



(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 I455114 B

(45)公告日：中華民國 103 (2014) 年 10 月 01 日

(21)申請案號：099135553

(22)申請日：中華民國 99 (2010) 年 10 月 19 日

(51)Int. Cl. : G10L19/08 (2013.01)

G10L19/00 (2013.01)

(30)優先權：2009/10/20 美國

61/253,440

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

德國

(72)發明人：蓋葛 雷夫 GEIGER, RALF (DE)；福契斯 古拉米 FUCHS, GUILLAUME (DE)；
穆爾特斯 馬庫斯 MULTRUS, MARKUS (DE)；吉瑞爾 柏哈德 GRILL,
BERNHARD (DE)

(74)代理人：惲軼群；陳文郎

(56)參考文獻：

EP 2040253A1

BESSETTE B et al: "A wideband speech and audio codec at 16/24/32
kbit/s using hybrid ACELP/TCX techniques", SPEECH CODING
PROCEEDINGS, 1999 IEEE WORKSHOP ON PORVOO, FINLAND 20-23 JUNE 1999,
PISCATAWAY, NJ, USA, IEEE, US, 20 June 1999 (1999-06-20), pages 7-9

審查人員：涂淑惠

申請專利範圍項數：12 項 圖式數：11 共 0 頁

(54)名稱

多模式音訊編解碼器及其適用碼簿激發線性預測編碼技術

MULTI-MODE AUDIO CODEC AND CELP CODING ADAPTED THEREFORE

(57)摘要

依據本發明之第一構面，子框之位元串流元素係與全域增益值差異編碼，使得該等訊框之全域增益值改變，結果導致該音訊內容之解碼表示型態的輸出位準調整。同時，該差異編碼儲存位元，否則位元的儲存將出現在當將新的語法元素導入一編碼位元串流時。又復，藉由允許設定全域增益值的時間解析度低於前述位元串流元素差異編碼至該全域增益值而調整個別子框之增益的時間解析度，該差異編碼允許全域地調整編碼位元串流之增益的負荷減輕。依據另一構面，藉由共同控制碼簿激發線性預測(CELP)編解碼器之碼簿激發之增益，連同控制該變換編碼訊框之變換或反變換位準，可達成跨 CELP 編碼訊框及變換編碼訊框之全域增益控制。依據又另一構面，藉由執行於激發信號之加權域的 CELP 編碼中之增益值測定，當改變個別增益值時，可更良好適應於變換編碼位準調整之表現而呈現 CELP 編碼位元串流之響度變化。

In accordance with a first aspect of the present invention, bitstream elements of sub-frames are encoded differentially to a global gain value so that a change of the global gain value of the frames results in an adjustment of an output level of the decoded representation of the audio content. Concurrently, the differential coding saves bits otherwise occurring when introducing a new syntax element into an encoded bitstream. Even further, the differential coding enables the lowering of the burden of globally adjusting the gain of an encoded bitstream by allowing the time resolution in setting the global gain value to be lower

than the time resolution at which the afore-mentioned bitstream element differentially encoded to the global gain value adjusts the gain of the respective sub-frame. In accordance with another aspect, a global gain control across CELP coded frames and transform coded frames is achieved by co-controlling the gain of the codebook excitation of the CELP codec, along with a level of the transform or inverse transform of the transform coded frames. According to even another aspect, a variation of the loudness of a CELP coded bitstream upon changing the respective gain value is rendered more well adapted to the behavior of transform coded level adjustments, by performing the gain value determination in CELP coding in the weighted domain of the excitation signal.

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：991 35 55 3

※ 申請日：99.10.19

※ IPC 分類：G10L 19/08 (2013.01)
G10L 19/00 (2013.01)

一、發明名稱：(中文/英文)

多模式音訊編解碼器及其適用碼簿激發線性預測編碼技術
MULTI-MODE AUDIO CODEC AND CELP CODING ADAPTED
THEREFORE

二、中文發明摘要：

依據本發明之第一構面，子框之位元串流元素係與全域增益值差異編碼，使得該等訊框之全域增益值改變，結果導致該音訊內容之解碼表示型態的輸出位準調整。同時，該差異編碼儲存位元，否則位元的儲存將出現在當將新的語法元素導入一編碼位元串流時。又復，藉由允許設定全域增益值的時間解析度低於前述位元串流元素差異編碼至該全域增益值而調整個別子框之增益的時時間解析度，該差異編碼允許全域地調整編碼位元串流之增益的負荷減輕。依據另一構面，藉由共同控制碼簿激發線性預測(CELP)編解碼器之碼簿激發之增益，連同控制該變換編碼訊框之變換或反變換位準，可達成跨CELP編碼訊框及變換編碼訊框之全域增益控制。依據又另一構面，藉由執行於激發信號之加權域的CELP編碼中之增益值測定，當改變個別增益值時，可更良好適應於變換編碼位準調整之表現而呈現CELP編碼位元串流之響度變化。

三、英文發明摘要：

In accordance with a first aspect of the present invention, bitstream elements of sub-frames are encoded differentially to a global gain value so that a change of the global gain value of the frames results in an adjustment of an output level of the decoded representation of the audio content. Concurrently, the differential coding saves bits otherwise occurring when introducing a new syntax element into an encoded bitstream. Even further, the differential coding enables the lowering of the burden of globally adjusting the gain of an encoded bitstream by allowing the time resolution in setting the global gain value to be lower than the time resolution at which the afore-mentioned bitstream element differentially encoded to the global gain value adjusts the gain of the respective sub-frame. In accordance with another aspect, a global gain control across CELP coded frames and transform coded frames is achieved by co-controlling the gain of the codebook excitation of the CELP codec, along with a level of the transform or inverse transform of the transform coded frames. According to even another aspect, a variation of the loudness of a CELP coded bitstream upon changing the respective gain value is rendered more well adapted to the behavior of transform coded level adjustments, by performing the gain value determination in CELP coding in the weighted domain of the excitation signal.

四、指定代表圖：

(一)本案指定代表圖為：第 (1) 圖。

(二)本代表圖之元件符號簡單說明：

10...多模式音訊編碼器、編碼器	42...量化及定標模組
12...頻域(FD)編碼器	44...無損耗編碼器
14...線性預測編碼(LPC)編碼器	46...心理聲學控制器
16...變換編碼激發(TCX)編碼部分	48,54,56,58...輸入端
18...碼簿激發線性預測(CELP)編碼部分	50,70...輸出端
20...編碼模式切換器	52...子框
22...模式分配器	60,66...激發產生器
24...音訊內容	62...LP分析器
26...FD部分	64...能測定器
28...LPC部分	68...多工器
30,32,34...訊框	72...資訊
36...已編碼位元串流	74...頻譜資訊
38...開窗器	76...適應性碼簿指標
40...變換器	78...創新碼簿指標
	80...語法元素global_gain

五、本案若有化學式時，請揭示最能顯示發明特徵的化學式：

六、發明說明：

【發明所屬之技術領域】

本發明係有關多模式音訊編碼，諸如統一語音及音訊編解碼器，或適用於一般音訊信號諸如樂音、語音、混合及其它信號之一編解碼器，及適用於此之一種CELP編碼方案。

【先前技術】

較佳係混合不同編碼模式來編碼表示不同型音訊信號諸如語音、樂音等混合信號之一般音訊信號。個別編碼模式可適用於特定音訊類型，及如此，多模式音訊編碼器可利用音訊內容之隨著時間之經過，與音訊內容類型的改變相對應而改變編碼模式。換言之，多模式音訊編碼器例如可判定使用特別專用於編碼語音的一編碼模式來編碼該音訊信號之具語音內容部分，及使用另一編碼模式來編碼該音訊內容之表示非語音內容諸如音樂部分。線性預測編碼模式傾向於較為適合用以編碼語音內容，而只要有關樂音的編碼，則頻域編碼模式傾向於表現效能優於線性預測編碼模式。

但使用不同的編碼模式，使得其難以全域地調整已編碼的位元串流內部增益，或更精確言之，已編碼的位元串流之音訊內容之解碼表示型態之增益無需實際上將該已編碼的位元串流解碼，及然後再度重新編碼增益已調整之解碼表示型態，迂迴繞道必然減低增益已調整之位元串流的品質，原因在於再量化係於重新編碼該已解碼且已調整增

益之表示型態進行。

舉例言之，於AAC，藉由改變8-位元欄位「全域增益」之值，於位元串流層面可達成輸出位準的調整。此一位元串流元素可單純被通過且經編輯，而無需完整解碼及重編碼。如此，此一處理並未導入任何品質降級而可毫無損耗地取消。有些應用用途實際上使用此一選項。舉例言之，一種免費軟體稱作「AAC gain」，[AAC gain]其恰應用前述辦法。此種軟體為免費軟體「MP3 gain」的衍伸，其係應用MPEC1/2層3之相同技術。

於剛萌芽的USAC編解碼器，FD編碼模式自AAC承接8-位元全域增益。如此，若USAC只以FD模式執行，例如用於較高位元率，則比較AAC，全然保留位準調整功能。但一旦允許模式變遷，則此項可能性不復存在。舉例言之，於TCX模式，也有一個具相同功能的位元串流元素也稱作「全域增益」，其具有7-位元長度。換言之，編碼個別模式之個別增益元素的位元數目主要係適應於個別編碼模式，來達成一方面是耗用較少位元於增益控制，與它方面避免品質因增益調整的量化太過粗糙而降級間的最佳折衷。顯然此項折衷於比較TCX模式與FD模式時導致不同的位元數目。於目前萌生的USAC標準之ACELP模式中，位準可透過具有2-位元長度的位元串流元素「平均能」控制。再度，顯然過多位元用於平均能與過少位元用於平均能間之折衷，結果導致比較其它編碼模式，亦即TCX及FD編碼模式不同的位元數目。

如此，至目前為止，全域地調整藉多模式編碼所編碼的已編碼位元串流之解碼表示型態的增益煩瑣且易於造成品質的減低。或為執行解碼接著為增益調整及重新編碼，或為單獨藉由調整影響該位元串流之不同編碼模式部分之增益的不同模式之個別位元串流元素，試探性地執行響度位準的調整。但後一可能性極其可能將假影(artifacts)導入已增益調整且已解碼之表示型態。

如此，本發明之目的係提供一種多模式音訊編碼器，其允許全域增益調整，而無解碼及重新編碼的繞道，就品質及壓縮率而言只有中等降級，及適用於嵌入多模式音訊編碼而達成類似性質之一種CELP編解碼器。

此項目的可藉隨附之申請專利範圍之獨立項主旨而達成。

【發明內容】

依據本發明之第一構面，本案發明人瞭解當嘗試橫過不同編碼模式使得全域增益調整協調時所遭逢的問題，係植基於實際上不同編碼模式具有不同框尺寸且係以不同方式分解成子框。依據本發明之第一構面，此項困難可藉由將子框之位元串流元素差異編碼成全域增益值，使得訊框之全域增益值的改變導致該音訊內容之解碼表示型態之輸出位準的調整。同時，差異編碼可節省位元，否則當將新語法元素導入編碼位元串流時將出現位元。又復，差異編碼藉由允許設定全域增益值的時間解析度比前述位元串流元素差異編碼成全域增益值來調整個別子框的增益時的時

間解析度更低，而允許全域調整已編碼位元串流之增益時的負擔減輕。

如此，依據本案之第一構面，一種用以基於編碼位元串流而提供音訊內容之解碼表示型態之多模式音訊解碼器，該多模式音訊解碼器係組配來解碼該編碼位元串流每個訊框之一全域增益值，其中該等訊框之一第一子集係以第一編碼模式編碼，及該等訊框之一第二子集係以第二編碼模式編碼，而該第二子集之各個訊框係由多於一個子框組成；對該第二訊框子集之至少一個子框子集的每個子框，係以與該個別訊框之全域增益值差異地解碼一相對應位元串流元素；及於使用該全域增益值及該相對應位元串流元素，解碼該第二訊框子集之至少子框子集的該等子框時，及使用該全域增益值解碼該第一訊框子集時，完成該位元串流的解碼，其中該多模式音訊解碼器係組配來使得編碼位元串流內部之該等訊框的全域增益值變化導致該解碼音訊內容表示型態之輸出位準的調整。依據本第一構面，一種多模式音訊編碼器係組配來將一音訊內容編碼成已編碼位元串流而該等子框之第一子集係以第一編碼模式編碼及該等訊框之第二子集係以第二編碼模式編碼，此時該等訊框之第二子集係由一個或多個子框組成，此時該多模式音訊編碼器係組配來測定與編碼每訊框一全域增益值，及測定與將該第二子集之該等子框之至少一子集的子框編碼成相對應位元串流元素係與個別訊框之全域增益值不同，其中該多模式音訊編碼器係組配來使得該已編碼位

元串流內部之該等訊框之全域增益值的改變，導致於解碼端之該音訊內容的解碼表示型態之輸出位準的調整。

依據本案之第二構面，本案發明人發現若CELP編解碼器之碼簿激發之增益係連同變換編碼框之變換或反變換位準一起控制，則跨經CELP編碼框及變換編碼框之通用增益控制可經由維持前文摘述之優點而達成。

據此，依據第二構面，一種用以基於編碼位元串流而提供音訊內容之解碼表示型態之多模式音訊解碼器，其第一訊框子集係以CELP編碼，及其第二訊框子集係以變換編碼，該多模式音訊解碼器包含一CELP解碼器其係組配來解碼該第一子集之目前訊框，該CELP解碼器包含一激發產生器其係組配來藉由基於該編碼位元串流內部之該第一子集之目前訊框的過去激發及碼簿指標而組成碼簿激發，以及基於該編碼位元串流內部之全域增益值而設定該碼簿激發之增益，來產生該第一子集之目前訊框之一目前激發；及一線性預測合成濾波器其係組配來基於該編碼位元串流內部之該第一子集之目前訊框的線性預測濾波係數而濾波該目前激發；一變換解碼器其係組配來解碼該第二子集之目前訊框，係藉由自該編碼位元串流對該第二子集之目前訊框組成頻譜資訊，及對該頻譜資訊進行頻域至時域變換來獲得一時域信號，因此該時域信號之位準係取決於該全域增益值。

