的此頻帶係與倍率因數頻帶相一致地計算在其他實施例中，使用能量資訊數值分群，例如倍率因數頻帶 4 以及 5，使得僅傳送單一能量資訊數值，但是在此實施例中，分群再建頻帶之邊界係與倍率因數頻帶之邊界相一致。如果使用不同頻帶分隔，然後使用特定的再計算或是計算，此可依據特定的實現方式而能被理解。

【0148】 較佳地，圖 1a 之頻譜域編碼器 106 係為心理聽覺驅動編碼器，如圖 4a 所繪示。通常，如 MPEG2/4 AAC 標準或是 MPEG1/2 所繪示，第 3 層標準，被轉換成頻譜範圍（圖 4a 中的 401）之後，待編碼的音源訊號係轉發至倍率因子計算器 400。倍率因子計算器係由心理聽覺模型所控制，其另外接收此待量化的音源訊號或是接收（在 MPEG 1/2 第 3 層或是 MPEG AAC 標準）音源訊號之複值頻譜表現。心理聽覺模型係針對每一個比例因子帶計算代表心理聽覺門檻值的倍率因子。然後，由內部迭代以及外部迭代或是任何其他合適的編碼程序來調整倍率因子，以執行特定的位元率情況。然後，一方面待量化的頻譜值，以及另一方面所計算的倍率因子係輸入至量化處理器 404。在直截音源編碼器操作中，待量化的頻譜值係由倍率因子加權，然後加權頻譜值係輸入至固定量化器（其通常具有壓縮

功能) 到上振幅範圍。然後，在量化處理器之輸出存在量化參數，其係轉發到熵編碼器，其通常對鄰近頻率值的一組零量化參數有特定且非常高效率的編碼，或是此技術領域中亦被稱為零數值之「執行 (run)」。

【0149】 然而，在圖 1a 之音源編碼器中，量化處理器通常從頻譜分析器接收第二頻譜部分上的資訊。如此，量化處理器 404 係確保，在量化處理器 404 之輸出，由頻譜分析器 102 識別出的第二頻譜部分係為零或是有由編碼器或是解碼器確認為零表現，其可為非常有效率的編碼，特別是當頻譜中存在零值的「執行」。

【0150】 圖 4b 繪示此量化處理器之一實現方式。MDCT 頻譜值可輸入至一設零區塊 410。然後，在區塊 412 執行倍率因子加權之前第二頻譜部分已經設定為零。在額外的實現方式，不提供區塊 410，但是在加權區塊 412 之後在區塊 418 執行設零運作。在另一實現方式，設零操作亦可在量化器區塊 420 地量化之後，於設零區塊 422 執行。在此實現方式，將不出現區塊 410 以及 418。通常，依據特定的實現方式來提供區塊 410、418 與 422 中的至少一個。

【0151】 然後，在區塊 422 之輸出，對應於圖 3a 中所繪示的取得量化頻譜。然後，量化頻譜係輸入至熵編碼器，例如圖 2b 中的 232，其可為一 Huffman 編碼器或是一演算編碼器，如 USAC 標準中所定義的。

【0152】 設零區塊 410、418 與 422 係彼此可選擇地提供，或由頻譜分析器 424 平行控制。較佳地，頻譜分析器包含熟知的音調偵測器之任何實現方式，或包含任何不同種類的偵測器，其操作用於將頻譜分隔成高解析度之待編碼的成分以及低解析度之待編碼成分。在頻譜分析器中實現的其他演算法，可為聲音活動偵測器、噪聲偵測器、語音偵測器或是任何其他依據不同頻譜部分之解析度需求上頻譜資訊或是相關聯的元數據而決定的偵測器。

【0153】 圖 5a 係繪示圖 1a 之時間頻譜轉換器 100 較佳實現方式，例如以 AAC 或是 USAC 實現。時間頻譜轉換器 100 包含由瞬變偵測器 504 控制的設窗器 (windower) 502。當瞬變偵測器 504 偵測到一瞬變，然後從長視窗到短視窗的切換係訊號化到設窗器 502。然後，設窗器 502 針對重疊

區塊計算設窗的訊框，其中每一個設窗的訊框通常具有兩個  $N$  數值，例如 2048 數值。然後，執行在區塊變換器 506 之內的轉換，而區塊轉換器通常另外提供一抽取 (decimation)，以執行結合的抽取/轉換以取得具有  $N$  個數值的頻譜訊框，例如 MDCT 頻譜值。如此，為了長窗操作，在區塊 506 之輸入的訊框包含兩倍  $N$  個數值，例如 2048 個數值，而一頻譜訊框具有 1024 個數值。然而，當執行八個短區塊且相比於長窗每一個短區塊具有  $1/8$  設窗時間域數值，且相比於長區塊每一個頻譜區塊具有  $1/8$  頻譜值時，對短區塊執行切換。如此，當抽取與設窗器之 50%重疊操作相結合時，此頻譜為時間域音源訊號 99 之嚴格取樣版本。

【0154】 後續，參考圖 5b，其繪示圖 1b 之頻率再生器 116 以及頻譜時間轉換器 118，或是圖 2a 之區塊 208 與 212 之結合操作之特定實現方式。在圖 5b，考量特定的重建頻帶，例如圖 3a 之比例因子帶 6。在重建頻帶中的第一頻譜部分，即圖 3a 之第一頻譜部分 306 係輸入至訊框建立器/調整器區塊 510。此外，為了比例因子帶 6 而再建的第二頻譜部分係一起輸入至訊框建立器/調整器 510。此外，用於比例因子帶 6 的能量資訊，例如圖 3b 之  $E3$ ，亦輸入至區塊 510。在重建頻帶中再建的第二頻譜部分已經由使用來源範圍的頻率平鋪填充產生，然後再建頻帶係對應目標範圍。現在，執行此訊框之能量調整，然後最終取得完整的具有  $N$  個數值的再建訊框，例如在圖 2a 之組合器 208 之輸出取得。然後，在區塊 512，執行反向區塊轉換/內插以取得 248 時間域數值，例如在區塊 512 之輸入上的 124 個頻譜值。然後，在區塊 514 執行一合成設窗操作，其由在編碼音源訊號中傳送作為輔助資訊之長窗/短窗指示再次控制。然後，在區塊 516，對先前時間訊框執行重疊/相加操作。較佳地，MDCT 係使用 50%重疊，而為了每一個新的  $2N$  個數值的時間訊框，最後輸出  $N$  個時間域數值。由於在區塊 516 中重疊/相加操作，從一訊框到下一個訊框提供臨界取樣以及連續交越點，較佳的是 50%重疊。

【0155】 如圖 3a 中的 301 所繪示，不僅在低於 IGF 開始頻率下另外使用噪聲填充操作，但亦可高於 IGF 開始頻率，例如為考量重建頻帶與圖 3a 之比例因子帶 6 相一致。然後，噪聲填充頻譜值亦可輸入至訊框建立器/

調整器 510，而噪聲填充頻譜值之調整亦可在區塊內應用或是在輸入至訊框建立器/調整器 510 之前可使用噪聲填充能量調整噪聲填充頻譜值。

【0156】 較佳地，可在此完整的頻譜中使用 IGF 操作，即使用來自其他部分的頻譜值的頻率平鋪填充操作。如此，頻譜平鋪填充操作不僅可應用在高於 IGF 開始頻率的高頻帶，但亦可應用在低頻帶。此外，沒有頻率平鋪填充的噪聲填充亦可應用在低於 IGF 開始頻率，亦可高於 IGF 開始頻率。然而，其發現當噪聲填充操作受限於低於 IGF 開始頻率的頻率範圍，以及當此頻率平鋪填充操作係受限於高於 IGF 開始頻率的頻率範圍，可如圖 3a 所繪示，獲得高品質以及高效率音源編碼。

【0157】 較佳地，目標平鋪 (TT) (具有大於 IGF 開始頻率的頻率) 係受制於全部比率編碼器之比例因子帶邊界。來源平鋪 (ST)，其從資訊取得，即低於 IGF 開始頻率的頻率不受限於比例因子帶邊界。ST 的尺寸應對應於相關聯的 TT 的尺寸。

【0158】 後續，參考圖 5c 其繪示圖 1b 實施例之頻率再生器 116 或是圖 2a 之 IGF 區塊 202 之較佳實施例。區塊 522 係為頻率平鋪產生器，其不僅接收目標頻帶 ID，也另外接收來源頻帶 ID。例示性地，其已經決定在編碼器側上圖 3a 之比例因子帶 3 係非常好的適合再建比例因子帶 7。如此，來源頻帶 ID 將是 2，而目標頻帶 ID 將是 7。基於此資訊，頻率平鋪產生器 522 係使用複製或是諧波平鋪填充操作或是任何其他平鋪填充操作，以產生頻譜成分之原始第二部分 523。頻譜成分之原始第二部分具有頻率解析度，其與第一組第一頻譜部分中的頻率解析度相同。

【0159】 然後，再建頻帶之第一頻譜部分，例如圖 3a 之 307，係輸入至訊框建立器 524，而原始第二部分 523 亦輸入至訊框建立器 524。然後，再建訊框係由調整器 526 使用再建頻帶之增益因子調整，此增益因子係由增益因子計算器 528 所計算。然而，重要地，訊框中的第一頻譜部分並不受調整器 526 影響，但是僅再建訊框之原始第二部分受調整器 526 影響。在此，增益因子計算器 528 係分析來源頻帶或是原始第二部分 523，並另外分析在再建頻帶中的第一頻譜部分，以最終發現正確的增益因子 527，使得當考量比例因子帶 7 時，調整器 526 所輸出的調整訊框之能量具有能量 E4。



【0160】 此外，如圖 3a 所繪示，頻譜分析器係用以分析頻譜表現，直到最高分析頻率，其僅是低於取樣頻率之一半的小數量，而較佳的是取樣頻率的至少一四分之一或是通常更高。

【0161】 如圖所繪示，編碼器之運作不須降取樣，而解碼器之運作不須升取樣。換句話說，頻譜域音源編碼器係用以產生具有 Nyquist 頻率的頻譜表現，此 Nyquist 頻率係由最初輸入音源訊號之取樣率所定義。

【0162】 此外，如圖 3a 所繪示，頻譜分析器係用以分析從填隙開始頻率開始且結束於由最高頻率表現之最高頻率的頻譜表現。從最低頻率向上延伸到填隙開始頻率的頻譜部分係屬於第一組頻譜部分以及另一頻譜部分例如 304、305、306 與 307，其具有高於填隙頻率的頻率值，另外係包含在第一組第一頻譜部分內。

【0163】 如概述，頻譜域音源解碼器 112 係使得第一解碼表現中的頻譜數值的最高頻率表現等於包含在具有此取樣率的時域表現內的最高頻率，其中在第一組第一頻譜部分中的最高頻率的頻譜數值係為零或是不同於零。不管怎樣，對於第一組頻譜成分的最高頻率，存在比例因子帶之倍率因子，其不考慮是否此比例因子帶中的所有頻譜值係設為零而產生且傳送，如圖 3a 以及圖 3b 所討論的鄰近關係。

【0164】 因此，相對於其他參數化技術係增加壓縮效率，例如噪聲替換以及噪聲填充（這些技術係專為像局部訊號內容的噪聲之高效率表現），IGF 之優點在於讓音調成分之精確頻率再現。目前，沒有技術可以在低頻帶（LF）以及高頻帶（HF）中不須固定 a-優先區段（a-priory division）的限制而解決任意的訊號內容之高效率參數表現。

【0165】 隨後地，可分別或一起實作的併有填隙操作的全頻段頻域第一編碼處理器以及全頻段頻域解碼處理器的進一步選擇性的特徵係討論與定義。

【0166】 特別是，對應於區塊 1122a 的頻譜域解碼器 112 係配置為輸出一連串的頻譜值得解碼訊框，一解碼訊框是第一解碼表現，其中訊框包括第一組頻譜部分的頻譜值以及第二頻譜部分的多個 0 表現。再者，解碼裝置包括一結合器 208。頻譜值係藉由供第二組第二頻譜部分的一頻率再生

器所產生，其中結合器以及頻率再生器二者皆包含於區塊 1122b 之中。因此，藉由結合第二頻譜部分以及第一頻譜部分，可得到一再現頻譜訊框其包括第一組第一頻譜部分以及第二組頻譜部分的頻譜值，對應至圖 14b 中 IMDCT 區塊 1124 的頻譜時間轉換器 118 然後轉換了再現頻譜訊框至時域表現。

【0167】 如描述，頻譜時間轉換器 118 或 1124 係配置為進行一反向改進的離散餘弦變換 512、514 且更包括一重疊相加階段 516 以重疊相加隨後的時域訊框。

【0168】 特別的，頻譜域音源解碼器 1122a 係配置為產生第一解碼表現使得第一解碼表現具有一奈奎斯特頻率其定義一取樣率是等於頻時轉換器 1124 所產生的時域表現的一取樣率。

【0169】 再者，解碼器 1112、1122a 係配置為產生第一解碼表現使得一第一頻譜部分 306 係針對頻率放置於第二頻譜部分 307a、307b 之間。

【0170】 在一實施例，藉由在第一解碼表現中的最大頻率的一頻譜值所表現的一最大頻率係等於包含在由頻時轉換器所產生的時域表現的一最大頻率，其中在第一解碼表現中的最大頻率的頻譜值係為 0 或不同於 0。

【0171】 再者，如圖 3 所示，編碼第一音源訊號部分更包括一第三組要藉由噪聲填充而再現的第三頻譜部分的一編碼表現，第一解碼處理器 1120 還可包含一噪聲填充器其包含在區塊 1122b 以從第三組第三頻譜部分的一編碼表現來萃取噪聲填充資訊 308 以及施加一噪聲填充操作於第三組第三頻譜部分而沒有使用在一不同頻率範圍的一第一頻譜部分。

【0172】 再者，頻譜域音源解碼器 112 係配置為產生第一解碼表現其具有第一頻譜部分頻率值大於藉由頻譜時間轉換器 118 或 1124 所輸出的時域表現所涵蓋的頻率範圍的中間的頻率。

【0173】 再者，頻譜分析器或全頻段分析器 604 係配置為分析時頻轉換器 602 所產生的表現供決定將要以第一高頻譜解析度編碼的一第一組第一頻譜部分以及將要以低於第一頻譜解析度的一第二頻譜解析度編碼的不同的第二組第二頻譜部分，藉由頻譜分析器的裝置，一第一頻譜部分 306 係針對頻率被決定於二個第二頻譜部分如圖 3 的 307a 及 307b。

【0174】 特別的，頻譜分析器係配置為分析高達一最大分析頻率的頻譜表現，最大分析頻率係至少是音源訊號的一取樣頻率的四分之一。

【0175】 特別的，頻譜域音源編碼器係配置為處理一連串的頻譜值得訊框供一量化及熵編碼，其中，在一訊框中，第二組第二部分的頻譜值係設為 0，或其中，在訊框中，第一組第一頻譜部分以及第二組第二頻譜部分的頻譜值係展現，其中，在隨後的處理時，在第二組頻譜部分的頻譜值係設為 0 如示例的出示在 410、418、422。