同理，依據第二構面，一種用以藉CELP編碼一音訊內容之一第一訊框子集及藉變換編碼一第二訊框子集而將該

音訊內容編碼成一編碼位元串流之多模式音訊編碼器，該多模式音訊編碼器包含組配來編碼該第一子集之一目前訊框之一CELP編碼器，該CELP編碼器包含一線性預測分析器其係組配來對該第一子集之目前訊框產生線性預測濾波係數，及將其編碼成該編碼位元串流；及一激發產生器其係組配來判定該第一子集之目前訊框之一目前激發，其當基於編碼位元串流內部的線性預測濾波係數而藉線性預測合成濾波器濾波時，回復由該第一子集之目前訊框之一過去激發及一碼簿指標所界定的該第一子集之目前訊框，及將該碼簿指標編碼成該編碼位元串流；及一變換編碼器，其係組配來藉由對該第二子集之一目前訊框執行時域至頻域變換成一時域信號而編碼第二子集之目前訊框來獲得頻譜資訊，及將該頻譜資訊編碼成該編碼位元串流，其中該多模式音訊編碼器係組配來將一全域增益值編碼成該編碼位元串流，該全域增益值係取決於該第一子集之目前訊框之一音訊內容依據線性預測係數而使用該線性預測分析濾波器來濾波之一版本的能量，或取決於該時域信號之能量。

依據本案之第三構面，發明人發現若CELP編碼之全域增益值係經運算且施加於激發信號之加權域，而非直接使用普通激發信號，則當改變個別全域增益值時，CELP編碼位元串流之響度變化係更加適應配合變換編碼位準調整的表現。此外，當考慮CELP編碼模式排它地作為CELP的其它增益諸如碼增益及LTP增益係於加權域運算時，於激發信號的加權域運算與施加全域增益值也有其優勢。

如此，依據第三構面，一種碼簿激發線性預測(CELP)解碼器，包含一激發產生器其係組配來產生位元串流之目前訊框之目前激發，其產生方式係經由基於過去激發及該位元串流內部之目前訊框的適應性碼簿指標，組成一適應性碼簿激發；基於該位元串流內部之目前訊框的創新碼簿指標，組成一創新碼簿激發；運算藉自該位元串流內部之線性預測濾波係數所組成的加權線性預測合成濾波器而頻譜式加權的該創新碼簿激發能之估值；基於該位元串流內部之全域增益值與該估算得之能量間之比，設定該創新碼簿激發之增益；及組合該適應性碼簿激發與該創新碼簿激發來獲得該目前激發；及一線性預測合成濾波器其係組配來基於該等線性預測濾波係數而濾波該目前激發。

同理，依據第三構面，一種碼簿激發線性預測(CELP)編碼器，包含一線性預測分析器，其係組配來對一音訊內容之一目前訊框產生線性預測濾波係數，及將該等線性預測濾波係數編碼成一位元串流；一激發產生器其係組配來判定該目前訊框之一目前激發為一適應性碼簿激發與一創新碼簿激發的組合，而其當藉線性預測合成濾波器基於線性預測濾波係數濾波時，回復該目前訊框，其係藉由組成由該目前訊框之一過去激發及一適應性碼簿指標所界定的該適應性碼簿激發，及將該適應性碼簿指標編碼成該位元串流；及組成由該目前訊框之一創新碼簿指標所界定的該創新碼簿激發，及將該創新碼簿指標編碼成該位元串流；及一能測定器，其係組配來依據該線性預測濾波係數及一

聽覺加權濾波器而以加權濾波器濾波的該目前訊框之音訊內容之一版本，測定該版本能量，獲得一增益值，及將該增益值編碼成該位元串流，該加權濾波器係自該等線性預測濾波係數解譯。

圖式簡單說明

本案之較佳實施例為附屬本案之申請專利範圍各附屬項之主旨。此外，本案之較佳實施例係於後文參考附圖作說明，附圖中：

第1a及1b圖顯示依據一實施例之多模式音訊編碼器之方塊圖；

第2圖顯示依據第一替代例，第1圖之編碼器之能量運算部分之方塊圖；

第3圖顯示依據第二替代例，第1圖之編碼器之能量運算部分之方塊圖；

第4圖顯示依據一實施例且適用於解碼藉第1圖之編碼器編碼的位元串流之多模式音訊解碼器；

第5a及5b圖顯示依據本發明之又一實施例之多模式音訊編碼器及多模式音訊解碼器；

第6a及6b圖顯示依據本發明之又一實施例之多模式音訊編碼器及多模式音訊解碼器；及

第7a及7b圖顯示依據本發明之又一實施例之CELP編碼器及CELP解碼器。

【實施方式】

第1圖顯示依據本案之一實施例一種多模式音訊編碼

器之實施例。第1圖之多模式音訊編碼器適用於編碼混合型音訊信號，諸如語音與樂音之混合信號。為了獲得最適當速率/失真折衷，該多模式音訊編碼器係組配來於數種編碼模式間切換而調整編碼性質適應欲編碼之音訊內容之目前需求。更明確言之，依據第1圖之實施例，多模式音訊編碼器通常使用三種不同編碼模式，亦即FD(頻域)編碼、及LP(線性預測)編碼，其又再劃分成TCX(變換編碼激發)及CELP(碼簿激發線性預測)編碼。於FD編碼模式，欲編碼之音訊內容經開窗、頻譜分解，且該頻譜分解係經依據心理聲學而量化及定標來隱藏在掩蔽臨界值下方的量化雜訊。於TCX及CELP編碼模式，音訊內容接受線性預測分析來獲得線性預測係數，及此等線性預測係數係在位元串流內部連同激發信號一起傳輸，其當使用位元串流內的線性預測係數，以相對應的線性預測合成濾波器濾波時，獲得已解碼之音訊內容表示型態。以TCX為例，激發信號係經變換編碼，而於CELP之情況下，激發信號係藉碼簿內的檢索登錄項目編碼，或否則以合成方式組成所濾波樣本之一碼簿向量。依據本實施例使用的ACELP(代數碼簿激發線性預測)，激發係由適應性碼簿激發及創新碼簿激發所組成。容後詳述，於TCX，線性預測係數可於解碼器端探討，也係藉演繹定標因數而於頻域直接探討用來成形雜訊量化。此種情況下，TCX係設定來變換原先信號，及將LPC結果只應用在頻域。

儘管編碼模式不同，但第1圖之編碼器產生位元串流，

使得與該已編碼位元串流之全部訊框相關聯之某個語法元素(具體實例係與訊框個別地或訊框組群相關聯)允許藉由例如增或減全域增益值達等量，諸如相等位數(其係等於以對數底乘以位數之一因數(或除數)縮放)而橫過全部編碼模式的全域增益適應。

特定言之，依據藉第1圖之多模式音訊編碼器10支援的各種編碼模式，其包含FD編碼器12及LPC(線性預測編碼)編碼器14。LPC編碼器14又係由一TCX編碼部分、一CELP編碼部分18、及一編碼模式切換器20所組成。編碼器10所包含之又一編碼模式切換器係相當概略地顯示於22為模式分配器。模式分配器係組配來分析欲編碼之音訊內容24而將其連續的時間部分與不同編碼模式相關聯。更明確言之，於第1圖之情況下，模式分配器22將音訊內容24的不同連續的時間部分分配至FD編碼模式及LPC編碼模式中之任一者。於第1圖之說明例中，舉例言之，模式分配器22已將音訊內容24的部分26分配至FD編碼模式，而緊接隨後部分28分配至LPC編碼模式。依據模式分配器22分配的編碼模式而定，音訊內容24可再細分成不同連續訊框。舉例言之，於第1圖之實施例，部分26內部之音訊內容24係編碼成等長訊框30，而彼此有例如50%重疊。換言之，FD編碼器12係組配來於此等單元30編碼音訊內容24之FD部分26。依據第1圖之實施例，LPC編碼器14也係組配來以訊框32單位編碼音訊內容24的相關聯部分28，但此等訊框並非必要具有訊框30的相等大小。以第1圖為例，訊框32之大小係小於訊框

30之大小。特定言之，依據特定實施例，訊框30之長度為音訊內容24之2048個樣本，而訊框32之長度為1024樣本。可能在LPC編碼模式與FD編碼模式間之邊界，最末框重疊第一框。但於第1圖之實施例，及如第1圖示例顯示，於自FD編碼模式變遷至LPC編碼模式之情況下並無訊框重疊，反之亦然。

如第1圖指示，FD編碼器12接收訊框30，及藉頻域變換編碼將其編碼成已編碼位元串流36之個別訊框34。為了達成此項目的，FD編碼器12包含一開窗器38、一變換器40、一量化及定標模組42、及一無損耗編碼器44，以及心理聲學控制器46。原則上，FD編碼器12可依據AAC標準實施，只要後文描述並未教示FD編碼器12的不同表現即可。更明確言之，開窗器38、變換器40、量化及定標模組42、及無損耗編碼器44係串接在FD編碼器12之一輸入端48與一輸出端50間，及心理聲學控制器46具有一輸入端係連結至該輸入端48，及一輸出端係連結至量化及定標模組42之另一輸入端。須注意FD編碼器12可包含額外模組用於其它編碼選項，但於此處並無特殊限制。

開窗器3可使用不同窗用來開窗進入輸入端48之一目前訊框。該已開窗訊框在變換器40，諸如使用修正型離散餘弦轉換(MDCT)等接受時域至頻域變換。變換器40可使用不同變換長度來變換已開窗訊框。

更明確言之，開窗器38使用相等變換長度，以變換器40支援窗，而窗長度係重合訊框30長度來獲得多個變換係

數，其例如於MDCT之情況下，係與訊框30之半數樣本相對應。但開窗器38也可組配來支援編碼選項，依據該等編碼選項，時間上彼此相對偏移的若干較短窗，諸如訊框30之一半長度的8窗係施加至一目前訊框，變換器40使用符合開窗的變換長度變換目前訊框之此等開窗版本，藉此獲得該訊框期間的不同時間，藉取樣該音訊內容而對該訊框獲得8頻譜。由開窗器38所使用的窗可為對稱或非對稱，且可具有零前端及/或零後端。於施加若干短窗至一目前訊框之情況下，此等短窗之非零部分係相對於彼此位移，但彼此重疊。當然，依據其它實施例也可使用開窗器38及變換器40之窗及變換長度的其它編碼選項。

由變換器40輸出之變換係數係在模組42量化及定標。特別，心理聲學控制器46分析在輸入端48的輸入信號來判定一掩蔽臨界值48，據此，由量化及定標所導入的量化雜訊係形成為低於該掩蔽臨界值。特別，定標模組42可於定標因數帶運算，共同覆蓋頻譜域所再細分的變換器40之頻譜域。據此，成組連續的變換係數被分配至不同的定標因數帶。模組42判定每個定標因數帶之一定標因數，該定標因數當乘以分配予個別定標因數帶的個別變換係數值時，獲得變換器40所輸出之變換係數之已重建版本。此外，模組42設定頻譜上一致地定標該頻譜之一增益值。如此，重建變換係數係等於該變換係數值乘以相關聯之定標因數乘以個別框 i 之增益值 g_i 。變換係數值、定標因數、及增益值在無損耗編碼器44接受無損耗編碼，諸如利用熵編碼，諸

如算術編碼或霍夫曼編碼，連同其它語法元素，例如有關前述窗及變換長度決策之語法元素，及允許其它編碼選項的額外語法元素。有關此一方面之進一步細節，請參考AAC標準有關其它編碼選項。

為求略為更加精確，量化及定標模組42可經組配來傳輸每頻譜列k之一量化變換係數值，其當重新定標時，獲得於個別頻譜列k的重建變換係數，亦即 x_{rescal} ，當乘以

$$\text{增益} = 2^{0.25 \cdot (sf - sf_offset)}$$

其中sf為個別量化變換係數所屬的個別定標因數帶之定標因數，及sf_offset為常數，例如可設定為100。

如此，定標因數係於對數域定義。定標因數可在位元串流36內部連同頻譜存取彼此差異編碼，亦即只有頻譜鄰近定標因數sf間之差異可在位元串流內部傳輸。相對於前述全域增益值(global_gain value)為差異編碼的第一定標因數sf可在位元串流內部傳輸。後文說明將關注此一語法元素global_gain。

global_gain值可在對數域在位元串流內部傳輸。換言之，模組42可經組配來取一目前頻譜之第一定標因數sf作為global_gain。然後，此sf值可與零差異地傳輸，及隨後的sf值係與個別前趨值差異傳輸。

顯然，當一致地在全部訊框30上進行時，改變global_gain，將改變重建的變換能，而如此轉譯成FD編碼部分26的響度變化。

更明確言之，FD訊框之global_gain係在位元串流內部

傳輸，使得global_gain對數式地取決於重建的音訊時域樣本之移動平均，或反之亦然，重建的音訊時域樣本之移動平均指數式地取決於global_gain。

類似訊框30，全部分配予LPC編碼模式之訊框亦即訊框32進入LPC編碼器14。於LPC編碼器14內部，切換器20將各個訊框32再劃分成一個或多個子框52。各個此等子框52可被分配予TCX編碼模式或CELP編碼模式。被分配予TCX編碼模式的子框52係前傳至TCX編碼器16之輸入端54，而被分配予CELP編碼模式的子框係藉切換器20前傳至CELP編碼器18之輸入端56。

須注意第1圖顯示之切換器20配置在LPC編碼器14之輸入端58與TCX編碼器16及CELP編碼器18個別的輸入端54及56僅供舉例說明之用，實際上，有關訊框32之再劃分成子框52，帶有相關聯之TCX及CELP中之個別編碼模式分配予個別子框，可在TCX編碼器16與CELP編碼器18的內部元素間以互動方式進行來最大化某個權值/失真測量值。

總而言之，TCX編碼器16包含一激發產生器60、一LP分析器62、及一能測定器64，其中該LP分析器62及該能測定器64係由CELP編碼器18所共同使用(共同擁有)，CELP編碼器18進一步包含其本身的激發產生器66。激發產生器60、LP分析器62及能測定器64之個別輸入端係連結至TCX編碼器16之輸入端54。同理，LP分析器62、能測定器64及激發產生器66個別之輸入端係連結至CELP編碼器18之輸入端56。LP分析器62係組配來分析目前訊框亦即TCX框或

CELP框內音訊內容來測定線性預測係數，且係連結至激發產生器60、能測定器64及激發產生器66之個別係數輸入端來前傳線性預測係數至此等元件。容後詳述，LP分析器可在原先音訊內容之預強調版本上運算，及個別預強調濾波器可為LP分析器之一個別輸入部分的一部分，或可連結至其輸入端的前方。同理適用於能測定器64，容後詳述。但至於激發產生器60，其可在原先信號上直接運算。激發產生器60、LP分析器62、能測定器64及激發產生器66之個別輸出端以及輸出端50係連結至編碼器10之多工器68之個別輸入端，該多工器係組配來於輸出端70將所接收的語法元素多工化成位元串流36。