【0176】 頻譜域音源編碼器係配置為產生一頻譜表現其具有一音源輸入訊號或操作在頻域的第一編碼處理器所處理的音源訊號的第一部分的取樣率所定義的一奈奎斯特頻率。

【0177】 再者，頻譜域音源編碼器 606 係配置為提供第一編碼表現使得使得，對於一取樣音源訊號的一訊框，編碼表現包括第一組第一頻譜部分以及第二組第二頻譜部分，其中在第二組頻譜部分的頻譜值係編碼為 0 或噪聲值。

【0178】 全頻段分析器 604 或 102 係配置為分析頻譜表現以填隙開始頻率 209 開始並以一最大頻率  $f_{max}$  其藉由包含在頻譜表現以及從屬於第一組第一頻譜部分的一最小頻率直到填隙開始頻率 309 擴展的一頻譜部分中的一最大頻率所表現而結束。

【0179】 特別的，分析器係配置為施加一音調遮罩處理頻譜表現的至少一部分使得音調部分以及非音調部分彼此分開，其中第一組第一頻譜部分包括音調部分，其中第二組第二頻譜部分包括非音調部分。

【0180】 雖然本發明已經描述區塊圖的內容其中區塊代表實際或邏輯硬體元件，本發明也可以藉由一電腦實作方法來實作。在之後的案例，區塊代表對應方法步驟其中這些方法代表對應邏輯或實體硬體區塊所進行的功能。

【0181】 雖然一些方面已經描述在一裝置的內容，很清楚的是這些方面也代表對應方法的一描述，其中一區塊或裝置對應至一方法步驟或一方法步驟的特徵。類似的，描述在一方法步驟的內容的方面也代表一對應區塊或項目或一對應裝置的特徵的的一描述。方法步驟的一些或全部也可以

藉由（或使用）一硬體裝置來執行，像是例如一微處理器、一可編程電腦或一電子電路。在一些實施例中，大多重要方法步驟的某一個或更多也可以執行在這種裝置上。

【0182】 本發明傳送或編碼的訊號可以儲存在一數位儲存媒體或可傳送在一傳輸媒體例如一無線傳輸媒體或一有線傳輸媒體例如網際網路。

【0183】 依據某個實作需求，本發明的實施例可實作在硬體或軟體。這實作可使用一數位儲存媒體來進行，例如一軟碟、一 DVD、一藍光光碟、一 CD、一 ROM、一 PROM、EPROM、一 EEPROM 或一快閃記憶體，其中儲存具電子可讀取控制訊號，其係與一可編程電腦系統協同操作（或能夠協同操作）使得分別的方法係進行。因此，數位儲存媒體可以是電腦可讀取的。

【0184】 根據本發明的一些實施例包括一資料載體其具有電子可讀取控制訊號，其能夠與一可編程電腦系統協同運作，使得所述方法之一能夠進行。

【0185】 一般來說，本發明實施例可實作為具程式碼的一電腦程式產品，當電腦程式產品執行在一電腦時，程式碼可運作來進行其中一種方法。程式碼可例如儲存在一機器可讀取載體。

【0186】 其他實施例包括進行前述其中之一方法的電腦程式，儲存在一機器可讀取載體。

【0187】 換句話說，本發明方法的一實施例因而是一電腦程式其具有一程式碼供進行所述方法之一當電腦程式運行在一電腦時。

【0188】 本發明方法的再一實施例因而是一資料載體（或一非暫態儲存媒體例如一數位儲存媒體、或一電腦可讀取媒體）其包括記錄於其的電腦程式供進行所述方法之一。此資料載體、數位儲存媒體、或電腦可讀取媒體典型上是有形的及／或非暫態。

【0189】 本發明方法的再一實施例因而是一資料串流或一連串的訊號其表現電腦程式供進行所述方法之一。此資料串流或一連串的訊號可以例如配置為經由一資料通訊連線例如網際網路來傳輸。

【0190】 再一實施例包括一處理裝置，例如，一電腦或一可編程邏輯

裝置，配置為或適宜進行所述方法之一。

【0191】 再一實施例包括一電腦具安裝在其的電腦程式供進行所述方法之一。

【0192】 根據本發明再一實施例包括一裝置或一系統配置為傳送(例如，電子地或光學地)供進行所述方法之一的一電腦程式至一接收器。接收器可以例如是一電腦、一行動裝置、一記憶裝置或類似物等。此裝置或系統可以例如包括一檔案伺服器供傳輸電腦程式至接收器。

【0193】 在一些實施例中，一可編程邏輯裝置(例如，一現場可編程邏輯閘陣列)可以使用來進行所述方法的一些或全部功能。在一些實施例中，一現場可編程邏輯閘陣列可與一微處理器協同操作以進行所述方法之一。一般來說，這些方法較佳地藉由硬體裝置來進行。

【0194】 在較佳實施例之詳細說明中所提出之具體實施例僅用以方便說明本發明之技術內容，而非將本發明狹義地限制於上述實施例，在不超出本發明之精神及以下申請專利範圍之情況，所做之種種變化實施，皆屬於本發明之範圍。

## 【符號說明】

## 【0195】

- 99：音源訊號、音源輸入訊號、訊號、時間域音源訊號、輸入音源訊號、編碼音源訊號
- 100：時間頻譜轉換器
- 101：頻譜表現、頻譜、頻譜分析器
- 102：頻譜分析器
- 103：第一組第一頻譜部分、核心頻帶以及音調成分
- 104：參數計算器/參數化編碼器
- 105：第二組第二頻譜部分
- 106：頻譜域音源編碼器、頻譜域編碼器
- 107：第一編碼表現
- 108：位元流形成器、區塊、位元流多工器
- 109：第二編碼表現、線
- 112：頻譜域音源解碼器、區塊、頻譜域解碼器
- 114：參數化解碼器、區塊
- 116：頻率再生器
- 117：線、再建的第二組頻譜部分
- 118：頻譜時間轉換器
- 119：時域表示
- 200：解多工器/解碼器
- 202：IGF 區塊、IGF
- 203：線
- 204：聯合聲道解碼、聯合聲道解碼區塊
- 206：音調遮罩、音調遮罩區塊
- 208：組合器
- 209：填隙開始頻率+A146

- 210：區塊、反向 TNS
- 212：合成濾波器組
- 220：分析濾波器組、音源訊號
- 222：TNS 區塊、區塊、TNS、分析濾波器組
- 224：IGF 參數抽取編碼、區塊
- 226：音調遮罩區塊、頻譜分析器/音調遮罩
- 228：聯合聲道編碼、聯合聲道編碼區塊、核心編碼器、聯合聲道編碼器
- 230：位元流多工器
- 232：熵編碼器
- 302：編碼音調部分
- 304、305、306：高解析度頻譜成分、編碼音調部分、頻譜部分、第一頻譜部分
- 307：高解析度頻譜成分、編碼音調部分、頻譜成分、消失的諧波、頻譜部分、第一頻譜部分、諧波
- 307a、307b：頻譜部分
- 308：雜音填充資訊
- 309：IGF 開始頻率、智慧型填隙開始頻率、填隙開始頻率、填隙頻率、間隙填充頻率
- 309：填隙開始頻率
- 390：頻率、重建頻率
- 391：頻率錯誤
- 400：倍率因子計算器
- 401：頻譜範圍
- 402：心理聽覺模型
- 404：量化處理器
- 410：設零區塊、區塊、設零
- 412：區塊、加權區塊、倍率因子加權
- 418：區塊、設零區塊、設零

- 420：量化器區塊、量化器
- 422：設零區塊、區塊、設零
- 424：頻譜分析器
- 502：設窗器
- 504：瞬變偵測器
- 506：區塊轉換器、區塊
- 510：訊框建立器/調整器區塊、訊框建立器/調整器、區塊
- 512：區塊、反向區塊轉換/內插
- 514：區塊、合成設窗
- 516：區塊、對先前時間訊框執行重疊/相加
- 522：區塊、頻率平鋪產生器
- 523：原始第二部分
- 523：頻譜成分
- 524：訊框建立器
- 526：調整器
- 527：增益因子
- 528：增益因子計算器
- 600：TCX 編碼器、具 IGF 的全頻段頻域、第一編碼處理器、頻域編碼器
- 601：音源訊號輸入、第一音源訊號部分、第二音源訊號部分
- 602：MDCT (輸入 SR)、時頻轉換器、時頻轉換器區塊、區塊
- 604：全頻段分析器
- 604a：TNS/TTS 分析、TNS/TTS 分析區塊、時間噪聲塑形/時間平鋪塑形分析區塊
- 604b：IGF 編碼器
- "606：高解析度編碼器  
參數化編碼器、頻譜域音源編碼器、頻譜編碼器"
- 606a：區塊、噪聲塑形、噪聲塑形區塊
- 606b：區塊、量化/編碼



- 610：ACELP 編碼器、時域編碼處理器、時域編碼器、第二編碼處理器  
(時域)
- 611：LPC 分析濾波、LPC 分析濾波區塊、區塊
- 612：區塊、適應性編碼簿、適應性編碼簿區塊、適應性編碼簿階段
- 613：MMSE、編碼簿決定器
- 614：創新編碼簿區塊、創新編碼簿階段
- 615：ACELP 增益／編碼、ACELP 增益／編碼階段
- 616：LPC 合成濾波、LPC 合成濾波區塊
- 617：去加重、去加重區塊、去加重階段
- 618：適應性 BPF、適應性低音後置濾波器階段
- 620：TCX/ACELP 切換決定：切換於 TCX 及 ACELP 分支之間、控制  
器
- 621：控制線、頻域編碼器模擬器
- 622：時域編碼處理器模擬器、時域編碼器模擬器、控制線
- 623：選擇器
- 630：位元流多工器、區塊、編碼訊號形成器
- 632：編碼音源訊號、編碼訊號形成器
- 700：TCX 解碼器、跨處理器、頻譜解碼器
- 701：TCX 解碼器、區塊、頻譜解碼器
- 702：IMDCT (ACELP SR)、IMDCT 區塊、反向改進的離散餘弦變換、  
區塊
- 703：反向噪聲塑形、反向噪聲塑形區塊、噪聲塑形區塊
- 704：IGF 解碼器、LPC 分析濾波區塊、選擇性填隙解碼器
- 705：TNS/TTS 合成、TNS／TTS 合成區塊、區塊 TNS／TTS 合成
- 706：LPC 分析濾波
- 707：延遲階段
- 708：加權 LPC 分析濾波
- 708：加權預估係數分析濾波階段
- 709：預加重

- 709：預加重階段
- 710：大規模變換及折疊、折疊區塊
- 710：更延遲階段
- 710：區塊
- 712：以大量係數的窗來合成設窗、區塊
- 714：重疊相加大量的操作、重疊－相加階段、區塊
- 720：小規模變換及折疊、折疊區塊、區塊、特徵、項目
- 722：以小量係數的窗來合成設窗、區塊、特徵
- 724：重疊相加小量的操作、區塊、特徵
- 726：區塊、項目、選擇器
- 900：降取樣器、區塊
- 910：時域低頻段編碼器
- 920：時域帶寬擴展、時域帶寬擴展區塊、時域帶寬擴展編碼器
- 1000：具 LPC 分析器的預處理器、預處理、預處理階段、預處理器、預處理操作、輸入訊號預處理
- 1002：區塊
- 1002a：LPC 分析器、決定 LPC 係數
- 1002b：LPC 分析器、決定 LPC 係數
- 1004：再取樣 12.8kHz (ACELP SR)、再取樣器
- 1005：區塊、預加重（進行在預處理）、預加重階段
- 1005a：預加重、預加重階段
- 1005b：預加重、預加重階段
- 1006：TCX LTP 參數萃取區塊、區塊
- 1007：FFT／噪聲估測／VAD 等、區塊、基週搜尋階段
- 1010：LPC 量化器、區塊、量化 LPC 係數
- 1020：瞬變偵測、瞬變偵測器
- 1021：再取樣 12.8kHz、再取樣器
- 1022a：加權 LPC 分析濾波、加權分析濾波階段
- 1022b：加權 LPC 分析濾波、加權分析濾波階段

- 1024 : TCX LTP 參數萃取、TCX LTP 參數萃取階段、區塊
- 1100 : 位元流解多工器、編碼訊號剖析器
- 1101 : 編碼音源訊號
- 1112 : 解碼器
- 1120 : TCX 解碼器、全頻段頻域解碼器、在頻域具 IGF 的全頻段第一解碼處理器、第一解碼處理器、頻域全頻段解碼器
- 1122 : 具 IGF 合成的頻譜解碼器、頻譜解碼器
- 1122a : 解碼器、區塊、第一解碼區塊、解碼頻譜係數／噪聲填充
- 1122b : IGF 處理、IGF 處理器、區塊
- 1122c : 反向噪聲塑形、區塊
- 1124 : IMDCT (輸出 SR)、IMDCT 區塊、區塊、頻時轉換器
- 1140 : 時域第二解碼處理器、時域解碼處理器、時域解碼器、區塊、第二解碼處理器
- 1141 : ACELP 適應性編碼簿、ACELP 適應性編碼簿階段、適應性編碼簿階段
- 1142 : ACELP 後置處理階段、ACELP 後置處理器
- 1143 : LPC 合成濾波階段、LPC 合成濾波器
- 1144 : 去加重、去加重階段
- 1145 : 量化 LPC 係數
- 1149 : ACELP 適應性解碼器(增益、ICB)、ACELP 適應性解碼器階段、創新編碼簿
- 1160 : 第二開關、結合器、開關實施
- 1170 : 跨處理器
- 1171 : IMDCT (ACELP SR)、IMDCT 區塊、區塊、頻時轉換器
- 1172 : 延遲階段
- 1173 : 預加重、預加重濾波器
- 1174 : LPC 分析濾波器
- 1175 : 延遲階段、區塊
- 1200 : 時域低頻段解碼器

- 1210：升取樣器
- 1220：時域帶寬擴展、時域帶寬擴展解碼器
- 1221：時域升取樣器
- 1222：非線性失真、非線性失真區塊、區塊
- 1223：LPC 合成濾波、LPC 合成濾波區塊
- 1224：帶通濾波器、濾波器
- 1230：混頻器
- 1420：LTP 後置濾波器
- 1471：QMF 分析、QMF 分析 (ACELP SR)、QMF 分析區塊、QMF 分析階段、QMF 分析濾波器組
- 1472：帶通濾波
- 1473：QMF 合成 (輸出 SR)、QMF 合成區塊、QMF 合成輸出、合成濾波器組
- 1480：第一開關、開關
- 1500：ACELP 解碼器

## 申請專利範圍

- 1、一種音源編碼器，供編碼一音源訊號，包括：
  - 第一編碼處理器（600），在一頻域編碼一第一音源訊號部分，其中該第一編碼處理器（600）包括：
    - 時頻轉換器（602），轉換該第一音源訊號部分至一頻域表現其係具有多個頻譜線高達該第一音源訊號部分的一最大頻率；
    - 頻譜編碼器（606），編碼該頻域表現；
  - 第二編碼處理器（610），在該時域編碼不同的一第二音源訊號部分；
  - 跨處理器（700），從該第一音源訊號部分的該編碼頻譜表現計算該第二編碼處理器（610）的初始化資料，使得該第二編碼處理（610）初始化來編碼在該音源訊號中時間上立即接隨該第一音源訊號部分後的該第二音源訊號部分；
  - 控制器（620）配置為分析該音源訊號及決定該音源訊號的何部分是編碼於該頻域的該第一音源訊號部分以及該音源訊號的何部分是編碼於該時域的該第二音源訊號部分；以及
  - 編碼訊號形成器（630），形成一編碼音源訊號其包括對該第一音源訊號部分的一第一編碼訊號部分以及對該第二音源訊號部分的一第二編碼訊號部分。
- 2、如請求項 1 之音源編碼器，其中該輸入訊號具有一高頻段以及一低頻段，
  - 其中該第二編碼處理器（610）包括一取樣率轉換器（900）以轉換該第二音源訊號部分至一較低取樣率表現，該較低取樣率係低於該音源訊號的一取樣率，其中該較低取樣率表現不包含該輸入訊號的該高頻段；
  - 時域低頻段編碼器（910），時域編碼該較低取樣率表現；以及
  - 時域帶寬擴展編碼器（920），參數化地編碼該高頻段。
- 3、如請求項 1 之音源編碼器，更包括：
  - 預處理器（1000），配置為預處理該第一音源訊號部分以及該第二音

源訊號部分，

其中該預處理器包括一預估分析器（1002）以決定多個預估係數；

其中該編碼訊號形成器（630）係配置為引進該等預估係數的一編碼版本至該編碼音源訊號。

4、如請求項 1 之音源編碼器，

其中一預處理器（1000）包括一再取樣器（1004）以再取樣該音源訊號至該第二編碼處理器的一取樣率；以及

其中一預估分析器係配置為使用一再取樣音源訊號來決定該等預估係數，或

其中該預處理器（1000）更包括一長期預估分析階段（1006）以決定一或多個對該第一音源訊號部分的長期預估參數。

5、如請求項 1 之音源編碼器，其中該跨處理器（700）包括：

一頻譜解碼器（701），計算該第一編碼訊號部分的一解碼版本；

一延遲階段（707），饋入該解碼版本的一延遲版本至該第二編碼處理器的一去加重階段（617）供初始化；

一加權預估係數分析濾波區塊（708），饋入一濾波器輸出至該第二編碼處理器（610）的一編碼簿決定器（613）供初始化；

一分析濾波階段（706），濾波該解碼版本或一預加重版本以及饋入一濾波器殘餘至該第二編碼處理器的一適應性編碼簿決定器（612）供初始化；或

一預加重濾波器（709），濾波該解碼版本及饋入一延遲或預加重版本至該第二編碼處理器（610）的一合成濾波階段（616）供初始化。

6、如請求項 1 之音源編碼器，

其中該第一編碼處理器（600）係配置為使用出自該第一音源訊號部分的多個預估係數（1002, 1010）來進行該頻域表現的多個頻譜值的一塑形（606a），其中該第一編碼處理器（600）係配置為進行該第一頻譜區域的多個塑形頻譜值的一量化及熵編碼操作（606b）。

- 7、如請求項 1 之音源編碼器，其中該跨處理器（700）包括：
- 一噪聲塑形器（703），使用出自該第一音源訊號部分的多個 LPC 係數（1010）來塑形該頻域表現的多個量化頻譜值；
  - 一頻譜解碼器（704、705），以一高頻譜解析度頻譜地將該頻域表現的多個塑形頻譜部分解碼以得到一解碼頻譜表現；
  - 一頻時轉換器（702）以轉換該頻譜表現至一時域以得到一解碼第一音源訊號部分，其中與該解碼第一音源訊號部分相聯的一取樣率係不同於該音源訊號的一取樣率，與該頻時轉換器（702）的一輸出訊號相聯的一取樣率係不同於與輸入至該頻時轉換器（602）的該音源訊號相聯的一取樣率。
- 8、如請求項 1 之音源編碼器，
- 其中該第二編碼處理器包括該接隨區塊組的至少一區塊：
- 一預估分析濾波器（611）；
  - 一適應性編碼簿階段（612）；
  - 一創新編碼簿階段（614）；
  - 一估測器（613），估測一創新編碼簿入口；
  - ACELP／增益編碼階段（615）；
  - 一預估合成濾波階段（616）；
  - 一去加重階段（617）；以及
  - 一低音後置濾波器分析階段（618）。
- 9、如請求項 1 之音源編碼器，
- 其中該時域編碼處理器具有一相聯第二取樣率，
- 其中該頻域編碼處理器所具有與其相聯的一第一取樣率係不同於該第二取樣率，
- 其中該跨處理器包括一頻時轉換器（702），在該第二取樣率產生一時域訊號，
- 其中該頻時轉換器（702）包括：
- 一選擇器（726），根據該第一取樣率以及該第二取樣率的一比例而選

- 擇一頻譜的一部分輸入至該頻時轉換器；
  - 一變換處理器(720)，據有的一變換長度係不同於該時頻轉換器(602)的一變換長度；以及
  - 一合成設窗器(712)，相較於該時頻轉換器(602)所使用的一窗，其使用具有一不同量的多個係數的一窗來設窗。
- 10、一種音源解碼器，供解碼一編碼音源訊號，包括：
- 一第一解碼處理器(1120)，在一頻域解碼一第一編碼音源訊號部分，該第一解碼處理器(1120)包括一頻時轉換器(1120)以轉換一解碼頻譜表現至一時域以得到一解碼第一音源訊號部分；
  - 一第二解碼處理器(1140)，在該時域解碼一第二編碼音源訊號部分以得到一解碼第二音源訊號部分；
  - 一跨處理器(1170)，從該第一編碼音源訊號部分的該解碼頻譜表現來計算該第二解碼處理器(1140)的初始化資料，使得該第二解碼處理器(1140)係初始化來解碼在該編碼音源訊號中時間上接隨在該第一音源訊號部分後的該編碼第二音源訊號部分；以及
  - 一結合器(1160)，結合該解碼第一頻譜部分以及該解碼第二頻譜部分以得到一解碼音源訊號，
- 其中該跨處理器更包括
- 一另一頻時轉換器(1171)，操作在一第一有效取樣率其不同於與該第一解碼處理器(1120)的該頻時轉換器(1124)相聯的一第二有效取樣率，以在該時域得到一另一解碼第一訊號部分，
- 其中該訊號由該另一頻時轉換器(1171)所輸出，其具有的該第二取樣率不同於與該第一解碼處理器的該頻時轉換器(1124)的一輸出相聯的該第一取樣率，
- 其中該另一頻時轉換器(1171)包括一選擇器(726)以根據該第一取樣率以及該第二取樣率的一比率而選擇一頻譜的一部分輸入至該另一頻時轉換器(1171)；
- 一變換處理器(720)具有一變換長度其不同於該第一解碼處理器



(1120) 的該時頻轉換器 (1124) 的一變換長度 (710); 以及使用一合成設窗器 (722), 相較於該第一解碼處理器 (1120) 的該時頻轉換器 (1124) 所使用的一窗, 其使用的一窗具有一不同量的多個係數。

11、如請求項 10 之音源解碼器, 其中該第二解碼處理器包括:

一時域低頻段解碼器 (1200), 解碼一低頻段時域訊號;

一再取樣器 (1210), 再取樣該低頻段時域訊號;

一時域帶寬擴展解碼器 (1220), 合成一時域輸出訊號的一高頻段; 以及

一混頻器 (1230), 混合該時域訊號的一合成高頻段及一再取樣低頻段時域訊號。

12、如請求項 10 之音源解碼器,

其中該第一解碼處理器 (1120) 包括一適應性長期預估後置濾波器 (1420) 供後濾波該第一解碼第一訊號部分, 其中該濾波器 (1420) 係受控於包含在該編碼音源訊號的一或多個長期預估參數。

13、如請求項 10 之音源解碼器, 其中該跨處理器 (1170) 包括:

一延遲階段 (1172), 延遲該另一解碼第一訊號部分以及饋入該解碼第一訊號部分的一延遲版本至該第二解碼處理器的一去加重階段 (1144) 供初始化;

一預加重濾波器 (1173) 以及一延遲階段 (1175), 濾波以及延遲該另一解碼第一訊號部分, 饋入一延遲階段輸出至該第二解碼處理器的一預估合成濾波器 (1143) 供初始化;

一預估分析濾波器 (1174), 從該另一解碼第一頻譜部分產生一預估殘餘訊號或一預加重 (1173) 另一解碼第一訊號部分, 以及饋入一預估殘餘訊號至該第二解碼處理器 (1200) 的一編碼簿合成器 (1141); 或

一開關 (1480), 饋入該另一解碼第一訊號部分至該第二解碼處理器的一再取樣器 (1210) 一分析階段 (1471) 供初始化。

14、如請求項 10 之音源解碼器，

其中該第二解碼處理器（1200）包括該區塊組的至少一區塊，包括：

一階段以解碼 ACELP 增益以及一創新編碼簿；

一適應性編碼簿合成階段（1141）；

一 ACELP 後置處理器（1142）；

一預估合成濾波器（1143）；以及

一去加重階段（1144）。

15、一種編碼一音源訊號的方法，包括：

在一頻域編碼（600）一第一音源訊號部分，包括：

轉換（602）該第一音源訊號部分至一頻域表現其係具有多個頻譜線  
高達該第一音源訊號部分的一最大頻率；

編碼（606）該頻域表現；

在該時域編碼（610）不同的一第二音源訊號部分；

從該第一音源訊號部分的該編碼頻譜表現來計算（700）初始化資料供  
編碼該第二不同音源訊號部分的步驟，使得該編碼（610）該第二不  
同音源訊號部分的步驟係初始化來編碼在該音源訊號中時間上立即  
接隨該第一音源訊號部分後的該第二音源訊號部分；

分析（620）該音源訊號及決定該音源訊號的何部分是編碼於該頻域的  
該第一音源訊號部分及該音源訊號的何部分是編碼於該時域的該第  
二音源訊號部分；以及

形成（630）一編碼音源訊號其包括對該第一音源訊號部分的一第一編  
碼訊號部分以及對該第二音源訊號部分的一第二編碼訊號部分。

16、一種解碼一編碼音源訊號的方法，包括：

藉由一第一解碼處理器在一頻域解碼（1120）一第一編碼音源訊號部  
分，該解碼（1120）包括：藉由一頻時轉換器（1124）轉換（1120）  
一解碼頻譜表現至一時域以得到一解碼第一音源訊號部分；

在該時域解碼 (1140) 一第二編碼音源訊號部分以得到一解碼第二音源訊號部分；

從該第一編碼音源訊號部分的該解碼頻譜表現來計算 (1170) 該解碼 (1140) 該第二編碼音源訊號部分的步驟的初始化資料，使得該解碼該第二編碼音源訊號部分的資料係初始化來解碼在該編碼音源訊號中時間上立即接隨該第一音源訊號部分後的該編碼第二音源訊號部分；以及

結合 (1160) 該解碼第一頻譜部分以及該解碼第二頻譜部分以得到一解碼音源訊號，

其中該計算 (1170) 更包括

使用一另一頻時轉換器 (1171) 操作於一第一有效取樣率其不同於與該第一解碼處理器 (1120) 的該頻時轉換器 (1124) 相聯的一第二有效取樣率以在該時域得到一另一解碼第一訊號部分，