如前文已述，LPC分析器62係組配來測定輸入的LPC框32之線性預測係數。有關LP分析器62可能的功能之進一步細節請參考ACELP標準。一般而言，LP分析器62可使用自我相關法或協方差法來測定LPC係數。舉例言之，使用自我相關法，LP分析器62可使用李杜(Levinson-Durban)演繹法則，解出LPC係數來產生自我相關矩陣。如技藝界已知，LPC係數界定一種合成濾波器，其粗略地模擬人類聲道模型，而當藉一激發信號驅動時，大致上模擬氣流通過聲帶的模型。此種合成濾波器係藉LP分析器62使用線性預測模型化。聲道形狀改變速率受限制，及據此，LP分析器62可使用適應於該限制的更新速率且與訊框32之框率不同的更新速率，來更新線性預測係數。LP分析器62執行LP分析對元件60、64及66等某些濾波器提供資訊，諸如：

- 線性預測合成濾波器 $H(z)$ ；
- 其反濾波器，亦即線性預測分析濾波器或白化濾波

$$\text{器 } A(z) \text{ 帶有 } H(z) = \frac{1}{A(z)} ;$$

- 聽覺加權濾波器諸如 $W(z) = A(z/\lambda)$ ，其中 λ 為加權因數

LP分析器62將LPC係數上的資訊傳輸至多工器68用以插入位元串流36。此一資訊72可表示於適當域諸如頻譜對域等的量化線性預測係數。甚至線性預測係數之量化可於此一域進行。又，LP分析器62可以實際上在解碼端重建LPC係數的速率更高的速率傳輸LPC係數或其上資訊72。後述更新速率例如係藉LPC傳輸時間間之內插而達成。顯然，解碼器只須存取量化LPC係數，及據此，由相對應重建線性預測所定義的前述濾波器係標示以 $\hat{H}(z)$ 、 $\hat{A}(z)$ 及 $\hat{W}(z)$ 。

如前文摘述，LP分析器62分別定義LP合成濾波器 $H(z)$ 及 $\hat{H}(z)$ ，其當施加至個別激發時，除了若干後處理外，回復或重建原先音訊內容，但為求容易解說，其在此處不予考慮。

激發產生器60及66係用來定義此激發，及分別透過多工器68及位元串流36而傳輸其上個別資訊至解碼端。至於TCX編碼器16之激發產生器60，其藉由允許例如藉某個最適化方案所找出的適當激發，接受時域至頻域變換來獲得該激發之頻譜版本而編碼目前激發，其中此一頻譜資訊74之頻譜版本係前傳至多工器68用以插入位元串流36，而該頻譜資訊例如係類似於FD編碼器12模組42運算的頻譜，係

經量化及定標。

換言之，定義目前子框52的TCX編碼器16之激發的頻譜資訊74可具有相關聯之量化變換係數，其係依據單一定標因數而定標，而又相對於LPC訊框語法元素(後文也稱 `global_gain`)傳輸。如同於FD編碼器12之 `global_gain` 之情況，LPC編碼器14之 `global_gain` 也可在對數域定義。此數值的增加直接傳譯成個別TCX子框的解碼音訊內容表示型態之響度增高，原因在於解碼表示型態係藉保有增益調整之線性運算，經由處理資訊74內部之定標變換係數而達成。此等線性運算為時-頻反變換，及最終LP合成濾波。但容後詳述，激發產生器60係組配來以高於LPC訊框單位的時間解析度編碼前述頻譜資訊74之增益。更明確言之，激發產生器60使用語法元素稱作 `delta_global_gain` 來與位元串流元素 `global_gain` 不同地差異編碼，用來設定激發頻譜之增益的實際增益。`delta_global_gain` 也可於對域定義。可執行差異編碼使得 `delta_global_gain` 可定義為乘法修正 `global_gain` 亦即線性域的增益。

與激發產生器60相反，CELP編碼器18之激發產生器66係組配來經由使用碼簿指標編碼目前子框的目前激發。特定言之，激發產生器66係組配來藉適應性碼簿激發與創新碼簿激發的組合而測定目前激發。激發產生器66係組配來對一目前訊框組成適應性碼簿激發，因而藉過去激發(亦即用於先前編碼CELP子框的激發)例如及目前訊框之適應性碼簿指標而定義。激發產生器66藉前傳至多工器68而編碼

適應性碼簿指標76。又，激發產生器66組成藉目前訊框之創新碼簿指標所定義的創新碼簿激發，及藉由前傳至多工器68用以插入位元串流36而將創新碼簿指標78編碼成位元串流。實際上，二指標可整合成一個共用語法元素。二指標一起仍然允許解碼器回復如此藉激發產生器所測定的碼簿激發。為了保證編碼器與解碼器的內部狀態同步，激發產生器66不僅測定用以允許解碼器回復目前碼簿激發的語法元素，該位元也藉由實際上產生來使用目前碼簿激發作為編碼次一CELP框的起點，亦即過去激發，而實際上也更新其狀態。

激發產生器66可經組配來在組成適應性碼簿激發及創新碼簿激發時，相對於目前子框的音訊內容而最小化聽覺加權失真測量值，考慮所得激發係在解碼端接受LP合成濾波用以重建。實際上，指標76及78檢索某些於編碼器10及於解碼端可取得的表，來檢索或以其它方式測定用作為LP合成濾波器之激發信號之向量。與適應性碼簿激發相反，創新碼簿激發係與過去激發不相干地判定。實際上，激發產生器66可經組配來使用先前編碼的CELP子框之過去激發及已重建激發而對目前訊框測定適應性碼簿激發，該測定方式係藉由使用某個延遲與增益值及預定(內插)濾波而修正後者，使得所得目前訊框之適應性碼簿激發來當藉合成濾波器濾波時，最小化與適應性碼簿激發回復原先音訊內容的某個目標值的差異。前述延遲及增益及濾波係藉適應性碼簿指標指示。其餘的不一致性係藉創新碼簿激發補

償。再度，激發產生器66適合設定碼簿指標來找出最佳創新碼簿激發，其當組合(諸如加至)適應性碼簿激發時，可獲得目前訊框之目前激發(當組成隨後CELP子框的適應性碼簿激發時，則作為過去激發)。換言之，適應性碼簿搜尋可基於子框基礎執行，且包含執行閉環音高搜尋，然後藉內插過去激發在選定的分量音高延遲而運算適應性碼向量。實際上，激發信號 $u(n)$ 係藉激發產生器66定義為適應性碼簿向量 $v(n)$ 及創新碼簿向量 $c(n)$ 的加權和如下

$$u(n) = \hat{g}_p v(n) + \hat{g}_c c(n)。$$

音高增益 $\hat{g}_p$ 係藉適應性碼簿指標76定義。創新碼簿增益 $\hat{g}_c$ 係藉創新碼簿指標78，及藉前述藉能測定器64測定的LPC訊框之`global_gain`語法元素測定，容後詳述。

換言之，當最適化創新碼簿指標78時，採用激發產生器66及維持不變，創新碼簿增益 $\hat{g}_c$ 僅只最適化創新碼簿指標來測定創新碼簿向量之脈衝之位置及符號，以及此等脈衝數目。

藉能測定器64設定前述LPC訊框`global_gain`語法元素之第一辦法(或替代之道)係於後文參考第2圖敘述。依據下述兩個替代之道，對各個LPC訊框32測定語法元素`global_gain`。然後此一語法元素係用作為前述屬於個別訊框32之TCX子框的`delta_global_gain`語法元素，以及前述創新碼簿增益 $\hat{g}_c$ 的參考，創新碼簿增益 $\hat{g}_c$ 係藉`global_gain`測定，容後詳述。

如第2圖所示，能測定器64可經組配來測定語法元素

global_gain 80，且可包含藉LP分析器62所控制的一線性預測分析濾波器82、一能量運算器84、及一量化及編碼階段86，以及用以再量化之解碼階段88。如第2圖所示，前置強調調器或前置強調濾波器90可在原先音訊內容24在能測定器64內部進一步處理之前，預強調原先音訊內容24，容後詳述。雖然未顯示於第1圖，但前置強調濾波器也可呈現在第1圖的方塊圖直接位在LP分析器62及能測定器64二者之輸入端前方。換言之，前置強調濾波器可由二者共同擁有或共同使用。前置強調濾波器90可如下給定

$$H_{emph}(z)=1-\alpha z^{-1}。$$

如此，前置強調濾波器可為高通濾波器。此處，其為第一排序高通濾波器，但通常為第n排序高通濾波器。本例屬第一排序高通濾波器之實例， α 設定為0.68。

第2圖之能測定器64之輸入端係連結至前置強調濾波器90之輸出端。介於能測定器64的輸入端與輸出端80間，LP分析濾波器82、能量運算器84、及量化及編碼階段86係以所述順序串接。解碼階段88具有其輸入端係連結至量化及編碼階段86之輸出端，及輸出藉解碼器所得的量化增益。

更明確言之，線性預測分析濾波器82施加至經前置強調的音訊內容，結果導致一激發信號92。如此，該激發92係等於藉LPC分析濾波器 $A(z)$ 濾波的原先音訊內容24之經前置強調版本，亦即原先音訊內容24係以下式濾波

$$H_{emph}(z)A(z)。$$

基於此激發信號92，目前訊框32之全域增益值係經由

對目前訊框32內部的此一激發信號92的每1024樣本運算能量而推定。

更明確言之，能量運算器84藉下式求取對數域中每節段64樣本的信號92之能量平均：

$$nrg = \sum_{l=0}^{15} \frac{1}{16} \cdot \log_2 \sum_{n=0}^{64} \sqrt{\frac{exc[l \cdot 64 + n] * exc[l \cdot 64 + n]}{64}}。$$

然後藉下式，基於平均能nrg對對數域6位元藉量化及編碼階段86而量化增益 g_{index} ：

$$g_{index} = \lfloor 4 \cdot nrg + 0.5 \rfloor。$$

然後，此一指標於位元串流內作為語法元素80亦即作為全域增益傳輸。此一指標係定義於對數域。換言之，量化階的大小以指數方式增加。量化增益係藉運算下式經由解碼階段88得知：

$$\hat{g} = 2^{\frac{g_{index}}{4}}。$$

此處使用的量化具有與FD模式之全域增益相等的粒度，及據此， g_{index} 定標LPC訊框32之響度係以FD框30之 $global_gain$ 語法元素的定標之相同方式定標，藉此達成多模式編碼位元串流36之增益控制之一種容易方式，而無需執行解碼與重新編碼的迂迴繞道而仍然保有品質。

如後文就解碼器之進一步細節摘述，為了維持前述編碼器與解碼器間之同步(激發更新)，於最適化碼簿或已經最適化碼簿後，激發產生器66可包括，

a) 基於 $global_gain$ ，運算預測增益 g_c' ，及

b) 預測增益 g_c' 乘以創新碼簿修正因數 $\hat{\gamma}$ 而獲得實際創

新碼簿增益 $\hat{g}_c$

c) 經由組合適應性碼簿激發及創新碼簿激發，而以實際

創新碼簿增益 $\hat{g}_c$ 加權後者，來實際上產生碼簿激發。

更明確言之，依據本替代例，量化及編碼階段86在位元串流內部傳輸 g_{index} ，而激發產生器66接收量化增益 $\hat{g}$ 作為用以最佳化創新碼簿激發的預定固定參考。

特定言之，激發產生器66只使用(亦即最佳化)創新碼簿指標其也定義 $\hat{\gamma}$ ，此乃創新碼簿增益修正因數而最佳化創新碼簿增益 $\hat{g}_c$ 。更明確言之，創新碼簿增益修正因數判定創新碼簿增益 $\hat{g}_c$ 為

$$\bar{E} = 20 \log(\hat{g})$$

$$G'_c = \bar{E}$$

$$g'_c = 10^{0.05 G'_c}$$

$$\hat{g}_c = \hat{\gamma}_c \cdot g'_c$$

容後詳述，TCX增益係藉傳輸對5位元編碼的元素 delta_global_gain 編碼：

$$\text{delta_global_gain} = \left\lfloor (4 \log_2 \left(\frac{\text{gain_tcx}}{\hat{g}} \right) + 10) + 0.5 \right\rfloor$$

解碼如下：

$$\text{gain_tcx} = 2^{\frac{\text{delta_global_gain} - 10}{4}} \cdot \hat{g}$$

則

$$g = \frac{\text{gain_tcx}}{2rms}$$

依據就第2圖所述第一替代例，至於CELP子框及TCX子框，為了達成由語法元素 g_{index} 所提供的增益控制間之協

調一致，如此，全域增益 g_{index} 係基於每框或每超框 32 有 6 位元編碼。如此導致與 FD 模式之全域增益編碼具有相等增益粒度的結果。此種情況下，超框全域增益 g_{index} 係只對 6 位元編碼，但 FD 模式的全域增益係對 8 位元發送。如此，LPD(線性預測域)模式與 FD 模式之全域增益元素不同。但因增益粒度相似，故易應用統一增益控制。特別，用於以 FD 及 LPD 模式編碼 $global_gain$ 的對數域可優異地以相同對數底 2 執行。

為了完全協調全域元素，甚至 LPD 訊框也可直捷延伸於 8 位元編碼。至於 CELP 子框，語法元素 g_{index} 完全假設增益控制工作。前述 TCX 子框之 $delta_global_gain$ 元素可自超框全域增益對 5 位元差異地編碼。與前述多模式編碼方案可藉普通 AAC、ACELP 及 TCX 實施的情況作比較，前述依據第 2 圖替代例之構想用於只由 TCX 20 及/或 ACELP 子框所組成的超框 32 情況的編碼，將導致減少 2 位元，而於包含 TCX 40 及 TCX 80 子框之個別超框之情況下將分別耗用每一超框 2 或 4 額外位元。

就信號處理而言，超框全域增益 g_{index} 表示對超框 32 求取平均且於對數標度量化的 LPC 餘差能。於 (A) CELP，用來替代通常用於 ACELP 估算創新碼簿增益的「平均能」元素。依據第 2 圖之第一替代例，新穎估值具有比 ACELP 標準更高的幅度解析度，但較小時間解析度，原因在於 g_{index} 僅係每一超框而非每一子框傳輸。但發現餘差能為不良估算器，而用作為增益範圍之起因指示器。結果，時間解析度可能

更為重要。為了避免於傳輸期間的任何問題，激發產生器 66 可經組配來系統性地低估創新碼簿增益，及允許增益調整回復間隙。此項策略可能抗衡時間解析度之缺失。

又復，超框全域增益也用於 TCX 作為如前述測定 scaling_gain 的「全域增益」元素的估算。因超框全域增益 g_{index} 表示 LPC 餘差能，而 TCX 全域增益表示約略加權信號之能，經由使用 delta_global_gain 之差異增益編碼包括暗示若干 LP 增益。雖言如此，差異增益仍然顯示比普通「全域增益」遠更低的幅度。

對 12 kbps 及 24 kbps 單聲道，執行若干收聽測試，主要係聚焦在清晰的語音品質。該品質發現極為接近目前 USAC 之品質，而與其中使用 AAC 及 ACELP/TCX 標準的普通增益控制之前述實施例品質不同。但對某些語音項目，品質傾向於略差。