其中該訊號係藉由該另一頻時轉換器 (1171) 所輸出，其具有的該第二取樣率係不同於該第一解碼處理器的該頻時轉換器 (1124) 的一輸出所相聯的該第一取樣率，

其中該使用該另一頻時轉換器 (1171) 包括：

根據該第一取樣率以及該第二取樣率的一比率選擇 (726) 一頻譜的一部分輸入至該另一頻時轉換器 (1171)；

使用一變換處理器 (720) 其具有的一變換長度不同於該第一解碼處理器 (1120) 的該時頻轉換器 (1124) 的一變換長度 (710)；

以及

使用一合成設窗器 (722)，相較於該第一解碼處理器 (1120) 的該頻時轉換器 (1124) 所使用的一窗，其使用的一窗具有一不同量的多個係數。

17、一種電腦程式，當運行在一電腦或一處理器時，進行如請求項 15 或 16 之方法。

## 圖式

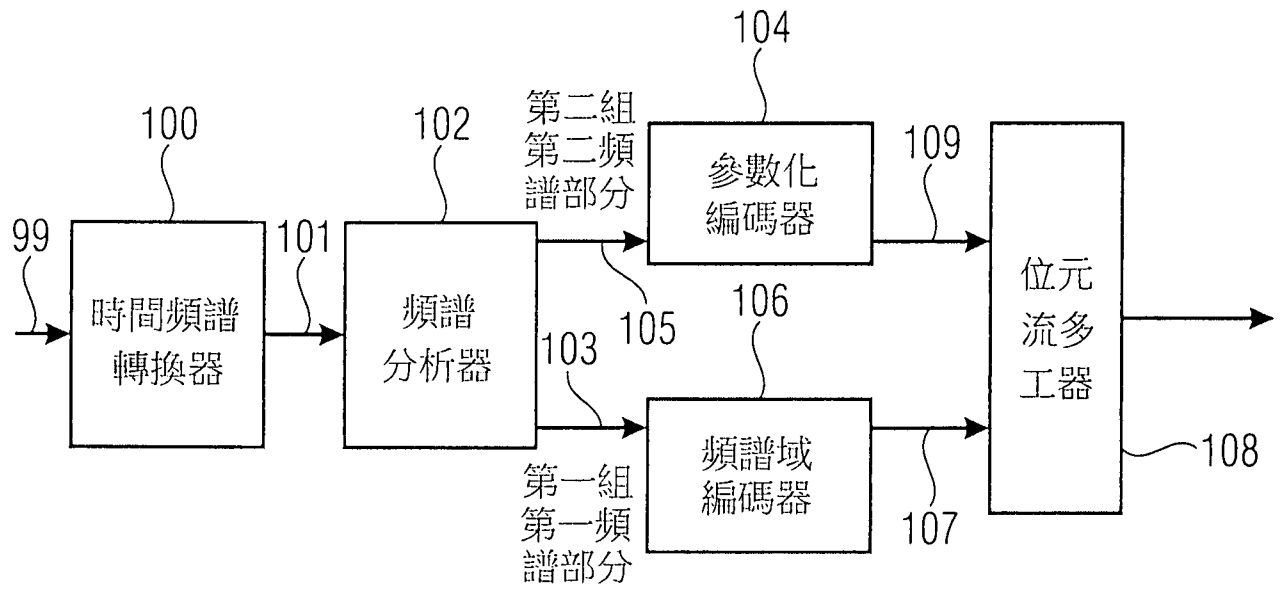


圖 1A

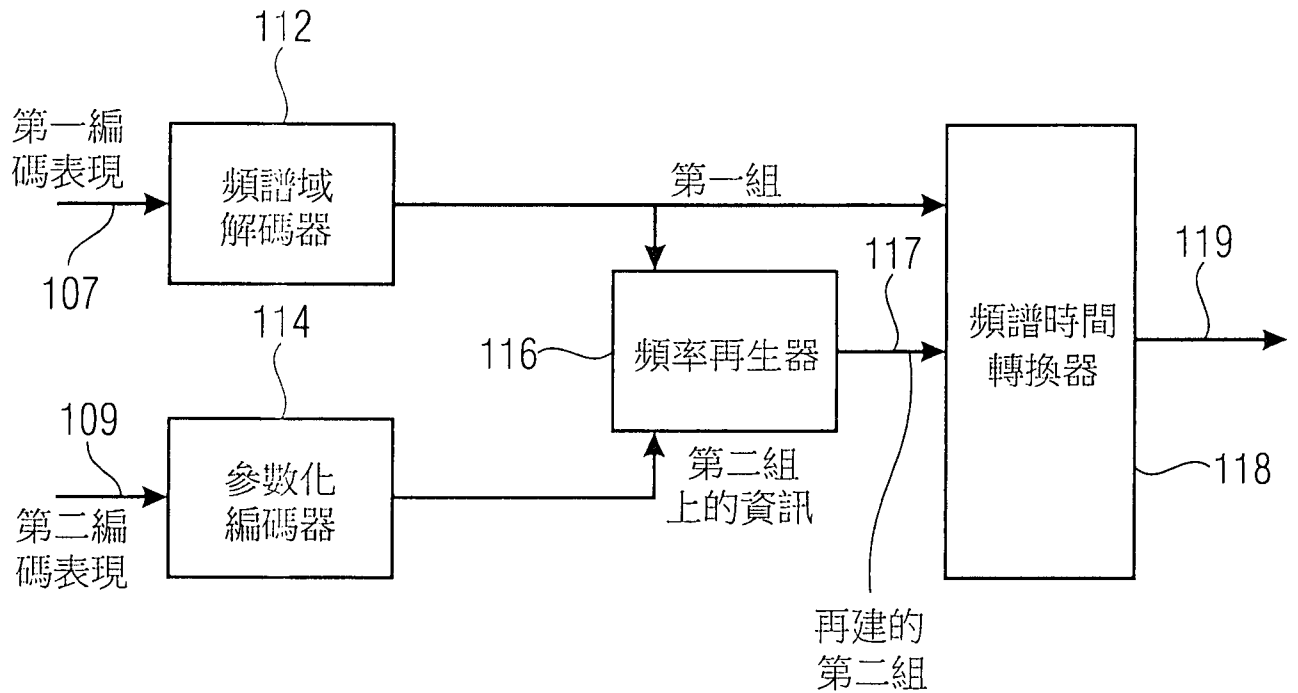


圖 1B

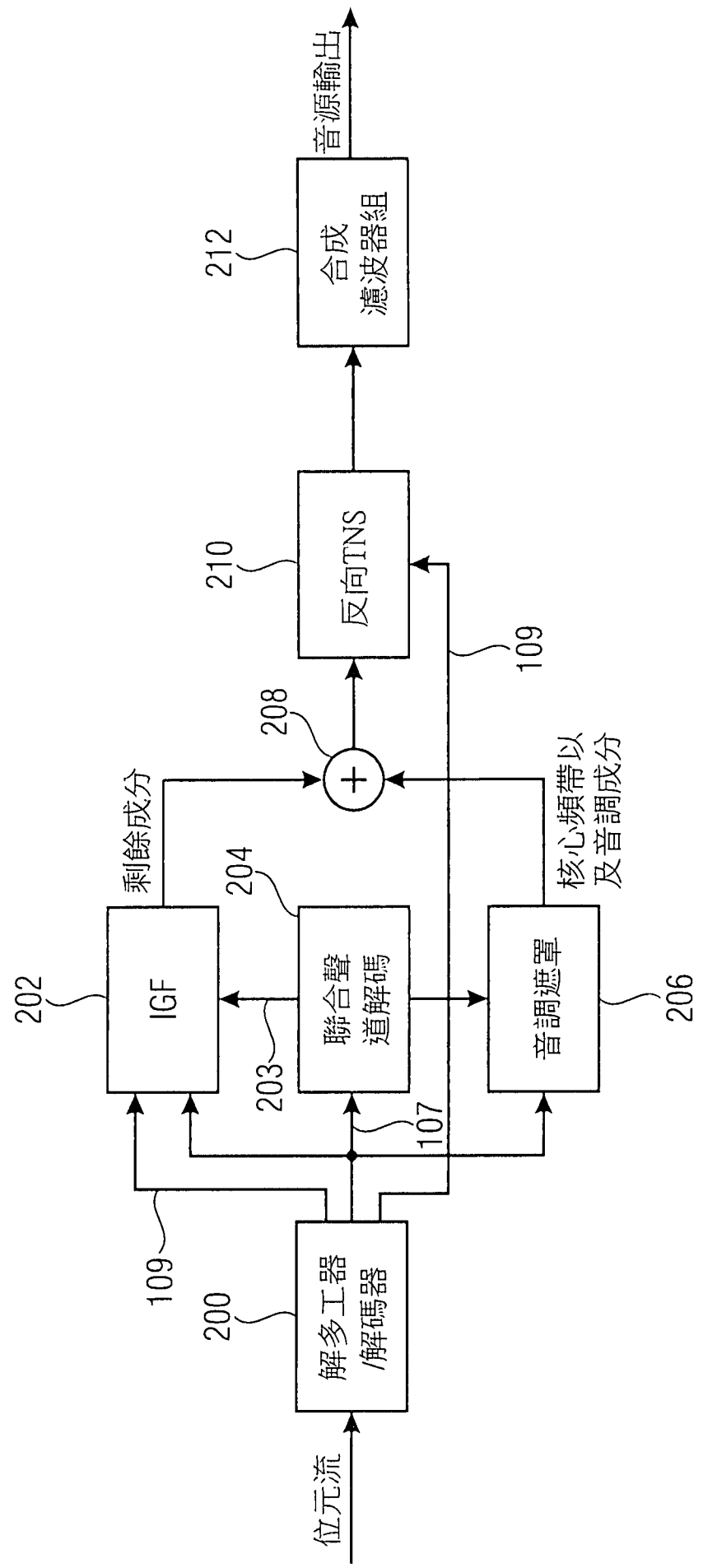


圖 2A

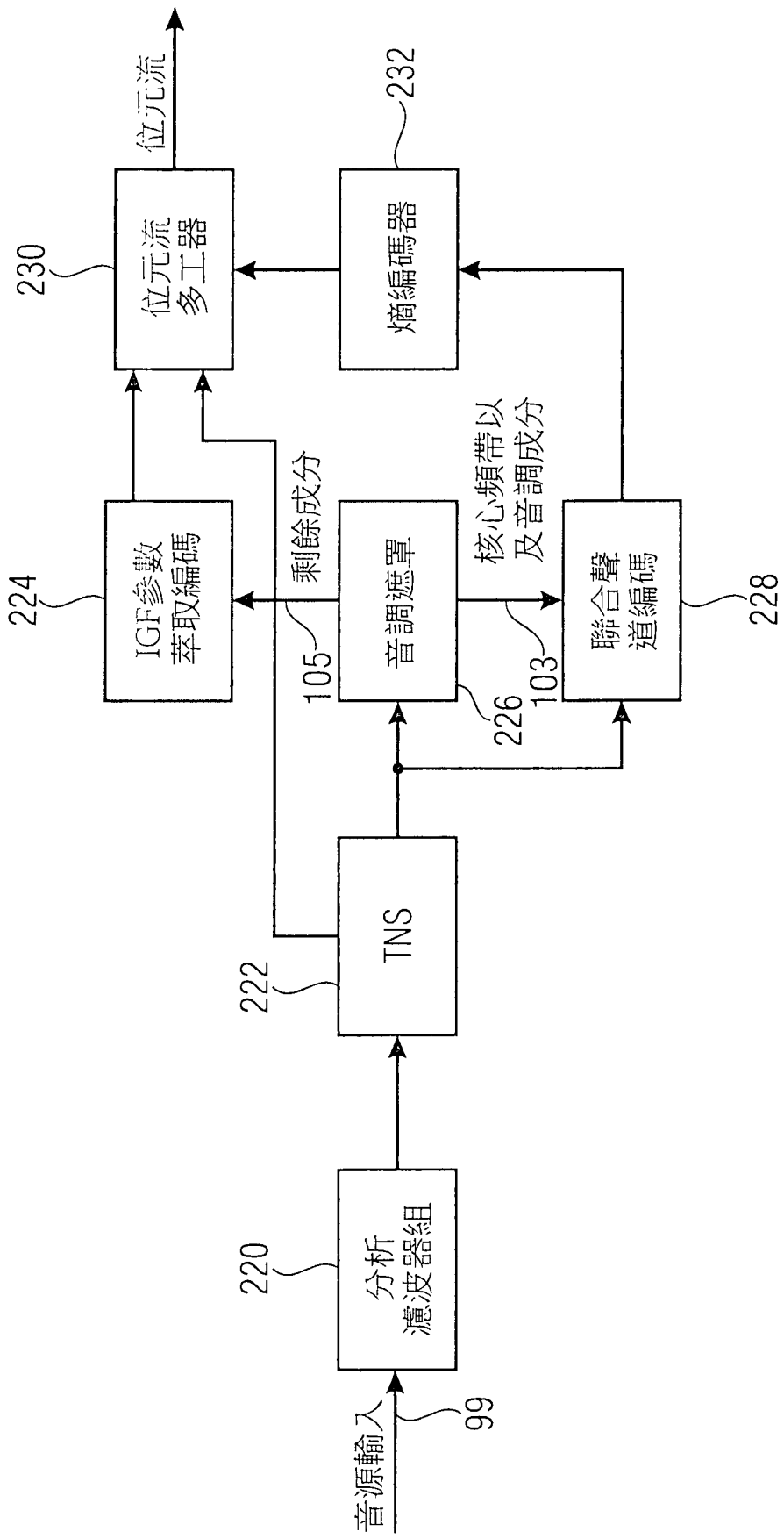


圖 2B

- 第一組(線狀編碼)之包絡線的第一解析度(高解析度)
- 第二組(每一SCB的倍率因數)之包絡線的第二解析度(低解析度)

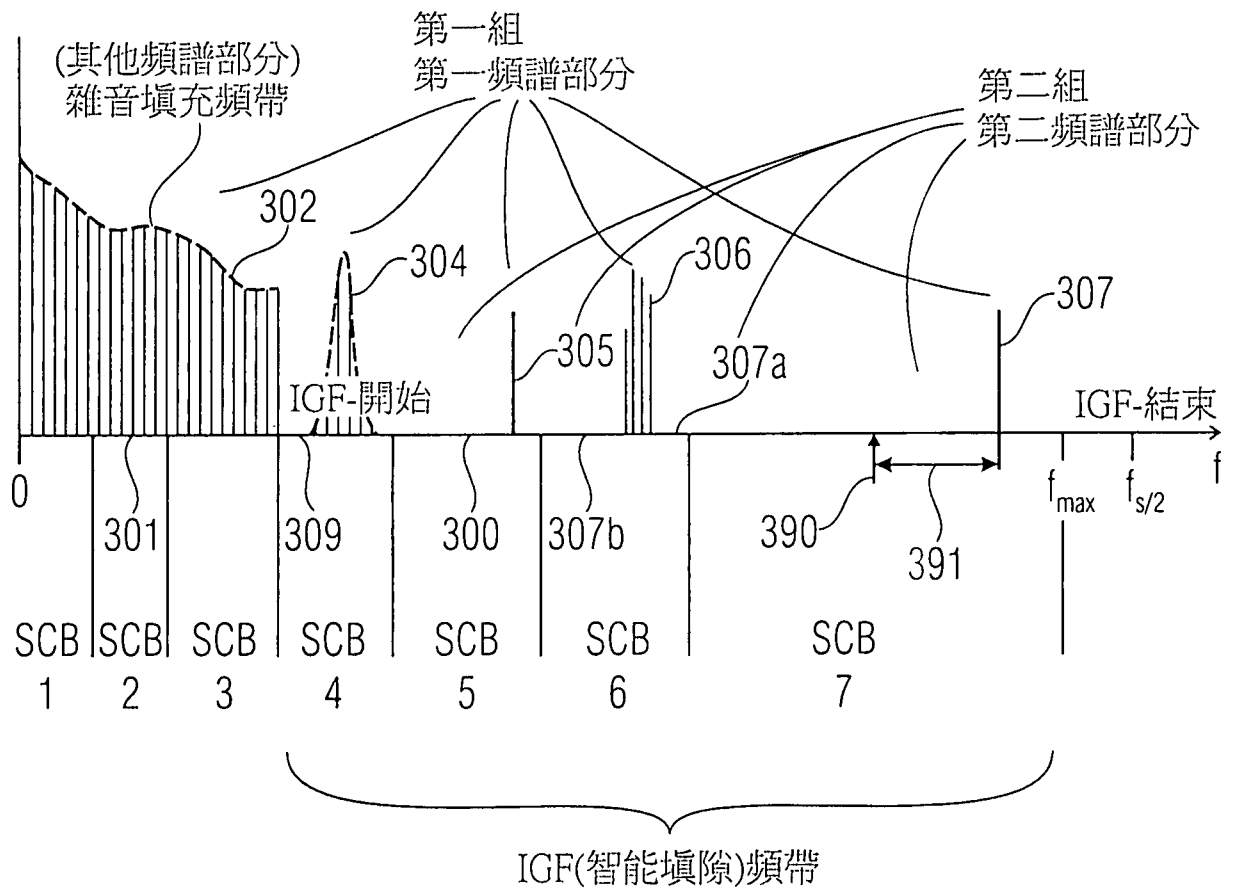


圖 3A

SCB1	SCB2	SCB3	SCB4	SCB5	SCB6	SCB7
SF1	SF2	SF3	SF4	SF5	SF6	SF7
			E <sub>1</sub>	E <sub>2</sub>	E <sub>3</sub>	E <sub>4</sub>
	NF <sub>2</sub>					