於已經依據第 2 圖之替代例描述第 1 圖之實施例後，就第 1 及 3 圖描述第二替代例。依據 LPD 模式之第二辦法，解決第一替代例之若干缺點：

- ACELP 創新增益的預測對高幅動能訊框的某些子框不合格。主要原因係由於幾何平均之能量運算。雖然平均 SNR 係優於原先 ACELP，但增益調整碼簿經常更飽和。推定此乃某些語音項目的聽覺略為降級的主因。
- 此外，ACELP 創新之增益預測並非最佳。確實，於加權域之增益為最佳化，而增益預測係在 LPC 餘差

域運算。下述替代例之構想係在加權域執行預測。

- 個別TCX全域增益之預測並非最佳，原因在於傳輸能係對LPC餘差運算，而TCX係在加權域運算其增益。

與前一方案的主要差異在於全域增益現在表示加權信號能而非激發能。

就位元串流而言，比較第一辦法之修正如下：

- 使用FD模式之相同量化器對8位元作全域增益編碼。現在，LPD及FD二模式共用相同位元串流元素。結果於AAC的全域增益有良好理由使用此一量化器對8位元編碼。8位元對LPD模式全域增益確實過多，LPD模式全域增益只能對6位元編碼。但為求統一須付出代價。
- 使用下列，以差異編碼來編碼TCX之個別全域增益：
 - 1位元用於TCX 1024固定長度碼
 - 平均4位元用於TCX 256及TCX 512可變長度碼 (霍夫曼)

就位元耗用而言，第二辦法與第一辦法之差異在於：

- 用於ACELP：位元耗用同前
- 用於TCX1024：+2位元
- 用於TCX512：平均+2位元
- 用於TCX256：平均位元耗用同前

就品質而言，第二辦法與第一辦法之差異在於：

- 因整體量化粒度維持不變，故TCX音訊部分應相同。

- ACELP 音訊部分可預期略為改良，原因在於預測提升。收集的統計數字顯示比較目前 ACELP，增益調整上較少異常值。

例如參考第3圖。第3圖顯示激發產生器66包含一加權濾波器 $W(z)$ 100，接著為一能量運算器102及一量化及編碼階段104，以及解碼階段106。實際上，此等元件相對於彼此之排列係同第2圖之元件82至88。

加權濾波器係定義為

$$W(z) = A(z/\gamma),$$

其中 λ 為聽覺加權因數，其可設定為0.92。

如此，依據第二辦法，TCX及CELP子框52之共用全域增益係自對加權信號的每2024個樣本，亦即以LPC訊框32為單位執行的能計算演繹。於濾波器100內經由藉LP分析器62輸出的LPC係數演繹的加權濾波器 $W(z)$ ，濾波原先信號24而在編碼器算出加權信號。順帶一提地，前述前置強調並非 $W(z)$ 的一部分。只用在LPC係數的運算前，亦即用在LP分析器62內部或前方，及用在ACELP之前，亦即用在激發產生器66內部或前方。在某種程度上，前置強調已經反映在 $A(z)$ 係數。

然後，能量運算器102測定運算能量為：

$$nrg = \sum_{n=0}^{1023} w[n]^* w[n].$$

然後，量化及編碼階段104藉下式，基於平均能 nrg ，對對數域的8位元量化增益 $global_gain$ ：

$$global_gain = \left\lfloor 4 \log_2 \left(\sqrt{\frac{nrg}{1024}} \right) + 0.5 \right\rfloor。$$

然後，藉下式，經由解碼階段106獲得量化全域增益：

$$\hat{g} = 2^{\frac{global_gain}{4}}。$$

將就解碼器以進一步細節摘述如下，由於前述編碼器與解碼器間維持同步(激發更新)原故，最佳化中或已最佳化碼簿指標後，激發產生器66可

- a) 估算創新碼簿激發，使用LP合成濾波器來濾波個別創新碼簿向量，藉含在臨時候選者或最終傳輸的創新碼簿指標內部的第一資訊，亦即前述創新碼簿向量脈衝的數目、位置及符號測定；但以加權濾波器 $W(z)$ 及解強調濾波器，亦即強調濾波器之反相(濾波器 $H_2(z)$ ，參考後文)加權；及測定結果之能，
- b) 形成如此導算出的能與藉 $global_gain$ 測定之能 $\bar{E} = 20 \log(\hat{g})$ 間之比來獲得預測增益 g_c'
- c) 將預測增益 g_c' 乘以創新碼簿修正因數 $\hat{\gamma}$ 而獲得實際創新碼簿增益 $\hat{g}_c$
- d) 經由組合適應性碼簿激發及創新碼簿激發，而以實際創新碼簿增益 $\hat{g}_c$ 加權後者來實際上產生碼簿激發。

更明確言之，如此達成的量化具有與FD模式之全域增益量化相等的粒度。再度，可採用激發產生器66，且於最佳化創新碼簿激發中處理量化全域增益 $\hat{g}$ 時視為常數。特定言之，經由找出最佳創新碼簿指標，使得獲得最佳量化固定碼簿增益，激發產生器66可設定創新碼簿修正因數 $\hat{\gamma}$ ，換

言之依據：

$$\hat{g}_c = \hat{\gamma} \cdot g'_c,$$

遵守：

$$\begin{aligned} g'_c &= 10^{0.05G'_c} \\ G'_c &= \bar{E} - E_i - 12 \\ \bar{E} &= 20 \log(\hat{g}) \\ E_i &= 10 \log\left(\frac{1}{64} \sum_{n=0}^{63} c_w^2[n]\right) \end{aligned}$$

其中 c_w 為依據下式，藉卷積而自 $n=0$ 至63獲得的加權域中之創新向量 $c[n]$ ：

$$c_w[n] = c[n] * h2[n],$$

其中 $h2$ 為加權合成濾波器之脈衝響應

$$H2(z) = \frac{\hat{W}(z)}{\hat{A}(z)} H_{de-emph}(z) = \frac{\hat{A}(z/0.92)}{\hat{A}(z)(1-0.68z^{-1})}。$$

例如 $\gamma=0.92$ 及 $\alpha=0.68$ 。

TCX 增益係藉傳輸以可變長度碼所編碼的元素 delta_global_gain 而編碼。

若 TCX 具有 1024 之大小，則只有 1 位元用於 delta_global_gain 元素，同時 global_gain 重新計算及再量化：

$$\text{global_gain} = \lfloor 4 \log_2(\text{gain_tcx}) + 0.5 \rfloor$$

$$\hat{g} = 2^{\frac{\text{global_gain}}{4}}$$

$$\text{delta_global_gain} = \left\lfloor 8 \log_2\left(\frac{\text{gain_tcx}}{\hat{g}}\right) + 0.5 \right\rfloor$$

解碼如下：

$$\text{gain_tcx} = 2^{\frac{\text{delta_global_gain}}{8}} \cdot \hat{g}$$

否則對TCX之其它大小，delta_global_gain係編碼如下：

$$\text{delta_global_gain} = \left\lfloor (28 \log(\frac{\text{gain_tcx}}{\hat{g}}) + 64) + 0.5 \right\rfloor$$

然後TCX增益解碼如下：

$$\text{gain_tcx} = 10^{\frac{\text{delta_global_gain} - 64}{28}} \cdot \hat{g}$$

delta_global_gain可直接對7位元編碼或藉由使用霍夫曼碼編碼，其平均產生4位元。

最後，於兩種情況下推定最終增益：

$$g = \frac{\text{gain_tcx}}{2_{rms}}$$

後文中，就第2圖及第3圖所述的兩個替代例所述第1圖實施例相對應之多模式音訊解碼器係就第4圖描述。

第4圖之多模式音訊解碼器大致上以元件符號120標示，且包含一解多工器122、一FD解碼器，及一TCX解碼器128及一CELP解碼器130所組成的LPC解碼器126，及一重疊/變遷處理器132。

解多工器包含一輸入端134同時形成該多模式音訊解碼器120的輸入端。第1圖之位元串流36輸入輸入端134。解多工器122包含連結至解碼器124、128及130之若干輸出端，及分配包含於位元串流134的語法元素至個別解碼機器。實際上，多工器分配個別解碼器124、128及130以位元串流36之訊框34及35。

解碼器124、128及130各自包含連結至重疊-變遷處理器132之一時域輸出端。重疊-變遷處理器132係負責在連續

框間的變遷處執行個別重疊/變遷處理。舉例言之，重疊/變遷處理器132可執行有關FD訊框之連續窗的重疊/加法程序。對TCX子框亦適用。雖然就第1圖並未詳細說明，例如即使激發產生器60使用開窗接著為時域至頻域變換來獲得表示激發的變換係數，但窗可能彼此重疊。當至/自CELP子框變遷時，重疊/變遷處理器132可執行特別措施來避免混疊。為了達成此項目的，重疊/變遷處理器132可藉透過位元串流36傳輸的個別語法元素控制。但因此等傳輸手段超出本發明的焦點之外，故就此方面而言的解決之道實例係參考例如ACELP W+作說明。

FD解碼器124包含一無損耗解碼器134、一去量化及重定標模組136、及一重新變換器138，其係以此順序串接在解多工器122與重疊/變遷處理器132間。無損耗解碼器134自例如差異編碼的位元串流回復例如定標因數。去量化及重定標模組136例如以此等變換係數值所屬的定標因數帶之相對應定標因數來定標個別頻譜列的變換係數值而回復變換係數。重新變換器138對如此所得變換係數執行頻域至時域變換，諸如反MDCT來獲得欲前傳至重疊/變遷處理器132之一時域信號。去量化及重定標模組136或重新變換器138使用對各個FD訊框在位元串流內部傳輸的global_gain語法元素，使得自變換所得時域信號係藉該語法元素定標(亦即以其某個指數函數線性定標)。實際上，定標可在頻域至時域變換之前或之後執行。

TCX解碼器128包含一激發產生器140、一頻譜形成器

142、及一LP係數變換器144。激發產生器140及頻譜形成器142係串接在解多工器122與重疊/變遷處理器132的另一輸入端間，及LP係數變換器144對頻譜形成器142的另一輸入端供以透過該位元串流而自LPC係數獲得的頻譜加權值。更明確言之，TCX解碼器128在多個子框52間係在TCX子框運算。激發產生器140係以類似FD解碼器124之組件134及136之方式處理輸入的頻譜資訊。換言之，激發產生器140去量化與重定標在位元串流內部傳輸的變換係數值來表示頻域的激發。如此所得變換係數係藉激發產生器140以一數值定標，該值與對目前TCX子框52傳輸的語法元素delta_global_gain與對目前TCX子框52所屬的目前訊框32傳輸的語法元素global_gain之和數相對應。如此，激發產生器140對依據delta_global_gain及global_gain而定標的目前子框輸出該激發之頻譜表示型態。LPC變換器134將在位元串流內部傳輸的LPC係數藉由例如內插及差異編碼等而變換成頻譜加權值，亦即由激發產生器140輸出的激發頻譜之每一變換係數的頻譜加權值。特定言之，LP係數變換器144測定此等頻譜加權值，使得其類似線性預測合成濾波器移轉函數。換言之，其類似LP合成濾波器之移轉函數 $\hat{H}(z)$ 。頻譜形成器142藉LP係數變換器144所得頻譜加權而頻譜加權藉激發產生器140輸入的變換係數，來獲得已頻譜加權之變換係數，其然後於重新變換器146接受頻域至時域變換，使得重新變換器146輸出目前TCX子框之音訊內容24之重建版本或解碼表示型態。但須注意如前文已述，在將時域

信號前傳至重疊/變遷處理器132前，可對重新變換器146的輸出信號執行後處理。總而言之，重新變換器146所輸出的時域信號之位準再度受個別LPC訊框32之global_gain語法元素所控制。

第4圖之CELP解碼器130包含一創新碼簿組成器148、一適應性碼簿組成器150、一增益調適器152、一組合器154、及一LP合成濾波器156。創新碼簿組成器148、增益調適器152、組合器154、及LP合成濾波器156係串接在解多工器122與重疊/變遷處理器132間。適應性碼簿組成器150有一輸入端連結至解多工器122及一輸出端連結至組合器154之又一輸入端，組合器154轉而具體實施成第4圖指示的加法器。適應性碼簿組成器150係連結至加法器154的輸出端來自其中獲得過去激發。增益調適器152及LP合成濾波器156具有LPC輸入端連結至解多工器122之某個輸出端。

已經描述TCX解碼器及CELP解碼器的結構後，其功能容後詳述。描述始於TCX解碼器128之功能，及然後前進至CELP解碼器130之功能描述。如前文已述，LPC框32再劃分成一個或多個子框52。通常CELP子框52限於具有256音訊樣本長度。TCX子框52具有不同長度。TCX 20或TCX 256子框52例如具有256樣本長度。同理，TCX 40(TCX 512)子框52具有512樣本長度，及TCX 80(TCX 1024)子框係關1024樣本長度，亦即係關整個LPC框32。TCX 40子框可單純位在目前LPC框32的兩個前四分之一，或其兩個後四分之一。如此，LPC框32可再劃分成26不同子框類型的不同組

合。

如此，恰如前述，TCX子框52具有不同長度。考慮恰如前述的樣本長度，亦即256、512及1024，可能認為此等TCX子框52並未彼此重疊。但測量樣本的窗長度及變換長度，及其用來執行激發之頻譜變換時如此不正確。開窗器38所使用的變換長度延伸例如超過各個目前TCX子框的前端及後端，及用於開窗的相對應窗，激發係調整適應方便延伸入超出個別目前TCX子框的前端及後端，因而包含重疊目前子框的前一子框及後一子框之非零部分，來例如如同FD編碼所已知，允許混疊抵消。如此，激發產生器140自位元串流接收已量化頻譜係數，及自其中重建激發頻譜。此一頻譜係依據目前子框所屬的目前TCX子框之delta_global_gain及目前訊框32之global_gain的組合而定標。更明確言之，該組合可能涉及於線性域中二值間的乘法(對應於對數域的和)，其中定義二增益語法元素。據此，激發頻譜依據語法元素global_gain定標。頻譜形成器142然後執行基於LPC之頻域雜訊成形為所得頻譜係數，接著為藉重新變換器146執行的反MDCT變換來獲得時域合成信號。重疊/變遷處理器132可執行連續TCX子框間的重疊加法處理。

CELP解碼器130作用在前述CELP子框上，如前述，其具有各256音訊權本長度。如前文已述，CELP解碼器130係組配來組成目前激發作為已定標適應性碼簿向量及創新碼簿向量的組合或加法。適應性碼簿組成器150使用透過解多