308      310                      312

圖 3B



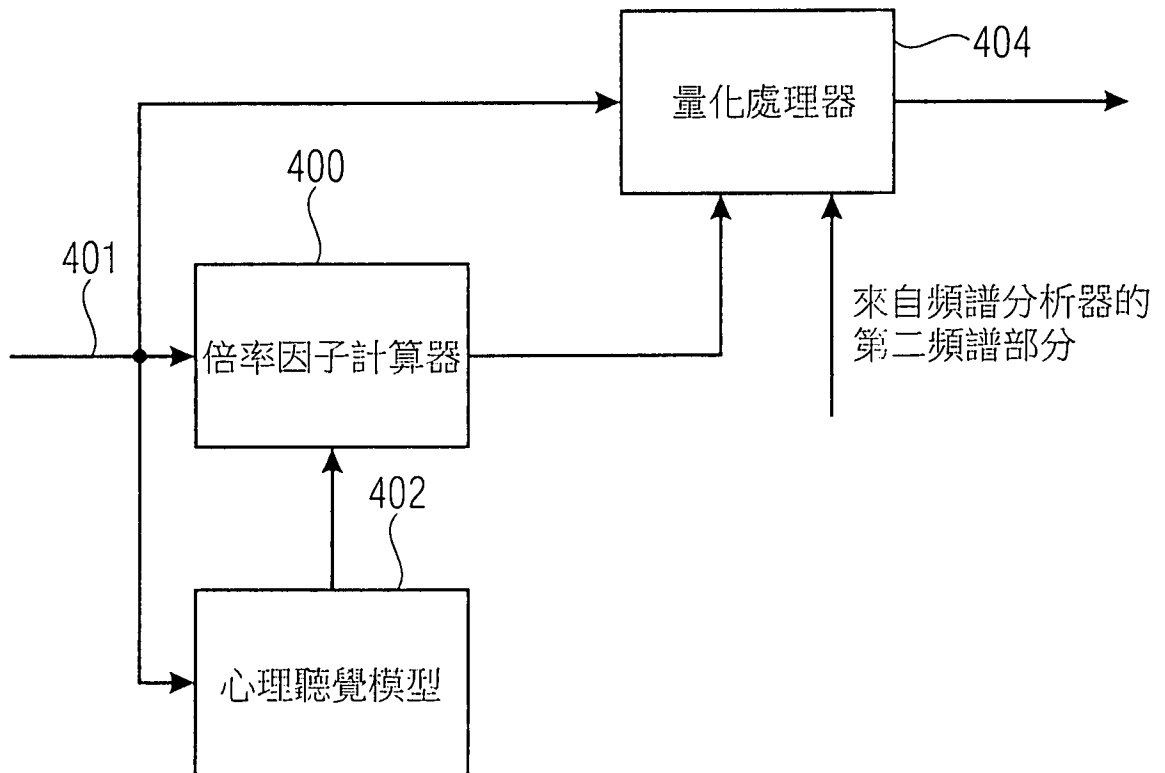


圖 4A

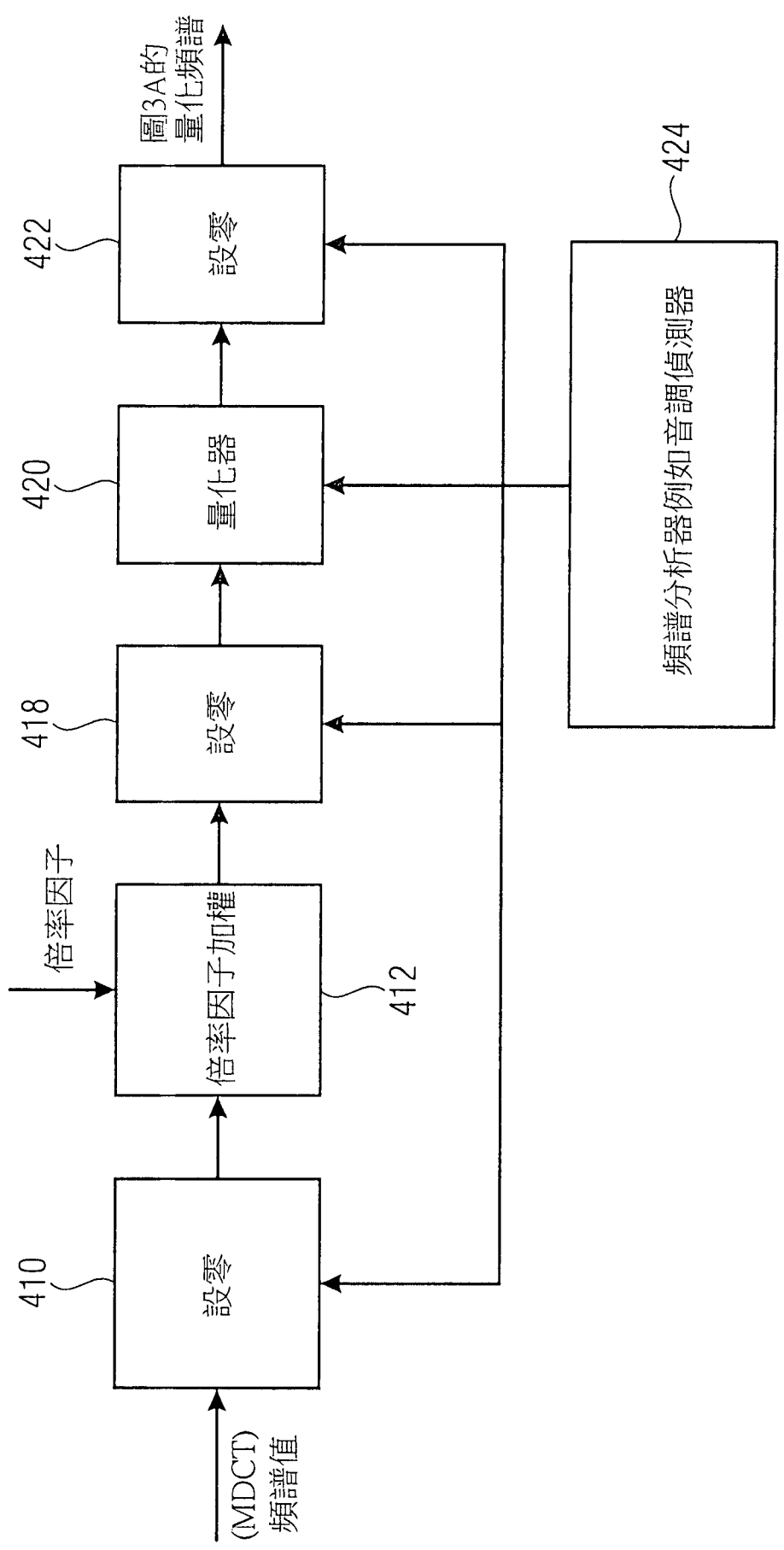


圖 4B  
(量化器處理器)

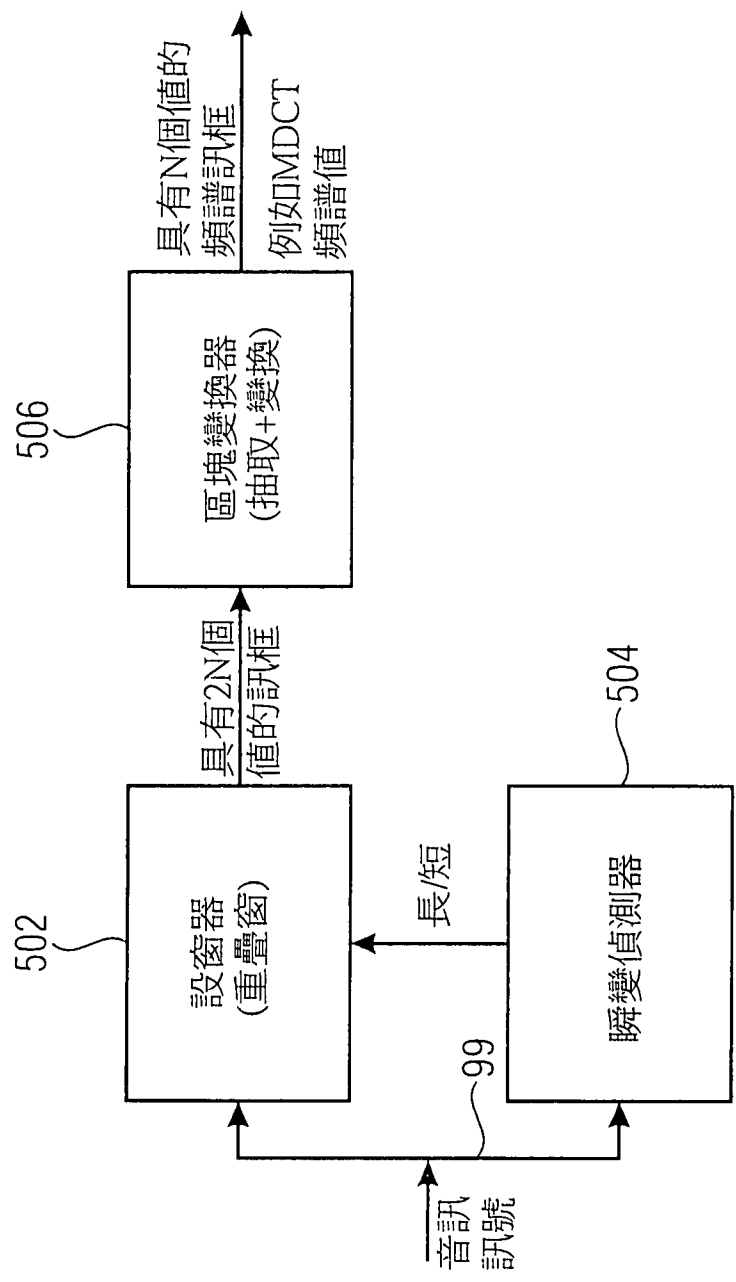


圖 5A  
(其他頻譜部分)

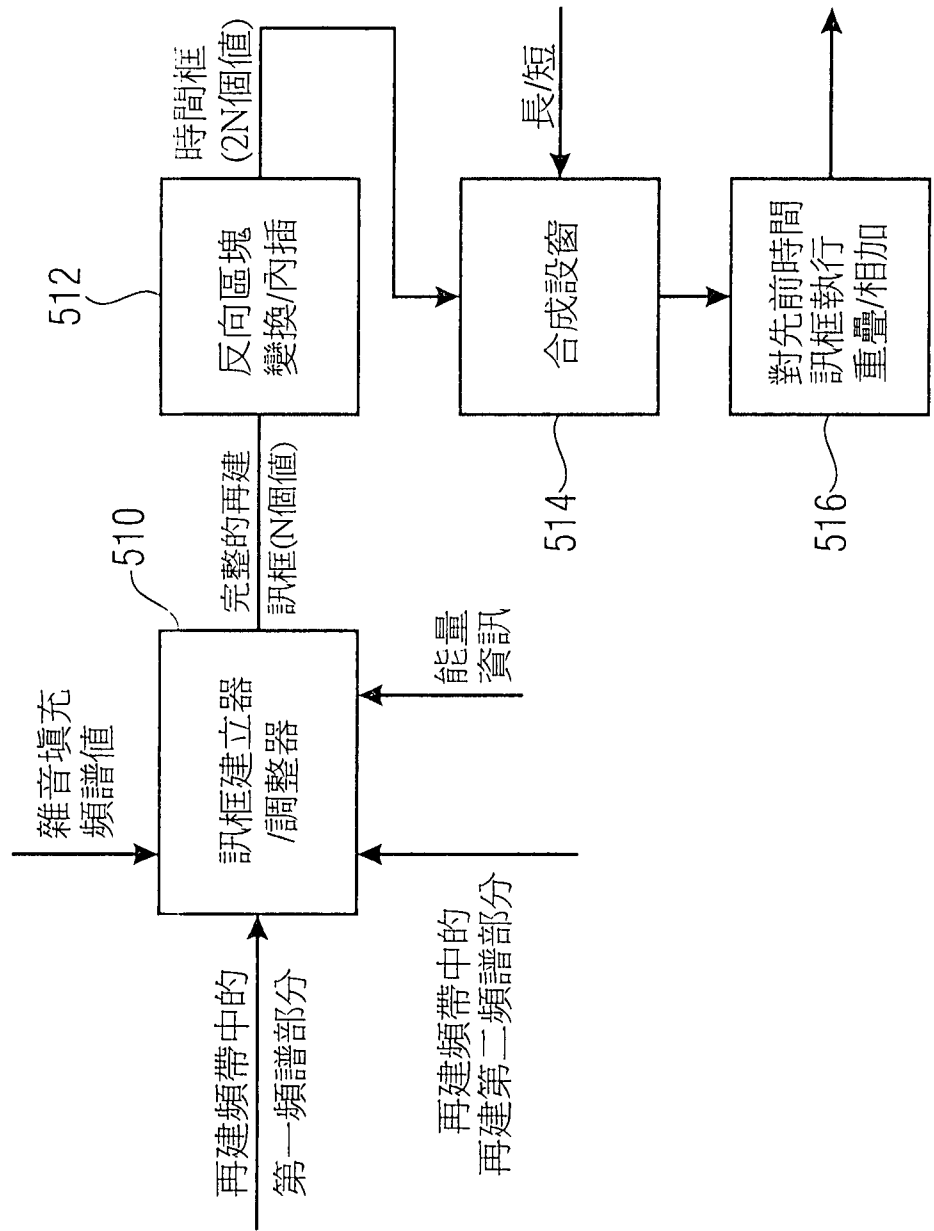


圖 5B

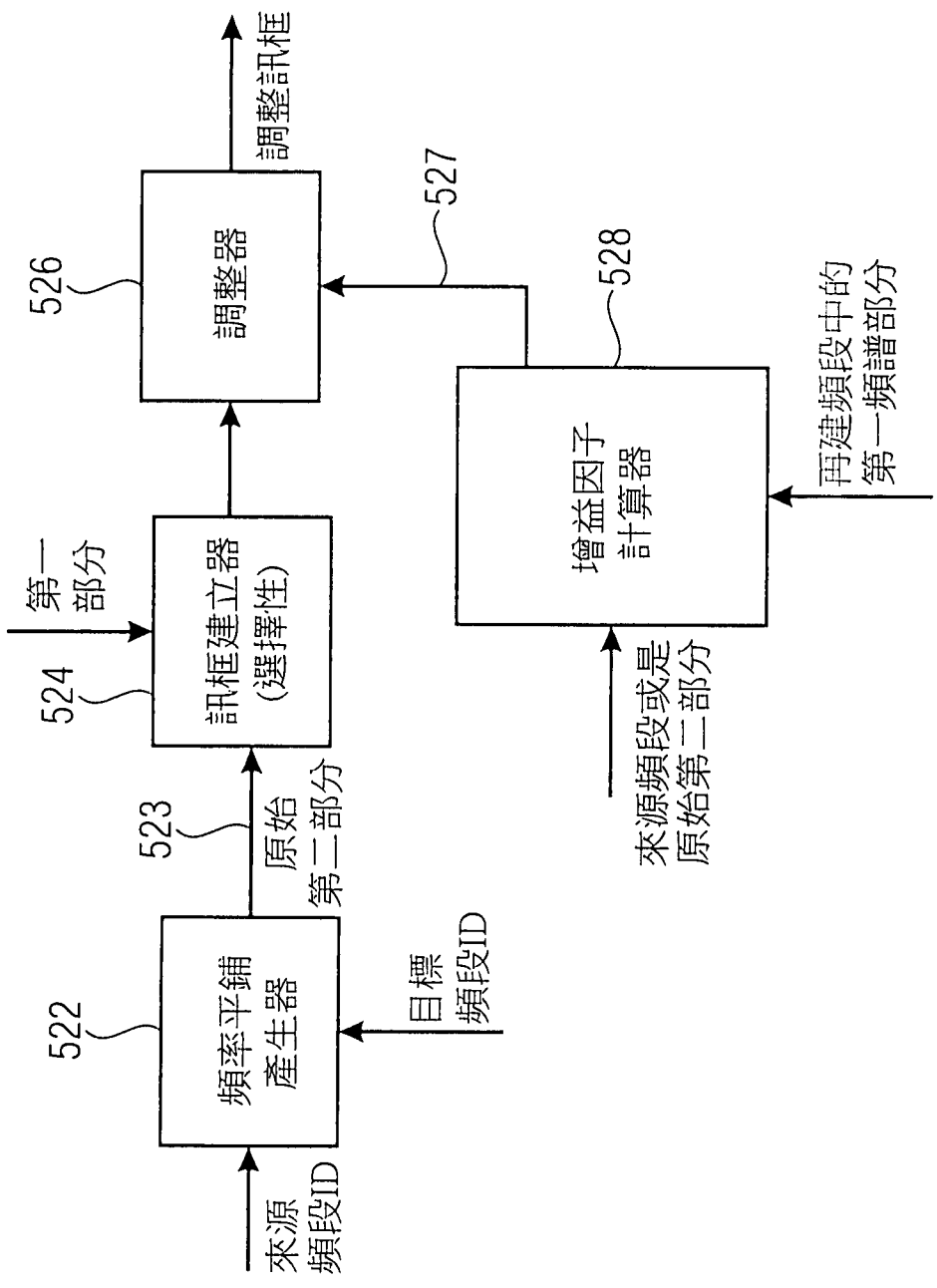


圖 5C

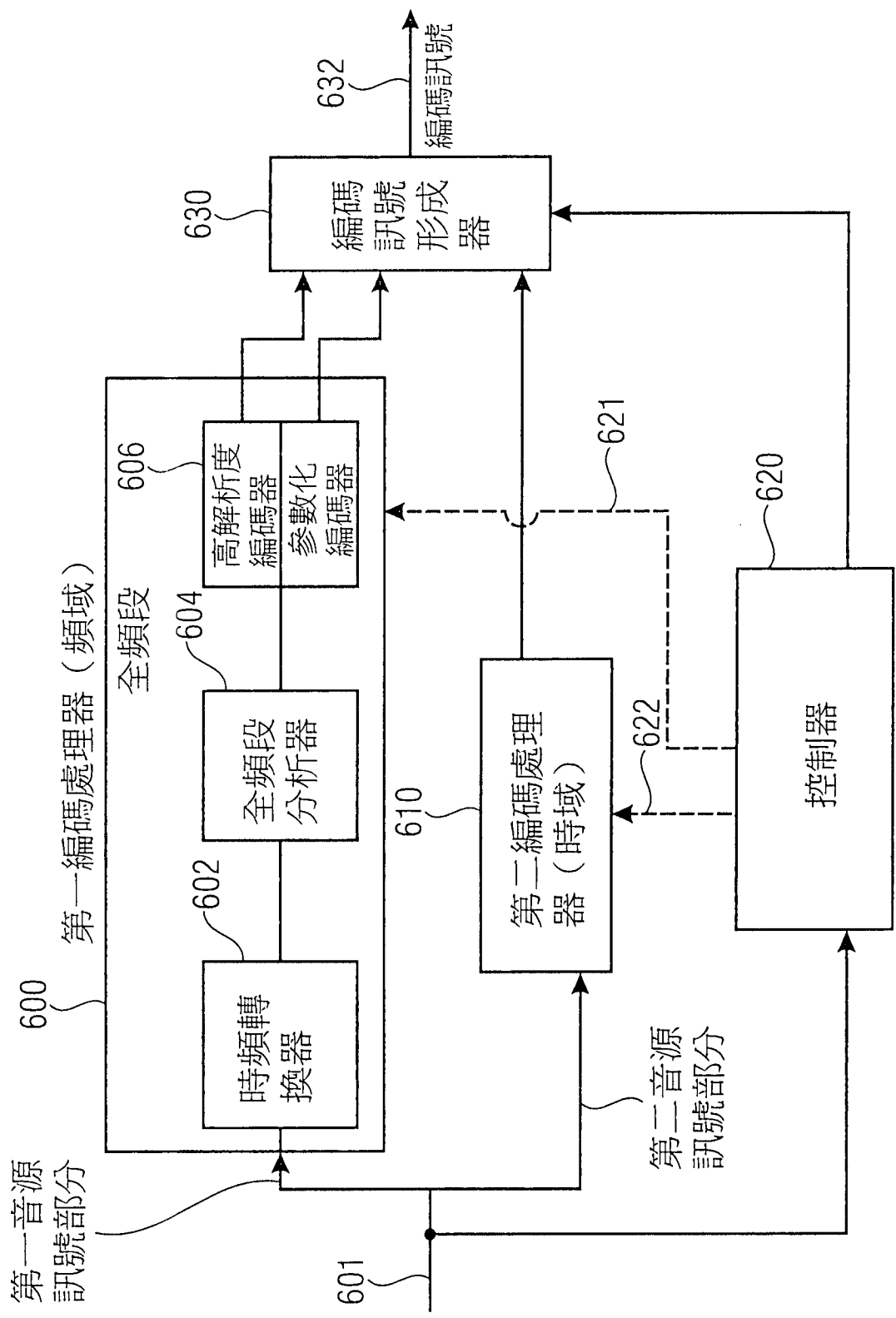


圖 6

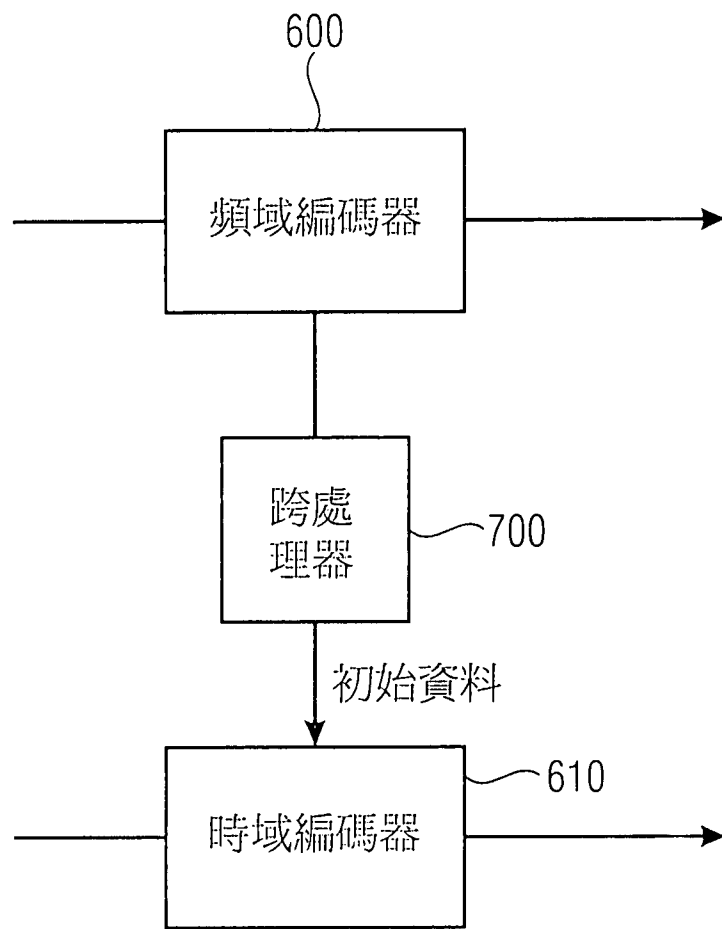
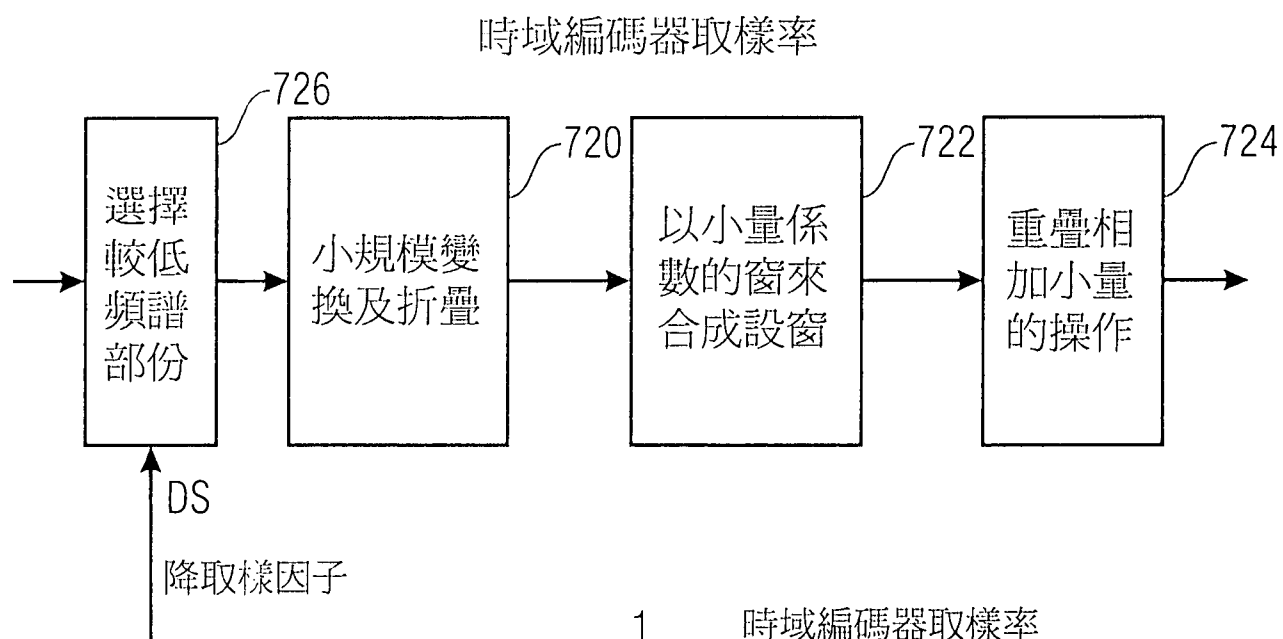
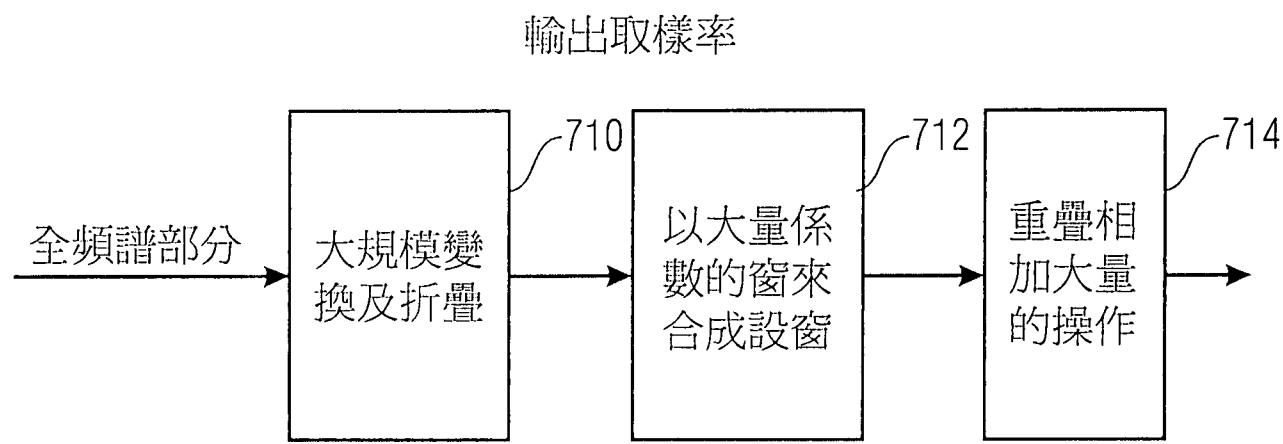