工器 122 而自該位元串流取得的適應性碼簿指標來找出音高延遲的一整數及分數部分。然後適應性碼簿組成器 150 使用 FIR 內插濾波器，經由內插過去激發 $u(n)$ 位在音高延遲及相位，亦即分量，而找出初適應性碼簿激發向量 $v'(n)$ 。適應性碼簿激發係對 64 樣本大小運算。依據藉位元串流取得之一語法元素稱作適應性濾波指標，該適應性碼簿組成器可判定已濾波的適應性碼簿是否為

$$v(n)=v'(n) \text{ 或}$$

$$v(n)=0.18v'(n)+0.64 v'(n-1)+0.18 v'(n-2)$$

創新碼簿組成器 148 使用取自該位元串流之創新碼簿指標來擷取在代數碼向量亦即創新碼向量 $c(n)$ 內部的激發脈衝之位置及幅度，亦即符號。換言之，

$$c(n)=\sum_{i=0}^{M-1}s_i\delta(n-m_i)$$

其中 m_i 及 s_i 為脈衝位置及符號，及 M 為脈衝數。一旦代數碼向量 $c(n)$ 經解碼，則執行音高銳化程序。首先， $c(n)$ 藉前置強調濾波器濾波，定義如下：

$$F_{emph}(z)=1-0.3 z^{-1}$$

前置強調濾波器扮演於低頻減低激發能的角色。當然，前置強調濾波器可以其它方式定義。其次，可藉創新碼簿組成器 148 執行週期性。此種週期性的加強可利用帶有移轉函數定義如下之適應性前置濾波器執行：

$$F_p(z)=\begin{cases} 1 & \text{if } n < \min(T,64) \\ (1+0.85z^{-T}) & \text{if } T < 64 \text{ and } T \leq n < \min(2T,64) \\ 1/(1-0.85z^{-T}) & \text{if } 2T < 64 \text{ and } 2T \leq n < 64 \end{cases}$$

此處 n 為以緊鄰連續成組 64 音訊樣本為單位的實際位置，及此處 T 為下式表示之音高延遲之整數部分 T_0 及分數部分 $T_{0, \text{frac}}$ 之捨入版本：

$$T = \begin{cases} T_0 + 1 & \text{if } T_{0, \text{frac}} > 2 \\ T_0 & \text{otherwise} \end{cases}$$

適應性前置濾波器 $F_p(z)$ 經由阻尼於聲音信號的情況下對人耳構成困擾的諧波間頻率而潤飾頻譜。

所接收的位元串流內部之創新碼簿指標及適應性碼簿指標提供適應性碼簿增益 $\hat{g}_p$ 及創新碼簿增益修正因數 $\hat{\gamma}$ 。然後經由將增益修正因數 $\hat{\gamma}$ 乘以估算得之創新碼簿增益 γ'_c 而求出創新碼簿增益。此係藉增益調適器 152 執行。

依據前述第一替代例，增益調適器 152 執行下列步驟：

首先，透過傳輸 global_gain 傳輸的且表示每個超框 32 之平均激發能的 $\bar{E}$ 係作為估算得之增益 G'_c ，以分貝表示，亦即

$$\bar{E} = G'_c$$

超框 32 之平均創新激發能 $\bar{E}$ 如此係藉 global_gain 而每超框以 6 位元編碼，及 $\bar{E}$ 係藉下式透過其量化版本 $\hat{g}$ 而自 global_gain 導算出：

$$\bar{E} = 20 \log(\hat{g})$$

然後，藉下式藉增益調適器 152 導算出線性域的預測增益：

$$g'_c = 10^{0.05 G'_c}。$$

然後，藉下式藉增益調適器 152 運算已量化固定碼簿增益：

$$\hat{g}_c = \hat{\gamma} \cdot g'_c。$$

如所述，然後增益調適器 152 以 $\hat{g}_c$ 定標創新碼簿激發，而適應性碼簿組成器 150 以 $\hat{g}_p$ 定標適應性碼簿激發，及於組合器 154 形成二碼簿激發的加權和。

依據前文摘述替代之第二替代例，估算得之固定碼簿增益 g_c 係藉增益調適器 152 形成如下：

首先，找出平均創新能。平均創新能 E_i 表示於加權域的創新能。係藉以下示加權合成濾波器的脈衝響應 h_2 卷積創新碼而求出：

$$H_2(z) = \frac{\hat{W}(z)}{\hat{A}(z)} H_{de_emph}(z) = \frac{\hat{A}(z/0.92)}{\hat{A}(z)(1-0.68z^{-1})}$$

然後，藉卷積而自 $n=0$ 至 63 獲得於加權域的創新：

$$c_w[n] = c[n] * h_2[n]$$

然後該能為：

$$E_i = 10 \log \left(\frac{1}{64} \sum_{n=0}^{63} c_w^2[n] \right)$$

然後，藉下式得知估算的增益 G'_c ，以分貝表示

$$G'_c = \bar{E} - E_i - 12$$

此處再度， $\bar{E}$ 係透過所傳輸的 `global_gain` 而傳輸，且表示加權域每個超框 32 之平均創新激發能。如此，於超框 32 之平均創新激發能 $\bar{E}$ 係藉 `global_gain` 而以每一超框 8 位元編碼，及 $\bar{E}$ 係藉下式而透過其量化版本 $\hat{g}$ 來自 `global_gain` 導算出：

$$\bar{E} = 20 \log(\hat{g})$$

然後，藉下式藉增益調適器 152 導算出線性域的預測增益：

$$g'_c = 10^{0.05 G'_c}。$$

然後，藉下式藉增益調適器152導算出已量化固定碼簿增益

$$\hat{g}_c = \hat{\gamma} \cdot g'_c$$

至於依據前文摘述的兩個替代例之激發頻譜之TCX之測定，前文並未詳細說明。頻譜藉此而定標之TCX增益如前文說明，係依據下式，藉於編碼端傳輸基於5位元編碼的元素delta_global_gain而編碼：

$$\text{delta_global_gain} = \left\lfloor (4\log_2(\frac{\text{gain_tcx}}{\hat{g}}) + 10) + 0.5 \right\rfloor。$$

例如藉激發產生器140解碼，如下：

$$\text{gain_tcx} = 2^{\frac{\text{delta_global_gain} - 10}{4}} \cdot \hat{g}，$$

$\hat{g}$ 表示依據 $\hat{g} = 2^{\frac{\text{global_gain}}{4}}$ 的global_gain之量化版本，轉而對目前TCX訊框所屬的LPC框32，global_gain係在位元串流內部。

然後，激發產生器140經由將各個變換係數乘以g而定標激發頻譜，g具有：

$$g = \frac{\text{gain_tcx}}{2\text{rms}}$$

依據上示第二辦法，TCX增益係藉傳輸以可變長度碼(舉例)編碼的元素delta_global_gain而編碼。若目前考慮的TCX子框具有1024大小，則只有1位元可用在delta_global_gain元素，而global_gain可於編碼端依據下式重新計算與再量化：

$$\text{global_gain} = \left\lfloor 4\log_2(\text{gain_tcx}) + 0.5 \right\rfloor$$

然後，激發產生器140利用下式導算出TCX增益

$$\hat{g} = 2^{\frac{g_{index}}{4}}$$

然後運算

$$gain_tcx = 2^{\frac{delta_global_gain}{8}} \cdot \hat{g}$$

否則，對其它TCX大小，delta_global_gain可藉激發產生器140運算如下：

$$delta_global_gain = \left\lfloor (28 \log(\frac{gain_tcx}{\hat{g}}) + 64) + 0.5 \right\rfloor$$

然後，藉激發產生器140解碼TCX增益如下：

$$gain_tcx = 10^{\frac{delta_global_gain - 64}{28}} \cdot \hat{g}$$

然後運算

$$g = \frac{gain_tcx}{2rms}$$

來獲得增益，激發產生器140係藉此增益而定標各個變換係數。

舉例言之，delta_global_gain可直接在7-位元編碼，或經由使用平均產生4-位元的霍夫曼碼編碼。如此，依據前述實施例，可使用多重模式編碼音訊內容。前述實施例中，已經使用三種編碼模式，亦即FD、TCX及ACELP。儘管使用三種不同模式，但易於調整編碼成位元串流36之音訊內容之個別解碼表示型態的響度。更明確言之，依據前述兩種辦法，僅需相等地遞增/遞減訊框30及32各自所含的global_gain語法元素。舉例言之，全部此等global_gain語法元素可以2增量來均勻地增加橫過不同編碼模式部分的響度，或可以2減量來均勻地減低橫過不同編碼模式部分的響度。

度。

已經敘述本案實施例後，後文中，將描述其它實施例，其更為普遍性且個別關注在前述多模式音訊編碼器及解碼器的個別優異構面。換言之，前述實施例表示隨後摘述的三個實施例各自可能的實作。前述實施例結合後文摘述實施例個別參考的全部優異構面。後文說明之實施例各自聚焦在前文解說的多模式音訊編解碼器之一個構面，該構面係優於前一實施例所使用的特定實作，亦即可與前文差異實作。後文摘述實施例所屬的構面可個別地實現，而非如前文摘述實施例舉例說明般地同時實現。

據此，當描述下列實施例時，個別編碼器及解碼器實施例係指用新的元件符號指示。但在此等元件符號後方，第1至4圖之元件的元件符號係以括弧表示，後述元件符號表示在後述各圖中個別元件可能的實作。換言之，下述各圖中之元件可個別地或就個別圖式之全部元件，就下述各圖內部元件之個別元件符號後方括弧指示的元件而如前文說明實施。

第5a及5b圖顯示多模式音訊編碼器及依據第一實施例之多模式音訊編碼器。第5a圖之多模式音訊編碼器概略標示以300，係組配來以第一編碼模式308編碼第一訊框306子集，及以第二編碼模式312編碼第二訊框310子集來將音訊內容302編碼成編碼位元串流304，其中該第二訊框310子集係分別由一個或多個子框314組成，其中該多模式音訊編碼器300係組配來測定與編碼每訊框之全域增益值

(global_gain)，及第二子集之該等子框之至少一個子集316之每個子框與個別訊框之全域增益值318差異地測定與編碼成相對應位元串流元素(delta_global_gain)，其中該多模式音訊編碼器300係組配來使得編碼位元串流304內部的訊框之全域增益值(global_gain)導致在解碼端，該音訊內容之已解碼表示型態之輸出位準的調整。

相對應多模式音訊解碼器320係顯示於第5b圖。解碼器320係組配來基於編碼位元串流304而提供音訊內容302之已解碼表示型態322。為了達成此項目的，多模式音訊解碼器320解碼該已編碼位元串流304之每一框324及326之全域增益值(global_gain)，該等訊框之第一子集324係以第一編碼模式編碼，及該等訊框之第二子集326係以第二編碼模式編碼，而第二子集之各個訊框326係由多於一個子框328所組成；及對第二訊框子集326之子框328之至少一個子集的每個子框328，與個別訊框之全域增益值差異地解碼相對應位元串流元素(delta_global_gain)；及使用全域增益值(global_gain)及相對應位元串流元素(delta_global_gain)完全編碼位元串流，及於解碼第一訊框子集中解碼該第二訊框子集326之子框的該至少一個子集之子框及全域增益值(global_gain)，其中該多模式音訊解碼器320係組配來使得在已編碼位元串流304內部的訊框324及326之全域增益值(global_gain)的改變導致該音訊內容之已解碼表示型態322之輸出位準332的調整330。

如同第1至4圖之實施例之情況，第一編碼模式可為頻

域編碼模式，而第二編碼模式可為線性預測編碼模式。但第5a及5b圖之實施例並未囿限於此種情況。然而有關全域增益控制，線性預測編碼模式傾向於要求較為更細的時間粒度，及據此，對訊框326使用線性預測編碼模式及對訊框324使用頻域編碼模式優於相反情況，依據後述情況，頻域編碼模式係用於訊框326，而線性預測編碼模式用於訊框324。

此外，第5a及5b圖之實施例並未囿限於下述情況，此處存在TCX模式及ACELP模式用以編碼子框314。反而，若遺漏ACELP編碼模式，則第1至4圖之實施例也可依據第5a及5b圖之實施例實施。此種情況下，二元素亦即global_gain及delta_global_gain的差異編碼允許考慮TCX編碼模式對變化及增益設定值有較高敏感度，但避免放棄全域增益控制所提供的優點而無需解碼與重編碼的迂迴，也不會不當地增加旁資訊的需要。

雖言如此，多模式音訊解碼器320可經組配來於完成已編碼位元串流304之解碼時，藉由使用變換編碼激發線性預測編碼而解碼第二訊框子集326之該至少子框子集的子框（亦即第5b圖左訊框326之該四個子框）；及使用CELP解碼第二訊框子集326之不相毗連的子框子集。就此方面而言，多模式音訊解碼器220可經組配來對第二訊框子集的每一框，解碼又一位元串流元素，顯示個別訊框之分解成一個或多個子框。於前述實施例，例如各個LPC框可有一語法元素含於其中，其識別前述將目前LPC框分解成TCX框及

ACELP框之26種可能性中之一者。但再度，第5a及5b圖之實施例並未囿限於ACELP及前文依據語法元素global_gain就平均能設定值所述的兩個特定替代例。

類似前述第1至4圖之實施例，訊框326可對應於訊框310，具有或可有1024樣本的樣本長度；及傳輸位元串流元素delta_global_gain的第二訊框子集之至少子框之子集可具有選自於由256、512及1024樣本所組成的組群中之樣本長度；及不相毗連的子框之子集可具有各256樣本之樣本長度。第一子集之訊框324可具有彼此相等的樣本長度。如前文說明。多模式音訊解碼器320可經組配來基於8-位元解碼全域增益值，及基於可變位元數目來解碼位元串流元素，該數目係取決於個別子框之樣本長度。同理，多模式音訊解碼器可經組配來基於6-位元解碼全域增益值，及基於5-位元解碼位元串流元素。須注意用於差異編碼元素delta_global_gain有不同機率。

由於此乃前述第1至4圖之實施例之情況，global_gain元素可於對數域定義，換言之，以音訊樣本強度線性定義。同樣適用於delta_global_gain。為了編碼delta_global_gain，多模式音訊編碼器300可讓個別子框316之線性增益元素諸如前述gain_TCX(諸如第一差異編碼定標因數)對相對應框310之量化global_gain亦即global_gain之線性化(適用於指數函數)版本之比轉為對數，諸如以2為底的對數，來獲得於對數域之語法元素delta_global_gain。如技藝界所已知，藉由於對數域執行減法可得相同結果。據此，多模式音訊

解碼器320可經組配來首先，藉指數函數重新轉換語法元素 $\Delta_{\text{global_gain}}$ 及 global_gain 至線性域，將結果於線性域相乘來獲得增益，多模式音訊解碼器藉該增益來定標目前子框，諸如其經TCX激發且頻譜變換係數，說明如前。如技藝界已知，變遷至線性域前，藉將於對數域的兩個語法元素相加可得相同結果。

又復，說明如前，第5a及5b圖之多模式音訊編解碼器可經組配來使得全域增益值係基於固定數目例如8位元編碼，而位元串流元素係基於可變數目位元編碼，該數目係取決於個別子框之樣本長度。另外，全域增益值可基於固定數目例如6-位元編碼，而位元串流元素係基於5-位元編碼。

如此，第5a及5b圖之實施例關注差異編碼子框之增益語之優點，來考慮有關增益控制之時間及位元粒度的不同編碼模式之不同需求，來一方面，避免非期望的品質缺陷，及雖言如此，達成涉及全域增益控制的優點，換言之，避免需要解碼與重編碼來執行響度的定標。

其次，參考第6a及6b圖，描述多模式音訊編解碼器及相對應編碼器及解碼器之另一個實施例。第6a圖多模式音訊編碼器400其係組配來將一音訊內容402編碼成已編碼之位元串流404，藉CELP碼該音訊內容402之第一訊框子集，於第6a圖標示為406，及藉變換編碼第二訊框子集，於第6a圖標示為408。多模式音訊編碼器400包含一CELP編碼器410及一變換編碼器412。CELP編碼器410又包含一LP分析

器414及一激發產生器416。CELP編碼器410係組配來編碼該第一子集之一目前訊框。為了達成此項目的，LP分析器414對目前訊框產生LPC濾波係數418，且將其編碼成已編碼之位元串流404。激發產生器416判定第一子集之該目前訊框之一目前激發，該目前激發當藉線性預測合成濾波器，基於已編碼之位元串流404內部之線性預測濾波係數418濾波時，回復該第一子集之目前訊框，係由過去激發420及碼簿指標對該第一子集之目前訊框所定義；及將該碼簿指標422編碼成已編碼之位元串流404。變換編碼器412係組配來經由對第二子集408之一目前訊框之一時域信號執行時域至頻域變換而編碼第二子集408之該目前訊框，及將頻譜資訊424編碼成已編碼之位元串流404。多模式音訊編碼器400係組配來將一全域增益值426編碼入該已編碼之位元串流404，該全域增益值426係取決於使用線性預測分析濾波器依據線性預測係數濾波的該第一子集406之目前訊框之該音訊內容版本能量，或取決於時域信號能量。以前述第1至4圖之實施例為例，例如，變換編碼器412實施為TCX編碼器，及時域信號為個別訊框的激發。同理，使用線性預測分析濾波器或其修正版本呈加權濾波器 $A(z/\gamma)$ 形式，依據線性預測係數418濾波該第一子集(CELP)之目前訊框之音訊內容402的結果導致一激發表示型態。如此，全域增益值426係取決於二訊框之二激發能。

但第6a及6b圖之實施例並未限於TCX變換編碼。可假設其它變換編碼方案，諸如AAC混合CELP編碼器410之

CELP編碼。

第6b圖顯示與第6a圖之編碼器相對應的多模式音訊解碼器。如圖所示，第6b圖之解碼器大致以430指示，係組配來基於一已編碼之位元串流434而提供一音訊內容之已解碼表示型態432，其第一訊框子集為CELP編碼(第6b圖中標示為「1」)，及，其第二訊框子集為變換編碼(第6b圖中標示為「2」)。解碼器430包含一CELP解碼器436及一變換解碼器438。CELP解碼器436包含一激發產生器440及一線性預測合成濾波器442。

CELP解碼器436係組配來解碼第一子集之目前訊框。為了達成此項目的，激發產生器440經由基於過去激發446及該已編碼之位元串流434內部之第一子集之目前訊框之一碼簿指標448而組成一碼簿激發，及基於該已編碼之位元串流434內部的一全域增益值450而設定該碼簿激發之一增益，來產生該目前訊框之一目前激發444。合成濾波結果表示或用來在與位元串流434內部的該目前訊框相對應訊框，獲得已解碼表示型態432。變換解碼器438係組配來經由自該已編碼之位元串流434對該第二子集之目前訊框組成頻譜資訊454，及對該頻譜資訊執行頻域至時域變換，來獲得一時域信號，使得該時域信號係取決於該全域增益值450，而解碼該第二訊框子集之一目前訊框。如前述，於變換解碼器為TCX解碼器之情況下，該頻譜資訊可為激發頻譜，或於FD解碼模式情況下可為原先音訊內容。

激發產生器440可經組配來於產生第一子集之目前訊

框之一目前激發444時，基於一過去激發及該已編碼之位元串流內部之該第一子集之目前訊框的一適應性碼簿指標而組成一適應性碼簿激發；基於已編碼之位元串流內部之該第一子集之目前訊框之一創新碼簿指標而組成一創新碼簿激發；基於已編碼之位元串流內部之全域增益值設定變創新碼簿激發之一增益作為該碼簿激發之增益；及組合該適應性碼簿激發與該創新碼簿激發來獲得該第一子集之目前訊框之目前激發444。換言之，激發產生器440可如前文就第4圖所述具體實施但非必要。

又復，變換解碼器可經組配來使得頻譜資訊關係目前訊框之一目前激發，及該變換解碼器438可經組配來於解碼第二子集之目前訊框中，依據由線性預測係數對已編碼之位元串流434內部的該第二子集之目前訊框定義的線性預測合成濾波器移轉函數，而頻譜形成該第二子集之目前訊框之目前激發，使得頻域至時域變換對頻譜資訊的效能導致該音訊內容之解碼器表示型態432。換言之，變換解碼器438可如前文就第4圖所述，具體實施為TCX編碼器但非必要。

變換解碼器438可進一步經組配來經由將線性預測濾波係數變換成線性預測頻譜，及以該線性預測頻譜加權該目前激發之頻譜資訊而執行頻譜資訊。也如前述，變換解碼器438可經組配來以全域增益值450定標該頻譜資訊。如此，變換解碼器438可經組配來藉由使用已編碼之位元串流內部的頻譜變換係數來對該第二子集之目前訊框組成頻譜

資訊，及使用已編碼之位元串流內部的定標因數用以定標於定標因數帶之頻譜粒度之該等頻譜變換係數，係基於該全域增益值而定標該等定標因數，因而獲得音訊內容之已解碼表示型態432。

第6a及6b圖之實施例強調第1至4圖之實施例之優異構面，據此碼簿激發之增益，CELP編碼部分之增益調整係耦連至變換編碼部分之增益調整性或控制能力。

其次就第7a及7b圖所述之實施例係聚焦在前述實施例描述的CELP編解碼器部分，而非必要存在有其它編碼模式。反而，就第7a及7b圖所述之CELP編碼構想係關注於就第1至4圖所述替代例，據此藉由於加權域實施增益控制能力而實現CELP編碼資料之增益控制能力，因而達成具有可能的精細粒度之已解碼表示型態之增益調整，此種粒度乃習知CELP所不可能達成者。此外，於加權域運算前述增益可改良音訊品質。

再度，第7a圖顯示編碼器，而第7b圖顯示對應解碼器。第7a圖之CELP編碼器包含一LP分析器502，及激發產生器504，及一能測定器506。該線性預測分析器係組配來對一音訊內容512之一目前訊框510產生線性預測係數508，及將該線性預測濾波係數508編碼成一位元串流514。該激發產生器504係組配來測定該目前訊框510之一目前激發516作為一適應性碼簿激發520與一創新碼簿激發522之組合518，其當藉一線性預測合成濾波器而基於該線性預測濾波係數508濾波時，經由藉該目前訊框510之一過去激發524及

一適應性碼簿指標526而組成該適應性碼簿激發520及將該適應性碼簿指標526編碼成一位元串流514；及組成由一創新碼簿指標528而對目前訊框510定義之創新碼簿激發及將該創新碼簿激發編碼入該位元串流514，而回復該目前訊框510。

能測定器506係組配來測定該目前訊框510之該音訊內容512之一版本能量，藉自一線性預測分析發出(或導算出)的一加權濾波器濾波而獲得一增益值530，及將該增益值530編碼成位元串流514，該加權濾波器係自該線性預測係數508推定。

依據前文敘述，激發產生器504可經組配來於組成適應性碼簿激發520及創新碼簿激發522時，相對於該音訊內容512最小化聽覺失真測量值。又，線性預測分析器502可經組配來藉由線性預測分析施加至該音訊內容之已開窗的且依據預定前置強調濾波器而已經前置強調版本，來測定線性預測濾波係數508。激發產生器504可於組成適應性碼簿激發及創新碼簿激發時，經組配來使用如下聽覺加權濾波器而相對於該音訊內容最小化聽覺加權失真測量值： $W(z)=A(z/\gamma)$ ，其中 γ 為聽覺加權因數，及 $A(z)$ 為 $1/H(z)$ ，其中 $H(z)$ 為線性預測合成濾波器；及其中該能測定器係組配來使用該聽覺加權濾波器作為加權濾波器。更明確言之，該最小化可使用如下聽覺加權合成濾波器，採用相對於該音訊內容之一聽覺加權失真測量值執行：

$$\frac{A(z/\gamma)}{\hat{A}(z) H_{\text{emph}}(z)},$$

此中 γ 為聽覺加權因數， $\hat{A}(z)$ 為線性預測合成濾波器 $A(z)$ 之量化版本， $H_{\text{emph}} = 1 - \alpha z^{-1}$ ，及 α 為高頻強調因數，及其中該能測定器(506)係組配來使用該聽覺加權濾波器 $W(z) = A(z/\gamma)$ 作為加權濾波器。

又，為了編碼器與解碼器間維持同步，激發產生器504可經組配來藉下列處理而執行激發更新，

- a) 藉含在創新碼簿指標之第一資訊(如在位元串流內部傳輸)諸如前述創新碼簿向量脈衝的數目、位置及符號測定而估算創新碼簿激發能，伴以以 $H_2(z)$ 濾波個別創新碼簿向量，及測定結果之能，
- b) 形成如此導算出的能量與藉 global_gain 測定之能間之比來獲得預測增益 g_c'
- c) 將預測增益 g_c' 乘以創新碼簿修正因數，亦即含在該創新碼簿指標內部的第二資訊而獲得實際創新碼簿增益
- d) 經由組合適應性碼簿激發及創新碼簿激發，而以實際創新碼簿激發加權後者，而實際上產生碼簿激發，來用作為欲藉CELP編碼之下一框的過去激發。

第7b圖顯示對應CELP解碼器為具有一激發產生器450及一LP合成濾波器452。激發產生器440可經組配來藉下列處理動作而產生一目前訊框544之一目前激發542：經由在位元串流內部基於一過去激發548及一目前訊框544之適應

性碼簿指標550，而組成一適應性碼簿激發546；基於位元串流內部之該目前訊框544之一創新碼簿指標554而組成一創新碼簿激發552；運算藉該位元串流內部之自線性預測濾波係數556所組成的已加權線性預測合成濾波器H2而頻譜式加權之該創新碼簿激發之能估值；基於該位元串流內部之一增益值560及估算得之能間之比而獲得該創新碼簿激發552之增益558；及組合該適應性碼簿激發與該創新碼簿激發來獲得該目前激發542。線性預測合成濾波器542係基於線性預測濾波係數556而濾波該目前激發542。

激發產生器440可經組配來在組成該適應性碼簿激發546時，以取決於該適應性碼簿指標546之一濾波器來濾波該過去激發548。又，激發產生器440可經組配來當組成創新碼簿激發554時，使得後者包含一零向量帶有非零脈衝數目，該等非零脈衝之數目及位置係藉創新碼簿指標554指示。激發產生器440可經組配來運算創新碼簿激發554之能估值，及使用下式濾波該創新碼簿激發554

$$\frac{\hat{W}(z)}{\hat{A}(z) H_{emph}(z)},$$

其中該線性預測合成濾波器係組配來依據 $1/\hat{A}(z)$ 濾波該目前激發542，其中 $\hat{W}(z) = \hat{A}(z/\gamma)$ 及 γ 為聽覺加權因數， $H_{emph} = 1 - \alpha z^{-1}$ 及 α 為高頻增強因數，其中該激發產生器440進一步係組配來運算該已濾波之創新碼簿激發樣本之平方和而獲得該能估值。

激發產生器540可經組配來於組合適應性碼簿激發556

與創新碼簿激發554時，形成以取決於適應性碼簿指標556之一加權因數加權的該適應性碼簿激發556與以該增益加權的該創新碼簿激發554之一加權和。

LPD模式之進一步考量摘述於下表：

- 藉由重新訓練ACELP的增益VQ用以更準確地匹配新穎增益調整的統計學，可達成品質改良。
- AAC的全域增益編碼可藉如下修正
 - 當於TCX編碼時係於6/7位元編碼而非8位元。對目前運算點可能有用，但當音訊輸入信號具有大於16位元之解析度時受限制。
 - 提高統一全域增益之解析度來匹配TCX量化(如此係與前述第二辦法相對應)：定標因數施加於AAC之方式，並非必要具有此種準確量化。此外，將暗示AAC結構之許多修正及定標因數耗用較大量位元。
- 量化頻譜係數前，TCX全域增益可經量化：係於AAC達成，及其允許頻譜係數之量化成為唯一誤差來源。此一辦法似乎為最佳辦法。雖言如此，已編碼TCX全域增益目前表示能量，其量也可用於ACELP。此種能係用於前述增益控制統一辦法作為編碼增益的兩種編碼方案間的橋樑。

前述實施例可轉移成使用頻帶複製(SBR)之實施例。可進行SBR能量封包編碼，使得欲複製的頻帶能係相對於/差異於基頻能之能而傳輸/編碼，該基頻能亦即為施加至前述編解碼器

實施例之頻帶能。

於習知SBR，能封包係與核心頻寬能不相干。然後絕對地重組已延長頻帶之能封包。換言之，當核心頻寬係經位準調整時，將不影響延伸的頻帶而維持不變。

於SBR，兩種編碼方案可用於傳輸不同頻帶之能。第一方案包含於時間方向差異編碼。不同頻帶之能係與前一訊框的相對應頻帶差異編碼。藉由使用此種編碼方案，於前一訊框能已經處理的情況下，目前訊框能將自動調整。

第二編碼方案為於頻率方向能量之差異 Δ 編碼。目前頻帶能與先前頻帶能間之差經量化及傳輸。唯有第一頻帶能係絕對編碼。第一頻帶能之編碼可經修正，且可相對於核心頻寬之能做修正。藉此方式，當核心頻寬修正時，已延伸的頻寬位準係經自動調整。