圖 7A



$$\frac{1}{DS} = \frac{\text{時域編碼器取樣率}}{\text{頻域編碼器取樣率}}$$

$$DS * \text{小規模} = \text{大規模}$$

$$DS * \text{小規模的係數} = \text{大規模的係數}$$

$$DS * \text{小規模的係數} = \text{大規模的係數}$$

圖 7B



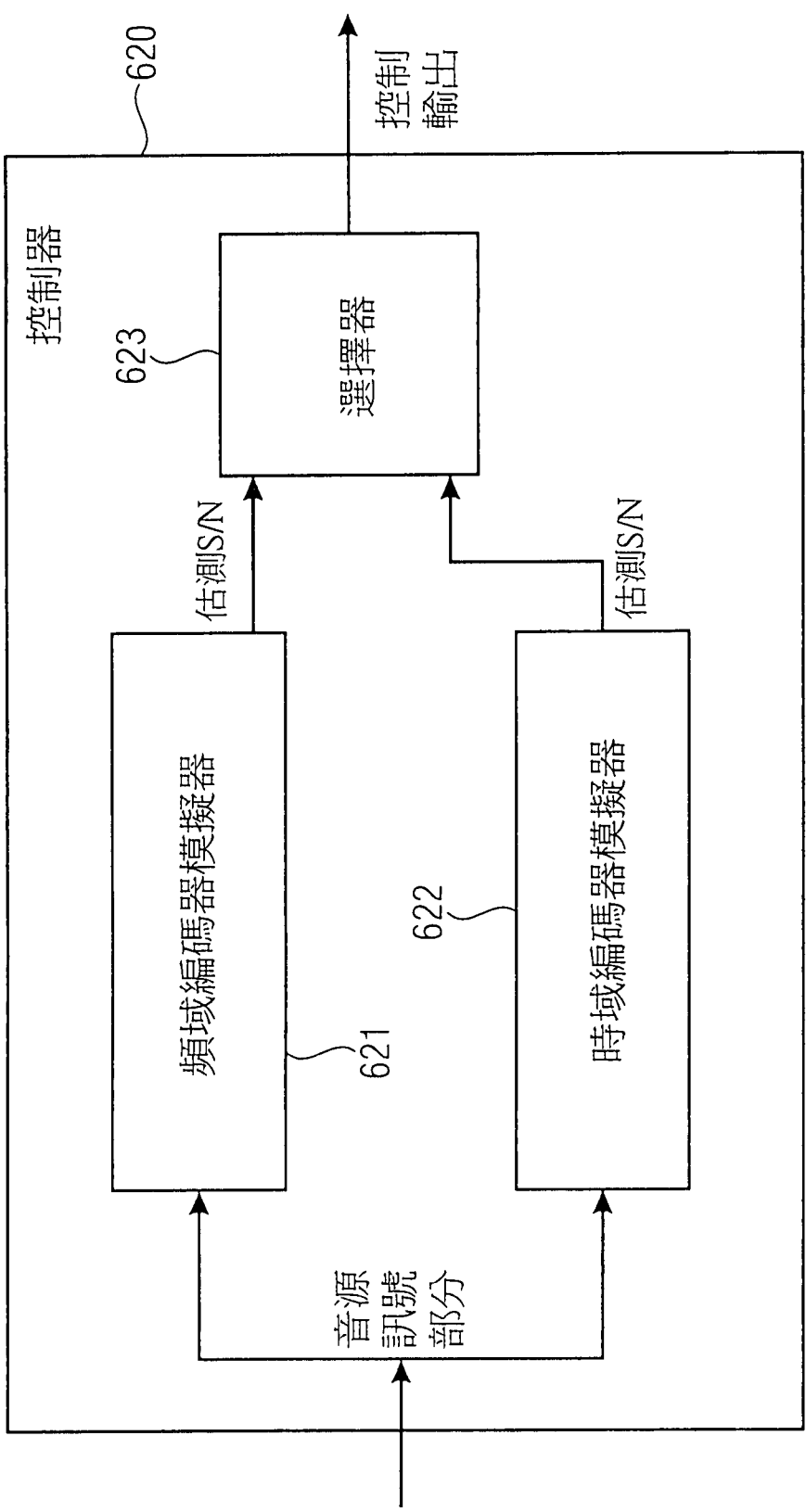


圖 8

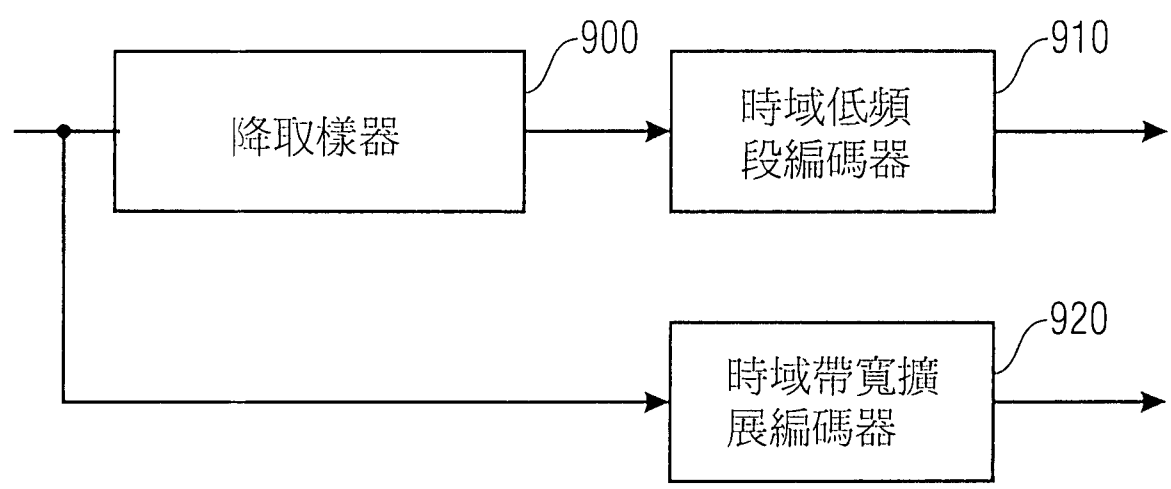


圖 9

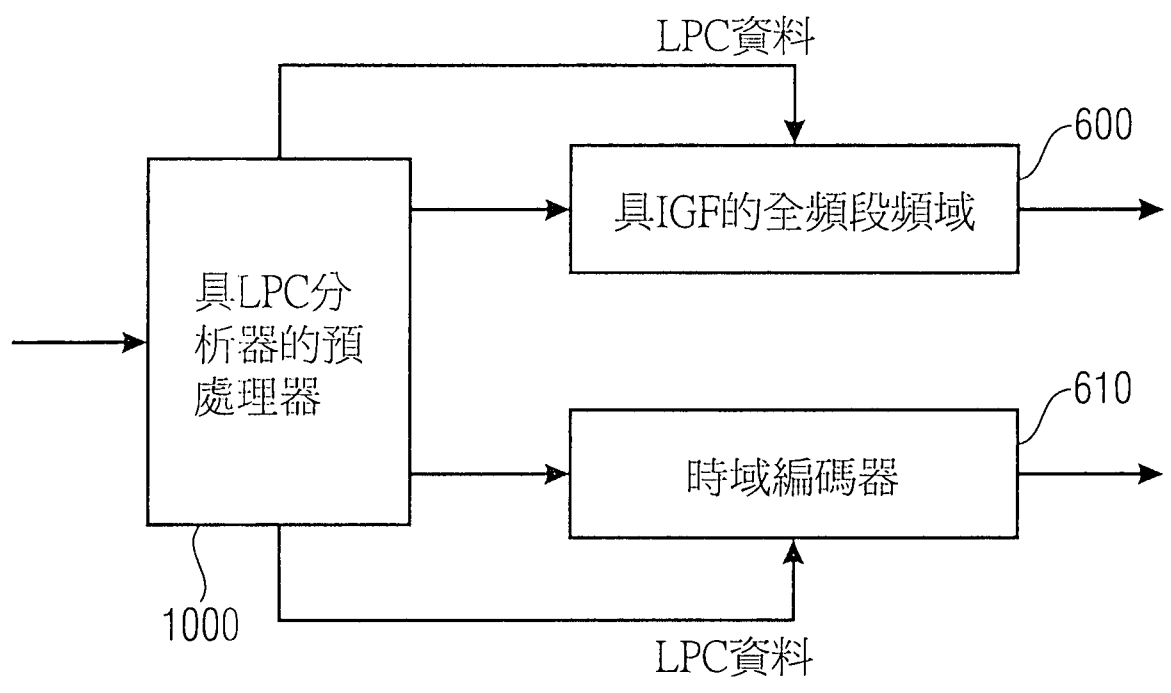


圖 10

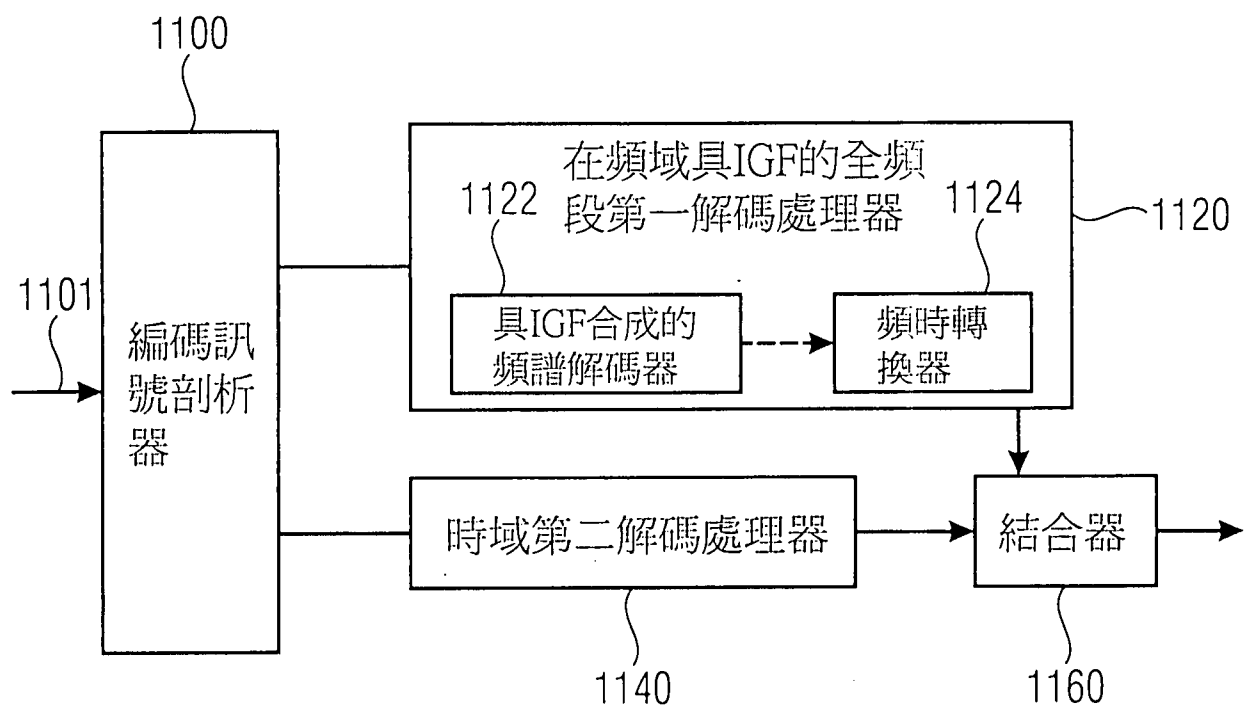


圖 11A