SBR能封包編碼的另一辦法當使用頻率方向的差異 Δ 編碼時，可改變第一頻帶能之量化步驟，來獲得與核心編碼器之共用全域增益元素之相同粒度。藉此方式，當使用頻率方向的差異 Δ 編碼時，藉由修正核心碼器之共用全域增益指標及SBR之第一頻帶能指標，可達成完全位準調整。

如此換言之，SBR解碼器可包含前述解碼器中之任一者作為用以解碼一位元串流內部之核心編碼器部分之核心解碼器。然後SBR解碼器可對欲複製的頻帶解碼封包能，自該位元串流之SBR部分，測定該核心頻帶信號之能，及依據該核心頻帶信號之能而定標該等封包能。藉此方式，音訊內容之已重建表示型態之已複製頻帶具有能量，該能

量之特性可以前述global_gain語法元素定標。

如此，依據前述實施例，USAC之全域增益的統一可藉下述方式執行：目前對各個TCX框有7-位元全域增益(長度256、512或1024樣本)，或相對應地各個ACELP框有2-位元平均能值(長度256樣本)。與AAC框相反，每1024-框並無全域值。為了求取統一，每1024-框有8位元之全域值可導入TCX/ACELP部分，及每TCX/ACELP框之相對應值可與此全域值差異編碼。由於此種差異編碼故，可減少此等個別差異之位元數目。

雖然已經就裝置上下文描述某些構面，顯然此等構面也表示相對應方法之描述，此處一方塊或一裝置係與一方法步驟或一方法步驟之結構相對應。同理，方法步驟上下文所述構面也表示相對應方塊或相對應裝置之項目或結構的描述。部分或全部方法步驟可藉(或使用)硬體裝置例如微處理器、可程式電腦、或電子電路執行。於若干實施例，最重要方法步驟中之某一者或多者可藉此種裝置執行。

本發明編碼之音訊信號可儲存於數位儲存媒體，或可於傳輸媒體上傳輸，諸如無線傳輸媒體或有線傳輸媒體諸如網際網路。

依據某些實施要求而定，本發明實施例可於硬體或軟體實施。實施可使用具有可電子式讀取的控制信號儲存其上之數位儲存媒體，例如軟碟、DVD、藍光碟、CD、ROM、PROM、EPROM、EEPROM或快閃記憶體執行，該等控制信號與可程式電腦系統協力合作，使得可執行個別方法。

因此，數位儲存媒體可經電腦讀取。

依據本發明之若干實施例包含一資料載體，其具有可電子式讀取的控制信號，該等控制信號與可程式電腦系統協力合作，使得可執行此處所述方法中之一者。

一般而言，本發明之實施例可實施為帶有程式碼之電腦程式產品，當該電腦程式產品於電腦上跑時，該程式碼可運算來執行該方法中之一者。程式碼例如可儲存在機器可讀取載體上。

其它實施例包含用以執行儲存在機器可讀取載體上的此處所述方法中之一者的電腦程式。

換言之，因此，本發明方法之實施例為具有程式碼用以執行儲存在機器可讀取載體上的此處所述方法中之一者的電腦程式。

因此，本發明方法之又一實施例為資料載體(或數位儲存媒體、或電腦可讀取媒體)包含用以執行此處所述方法中之一者的電腦程式記錄於其上。資料載體、數位儲存媒體、或記錄媒體典型地為具體實施及/或非暫態。

因此，本發明方法之又一實施例為一資料串流或一序列信號，表示用以執行此處所述方法中之一者的電腦程式。該資料串流或信號序列例如可經組配來透過資料通訊連結，例如透過網際網路而傳輸。

又一實施例包含組配來或調適來執行此處所述方法中之一者的處理裝置，例如電腦或可程式邏輯裝置。

又一實施例包含其上已經安裝電腦程式用以執行此處

所述方法中之一者的電腦。

依據本發明之又一實施例包含一種組配來移轉(例如電子式或光學式)用以執行此處所述方法中之一者的電腦程式至一接收器之裝置或系統。接收器例如可為電腦、行動裝置、記憶體元件等。該裝置或系統例如可包含用來將電腦程式移轉至該接收器之一檔案伺服器。

於若干實施例，可程式邏輯裝置(例如場可程式閘極陣列)可用來發揮此處所述方法之部分或全部功能。於若干實施例，場可程式閘極陣列可與微處理器協力合作來執行此處所述方法中之一者。大致上，該等方法較佳係藉任何硬體裝置執行。

前述實施例僅供舉例說明本發明之原理。須瞭解此處所述配置及細節的修正與變更將為其它熟諳技藝人士顯然易知。因此意圖本發明之範圍僅受隨附之申請專利範圍之範圍所限，而非受此處實施例之描述及解說所呈現的特定細節所限。

【圖式簡單說明】

第1a及1b圖顯示依據一實施例之多模式音訊編碼器之方塊圖；

第2圖顯示依據第一替代例，第1圖之編碼器之能量運算部分之方塊圖；

第3圖顯示依據第二替代例，第1圖之編碼器之能量運算部分之方塊圖；

第4圖顯示依據一實施例且適用於解碼藉第1圖之編碼

器編碼的位元串流之多模式音訊解碼器；

第5a及5b圖顯示依據本發明之又一實施例之多模式音訊編碼器及多模式音訊解碼器；

第6a及6b圖顯示依據本發明之又一實施例之多模式音訊編碼器及多模式音訊解碼器；及

第7a及7b圖顯示依據本發明之又一實施例之CELP編碼器及CELP解碼器。

【主要元件符號說明】

10...多模式音訊編碼器、編碼器	42...量化及定標模組
12...頻域(FD)編碼器	44...無損耗編碼器
14...線性預測編碼(LPC)編碼器	46...心理聲學控制器
16...變換編碼激發(TCX)編碼部分	48,54,56,58...輸入端
18...碼簿激發線性預測(CELP)編碼部分	50,70...輸出端
20...編碼模式切換器	52...子框
22...模式分配器	60,66...激發產生器
24...信號、音訊內容	62...LP分析器
26...FD部分	64...能測定器
28...LPC部分	68...多工器
30,32,34...訊框	72...資訊
36...已編碼位元串流	74...頻譜資訊
38...開窗器	76...適應性碼簿指標
40...變換器	78...創新碼簿指標
	80...語法元素global_gain
	82...線性預測分析濾波器、A(z)

84,102...能量運算器、能量運算	154...組合器
86,104...量化及編碼階段、量 化+編碼	156...LP合成濾波器
88,106...解碼階段、解碼	300...多模式音訊編碼器
90...前置強調器或前置強調濾 波器	302...音訊內容
92...激發信號	304...編碼位元串流
100...加權濾波器、 $W(z)$	306,310,324,326...訊框
120...多模式音訊解碼器	308,312...編碼模式
122...解多工器	314,328...子框
124...FD解碼器	316,324...子集
126...LPC解碼器	318...全域增益值
128...TCX解碼器	320...多模式音訊解碼器
130...CELP解碼器	322...解碼表示型態
132...重疊/變遷處理器	330...調整
134...輸入端、無損耗解碼器	332...輸出位準
136...去量化及重定標模組	400...多模式音訊編碼器
138,146...重新變換器	402,512...音訊內容
140...激發產生器	404,434...已編碼之位元串流
142...頻譜形成器	406...第一訊框子集
144...LP係數變換器	408...第二訊框子集
148...創新碼簿組成器	410...CELP編碼器
150...適應性碼簿組成器	412...變換編碼器
152...增益調適器	414,502...LP分析器
	416,440,504...激發產生器
	418...LPC濾波係數

420,446,524,548...過去激發	506...能測定器
422,448...碼簿指標	510,544...目前訊框
424,454...頻譜資訊	514...位元串流
426,450...全域增益值	518...組合
430...多模式音訊解碼器	520,546...適應性碼簿激發
432...已解碼表示型態	522,552...創新碼簿激發
436...CELP解碼器	526,550...適應性碼簿指標
438...變換解碼器	528,554...創新碼簿指標
442...線性預測合成濾波器	530,560...增益值
444,516,542...目前激發	558...增益
452,508,556...線性預測濾波係數	

七、申請專利範圍：

1. 一種用以基於編碼位元串流而提供音訊內容之解碼表示型態之多模式音訊解碼器，該多模式音訊解碼器係組配來

解碼該編碼位元串流之每個訊框之一全域增益值，其中該等訊框之一第一子集係以一第一編碼模式編碼，及該等訊框之一第二子集係以一第二編碼模式編碼，而該第二子集之各個訊框係由多於一個子框組成，

對該第二訊框子集之至少一個子框子集的每個子框，係以與該個別訊框之全域增益值差異地解碼一相對應位元串流元素，及

使用該全域增益值及該相對應位元串流元素以解碼該第二訊框子集之該至少子框子集的該等子框，及使用該全域增益值以解碼該第一訊框子集，來完成解碼該位元串流，

其中該多模式音訊解碼器係組配來使得於該編碼位元串流內部之該等訊框的該全域增益值之變化導致該音訊內容之該解碼表示型態之輸出位準的調整。

2. 如申請專利範圍第1項之多模式音訊解碼器，其中該第一編碼模式為頻域編碼模式，及該第二編碼模式為線性預測編碼模式。

3. 如申請專利範圍第2項之多模式音訊解碼器，其中該多模式音訊解碼器係組配來經由使用變換激發線性預測解碼來解碼該第二訊框子集之該至少子框子集

的該等子框，及經由使用碼簿激發線性預測(CELP)來解碼該第二訊框子集之非連續子框子集而完成該編碼位元串流的解碼。

4. 如申請專利範圍第1至3項中任一項之多模式音訊解碼器，其中該多模式音訊解碼器係組配來對該第二訊框子集之每個訊框，解碼顯示個別訊框分解成一個或多個子框之又一位元串流元素。

5. 如申請專利範圍第1至3項中任一項之多模式音訊解碼器，其中該第二子集之該等訊框具有相等長度，及該第二訊框子集之該至少子框子集具有選自於由256、512及1024樣本所組成的組群之變化樣本長度，及一非連續子框子集具有256樣本之樣本長度。

6. 如申請專利範圍第1至3項中任一項之多模式音訊解碼器，其中該多模式音訊解碼器係組配來解碼基於固定位元數目之全域增益值及基於可變位元數目之位元串流元素，該數目係取決於個別子框之樣本長度。

7. 如申請專利範圍第1至3項中任一項之多模式音訊解碼器，其中該多模式音訊解碼器係組配來解碼基於固定位元數目之全域增益值及基於固定位元數目之位元串流元素。

8. 一種頻帶複製(SBR)解碼器，其包含用以解碼一位元串流之核心編碼器部分而獲得一核心頻帶信號之核心解碼器，該SBR解碼器係組配來自該位元串流之SBR部分解碼欲複製之頻帶的封包能量，及依據該核心

頻帶信號之能量而調整該等封包能量之大小，其中該核心解碼器包含如申請專利範圍第1至7項中任一項之多模式音訊解碼器。

9. 一種多模式音訊編碼器，其係組配來以一第一編碼模式編碼訊框之第一子集及以一第二編碼模式編碼訊框之第二子集而將一音訊內容編碼成一編碼位元串流，其中該訊框之第二子集分別係由一個或多個子框組成，其中該多模式音訊編碼器係組配來判定及編碼每個訊框之一全域增益值，及對該第二子集之至少一子框子集的每個子框，判定及編碼與該個別訊框之該全域增益值不同的一相對應位元串流元素，其中該多模式音訊編碼器係組配來使得該編碼位元串流內部之該等訊框的該全域增益值之改變，導致該音訊內容之解碼表示型態在解碼端之輸出位準的調整。

10. 一種用以基於編碼位元串流而提供音訊內容之解碼表示型態之多模式音訊解碼方法，該方法包含

解碼該編碼位元串流每個訊框之一全域增益值，其中該等訊框之一第一子集係以一第一編碼模式編碼，及該等訊框之一第二子集係以一第二編碼模式編碼，而該第二子集之各個訊框係由多於一個子框組成，