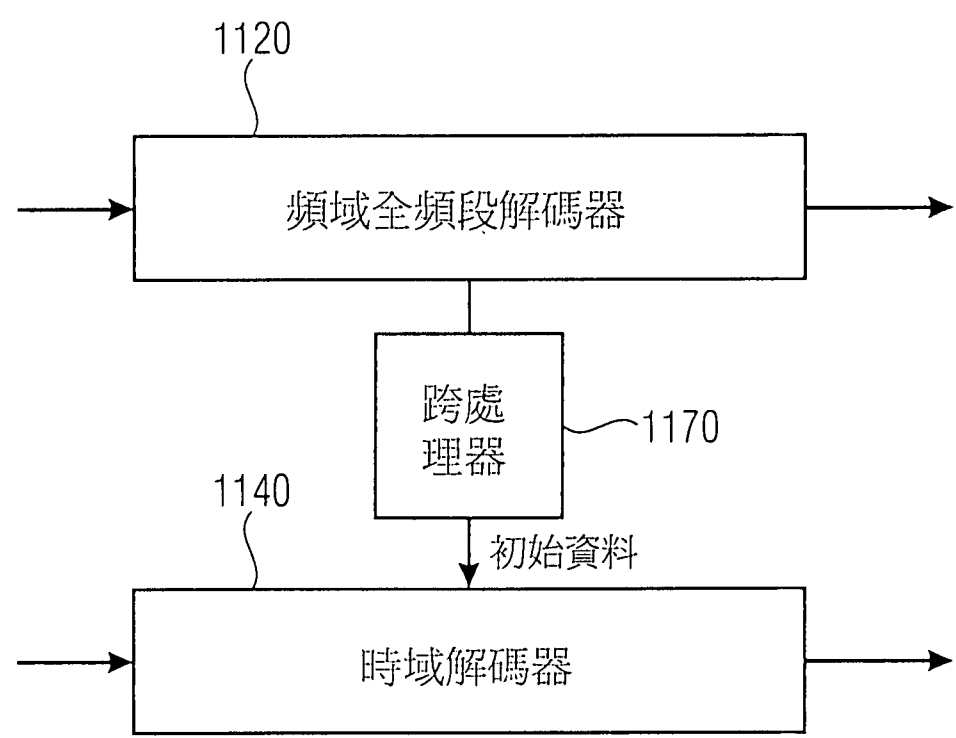


圖 11B

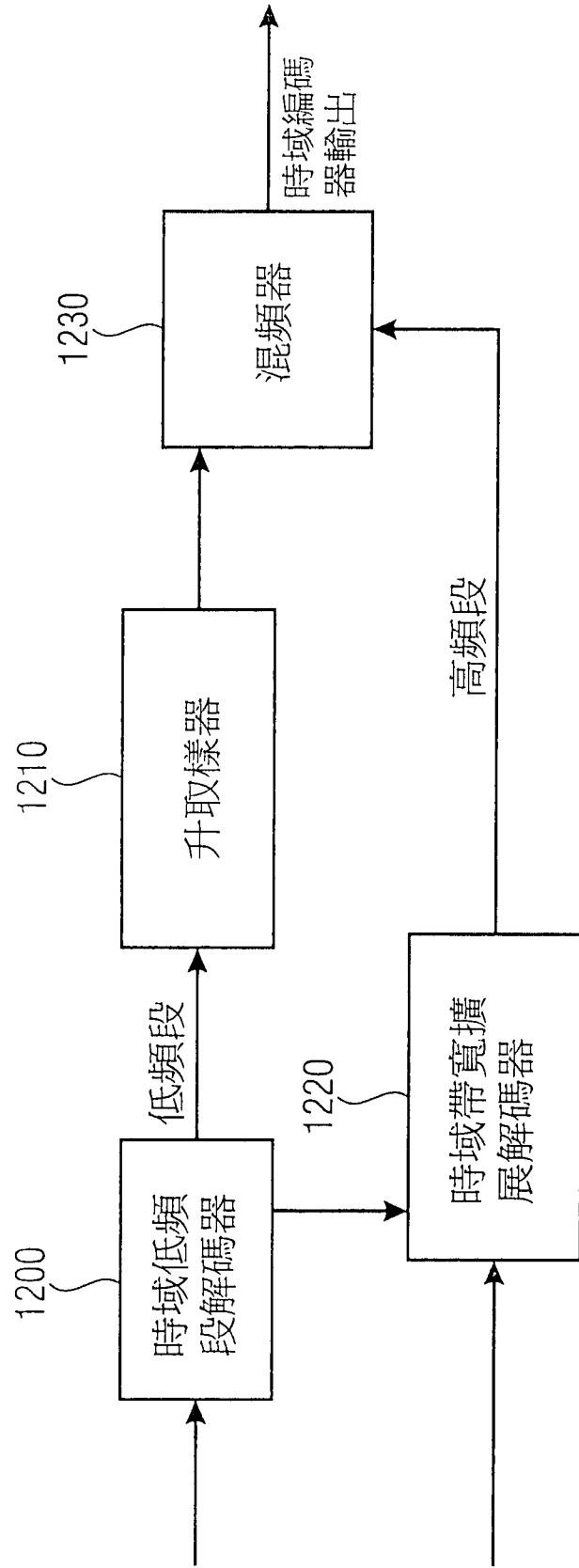


圖 12

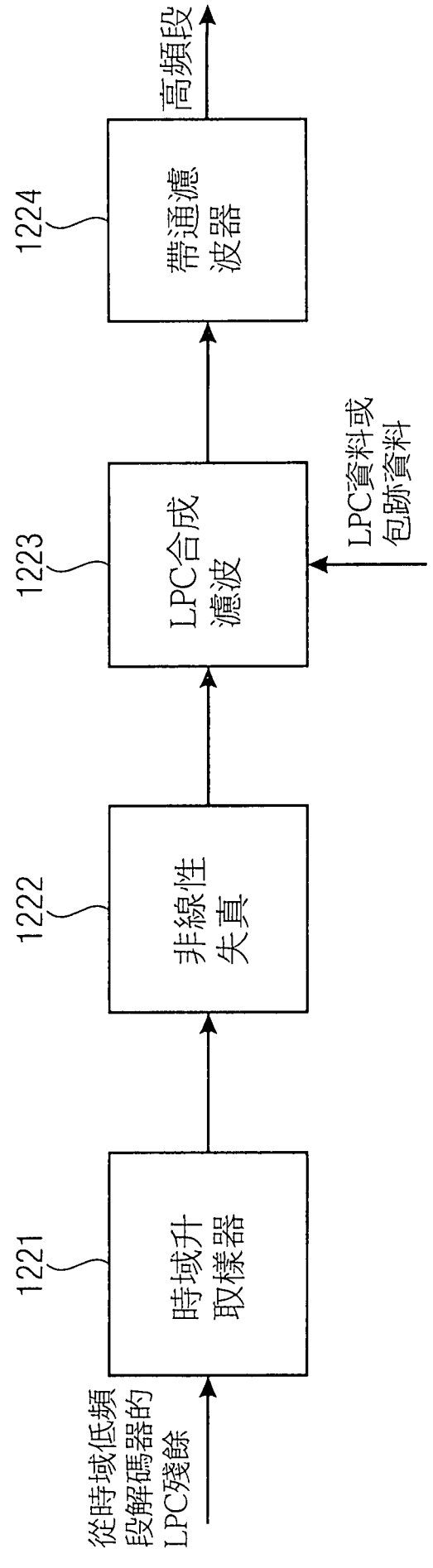


圖 13

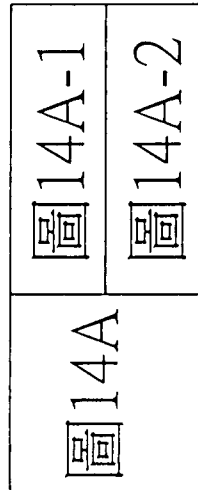
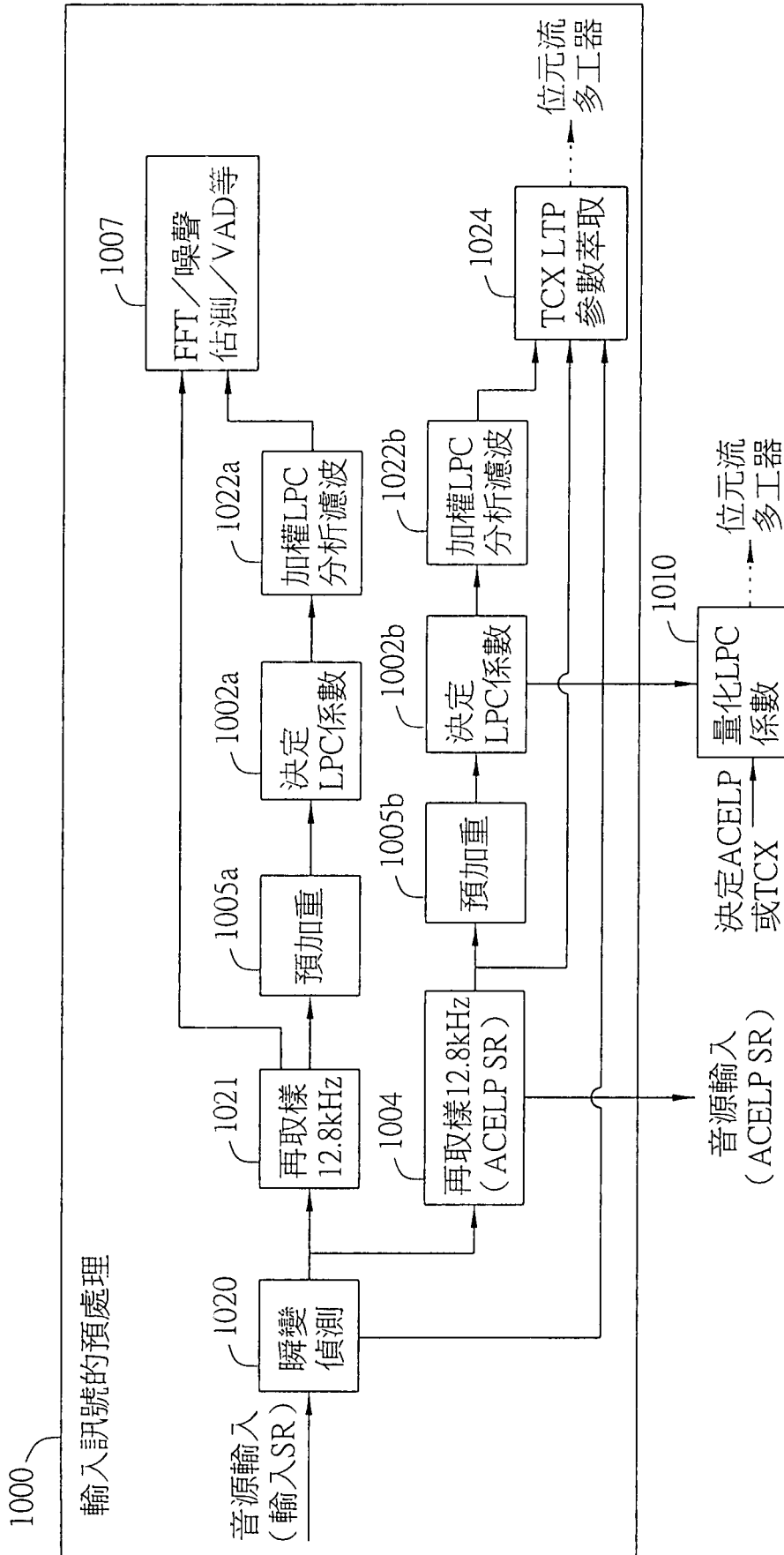


圖 14A-1

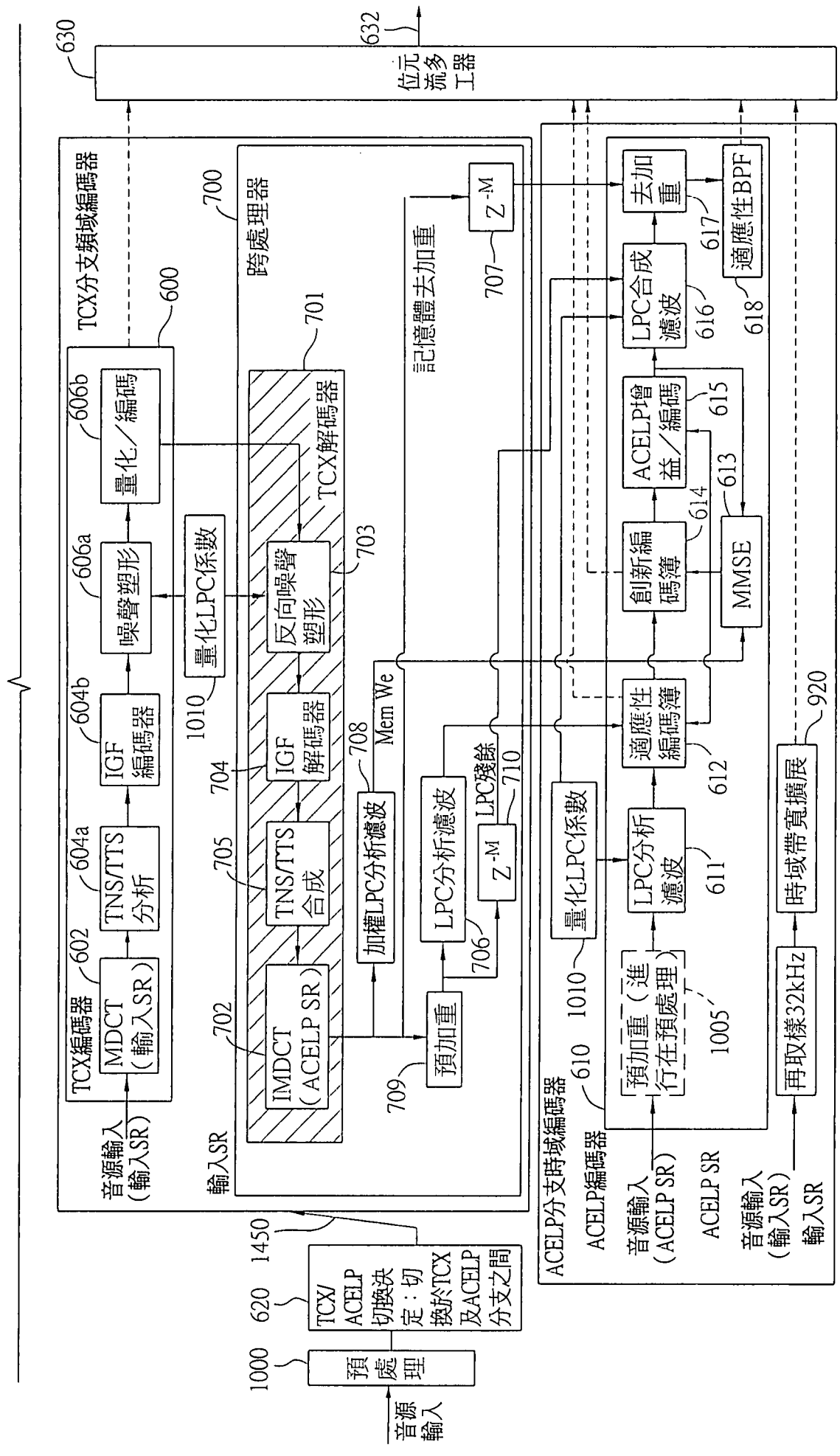
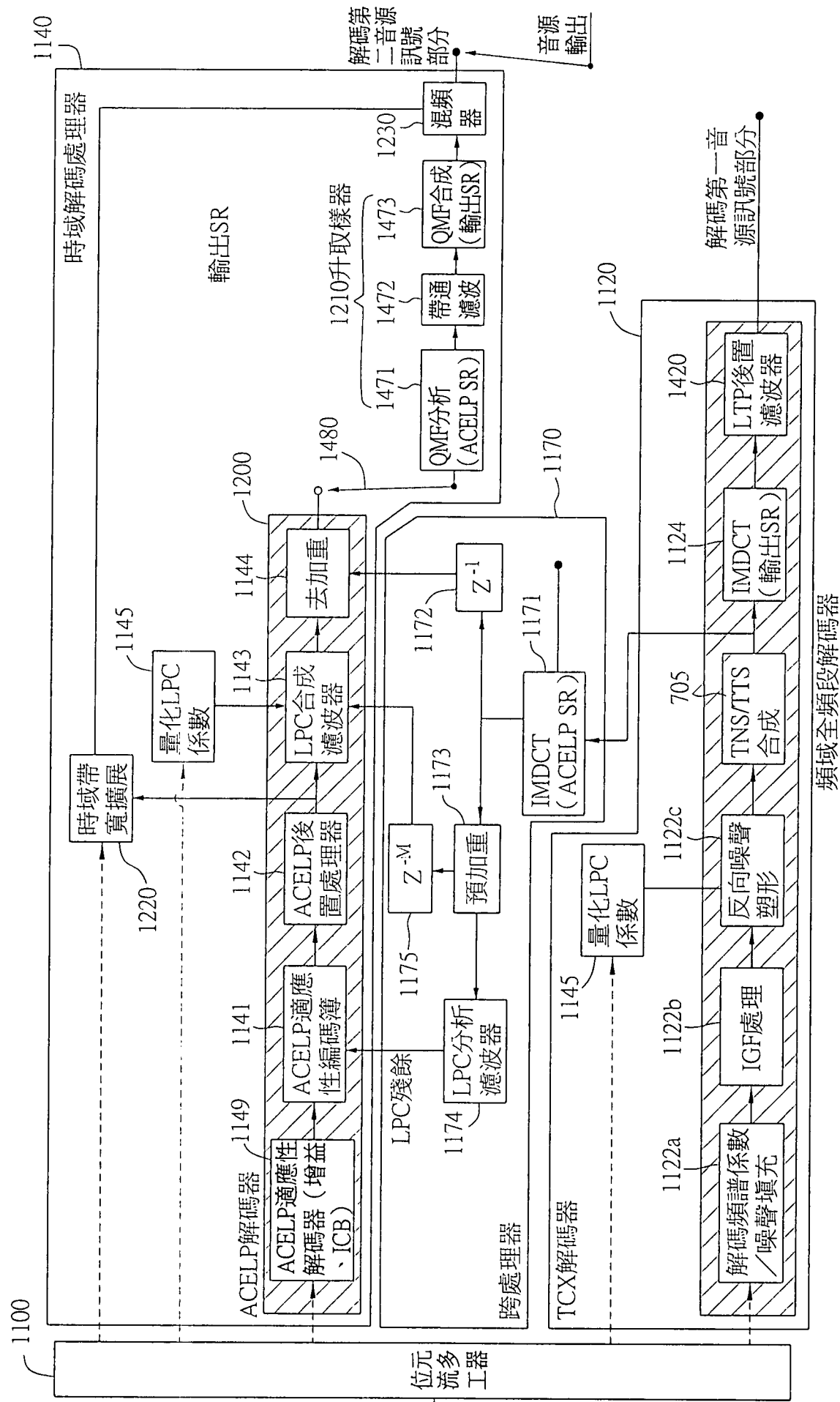


圖14A-1  
圖14A-2

圖 14A-2



頻域全頻段解碼器

圖 14B



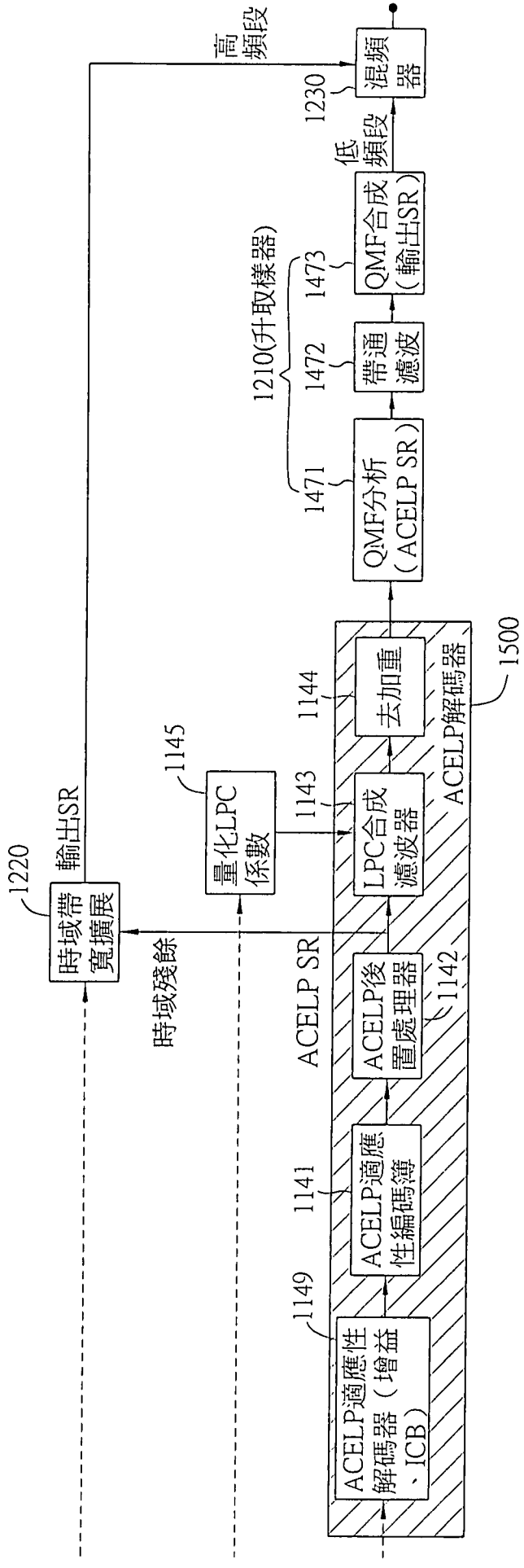


圖 14C