對該第二訊框子集之至少一個子框子集的每個子框，係以與該個別訊框之該全域增益值差異地解碼一相對應位元串流元素，及

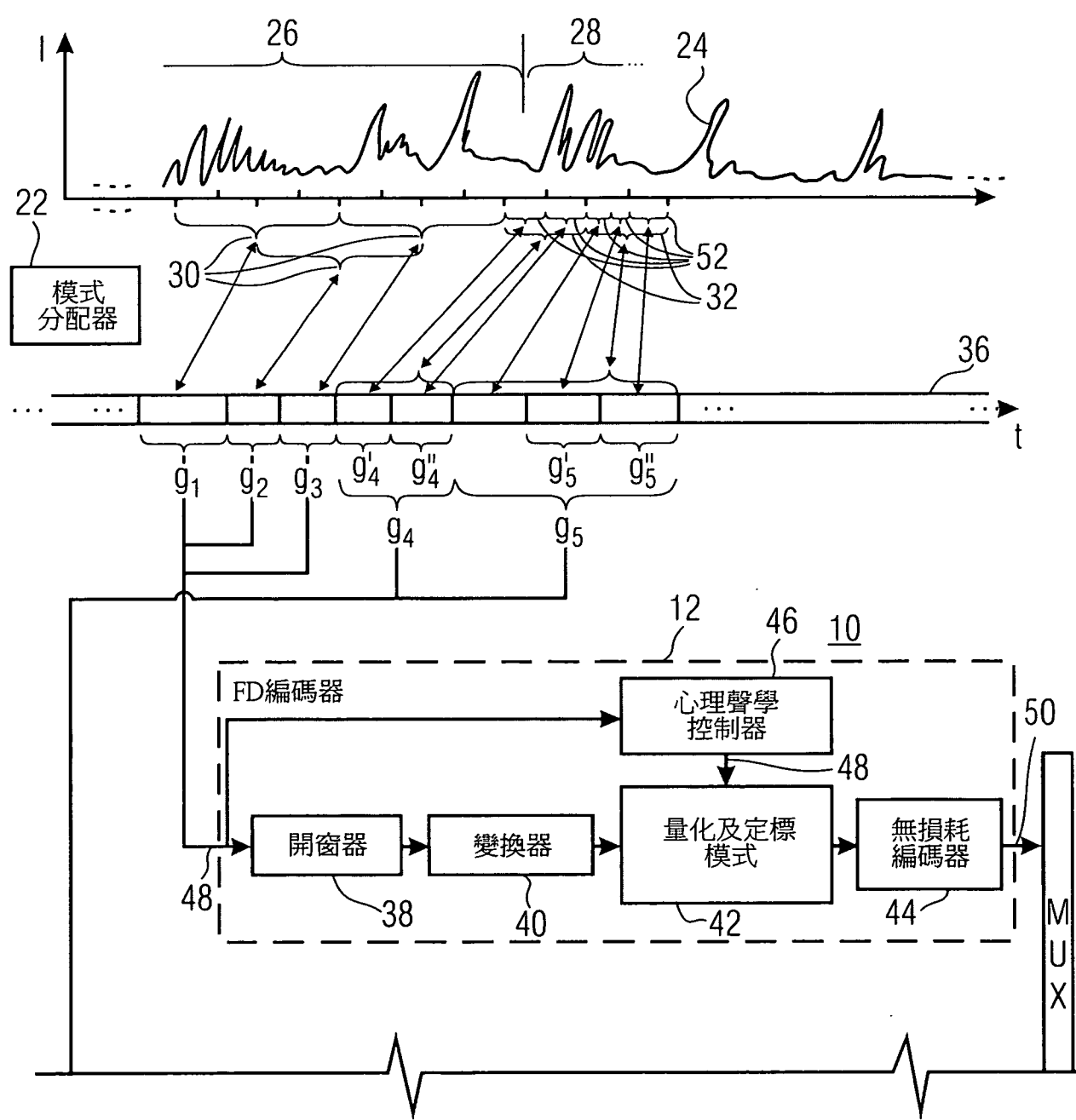
使用該全域增益值及該相對應位元串流元素以解

碼該第二訊框子集之該至少子框子集的該等子框，及使用該全域增益值以解碼該第一訊框子集，來完成解碼該位元串流，

其中執行該多模式音訊解碼方法來使得該編碼位元串流內部之該等訊框的該全域增益值之變化，導致該音訊內容之該解碼表示型態之輸出位準的調整。

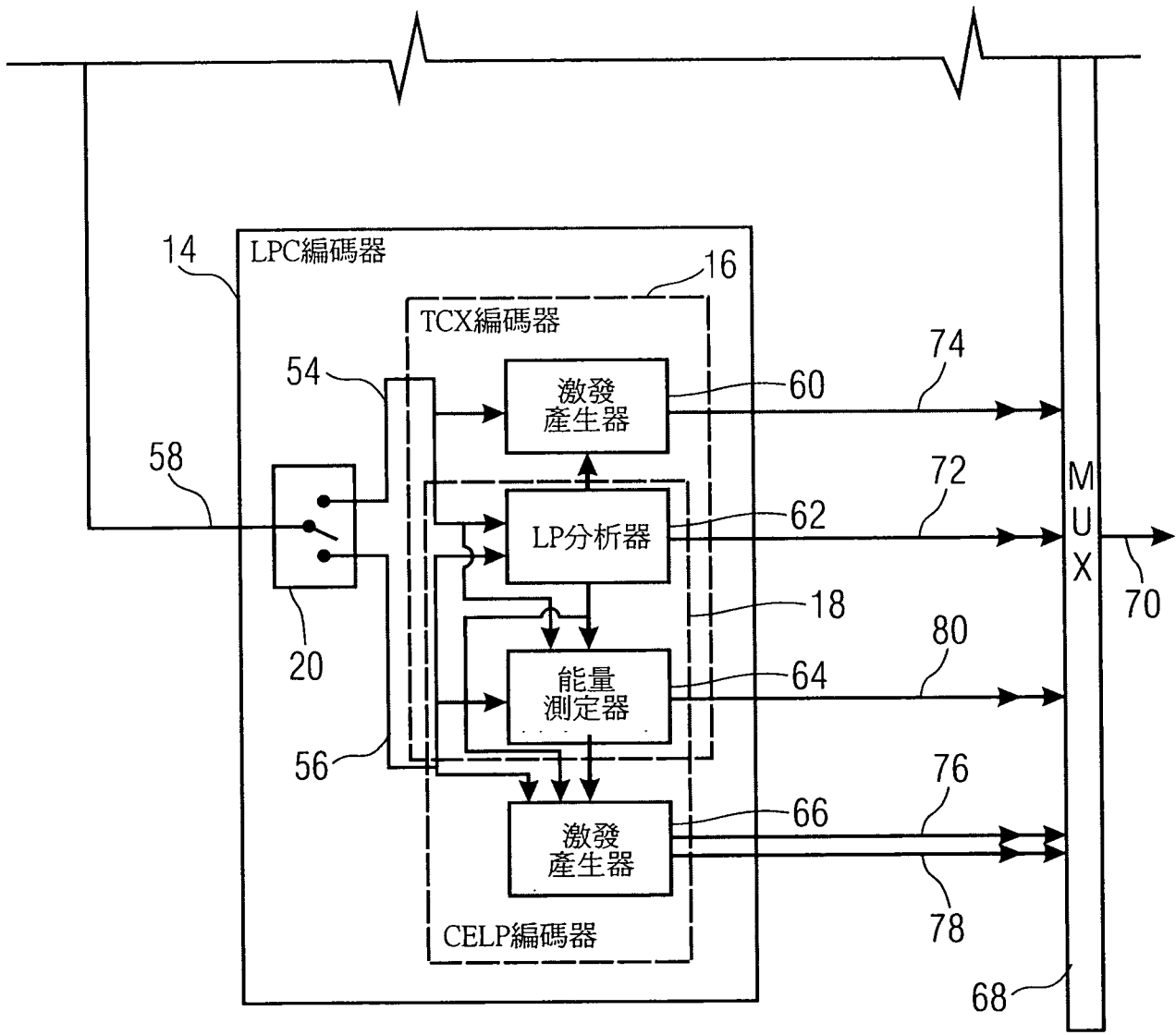
11. 一種多模式音訊編碼方法，其包含以一第一編碼模式編碼一第一訊框子集，及以一第二編碼模式編碼一第二訊框子集，來將一音訊內容編碼成一編碼位元串流，其中該第二訊框子集分別係由一個或多個子框組成，其中多模式音訊編碼方法進一步包含測定及編碼每個訊框之一全域增益值，及對該第二子集之至少一個子框子集的每個子框，測定及編碼與該個別訊框之該全域增益值不同的一相對應位元串流元素，其中該多模式音訊編碼方法係執行使得該編碼位元串流內部之訊框之該全域增益值的一改變導致於解碼端，該音訊內容之解碼表示型態之輸出位準的調整。

12. 一種具有程式碼之電腦程式，其係用於當該電腦程式於電腦上運行時執行如申請專利範圍第10或11項之方法。



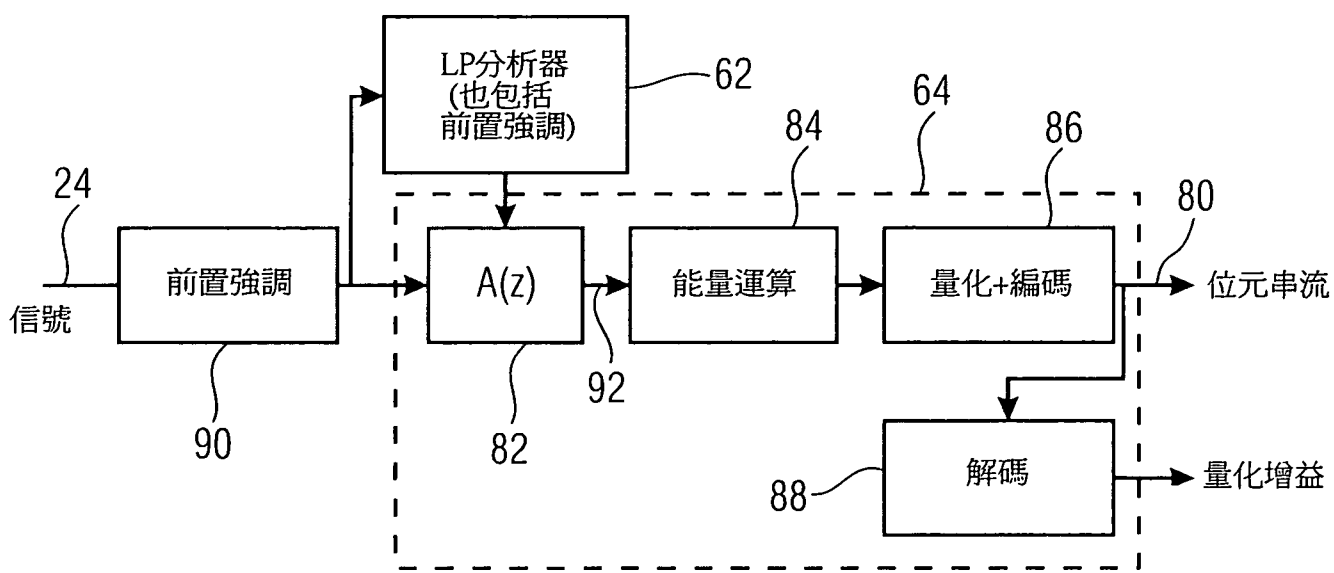
第1a圖	第1圖
第1b圖	

第1a圖

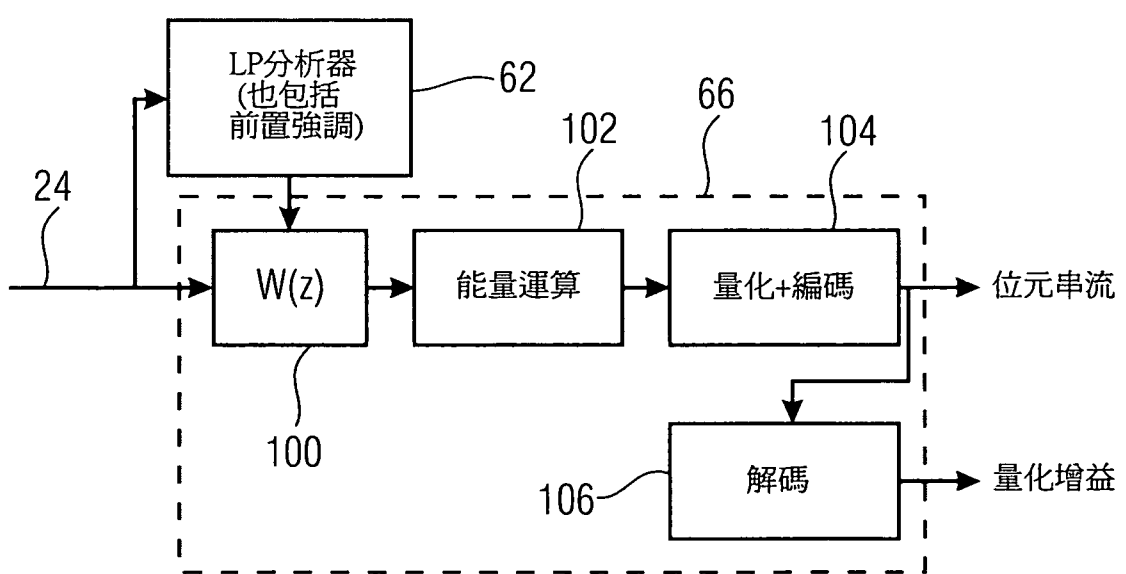


第1a圖	第1圖
第1b圖	

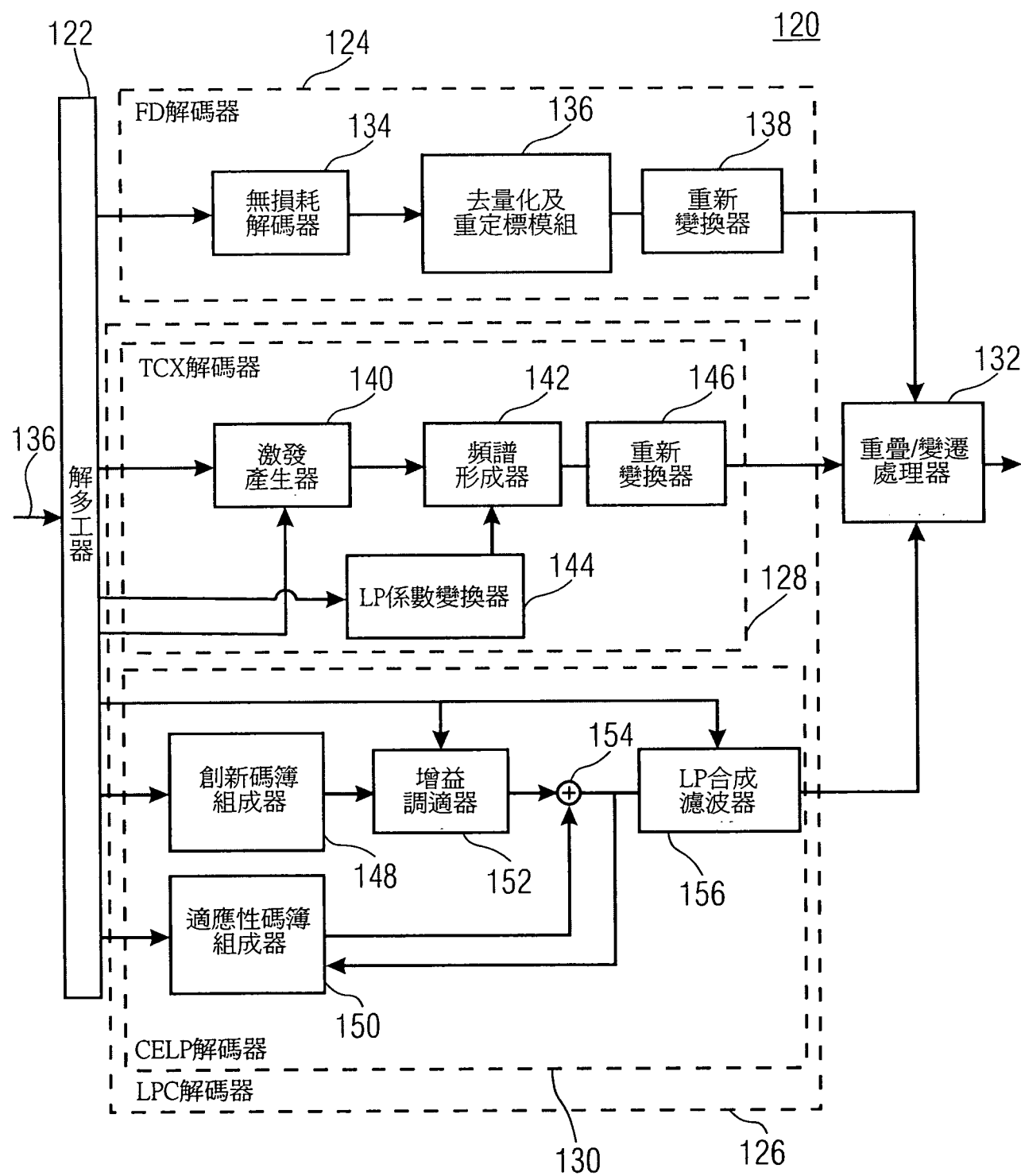
第1b圖



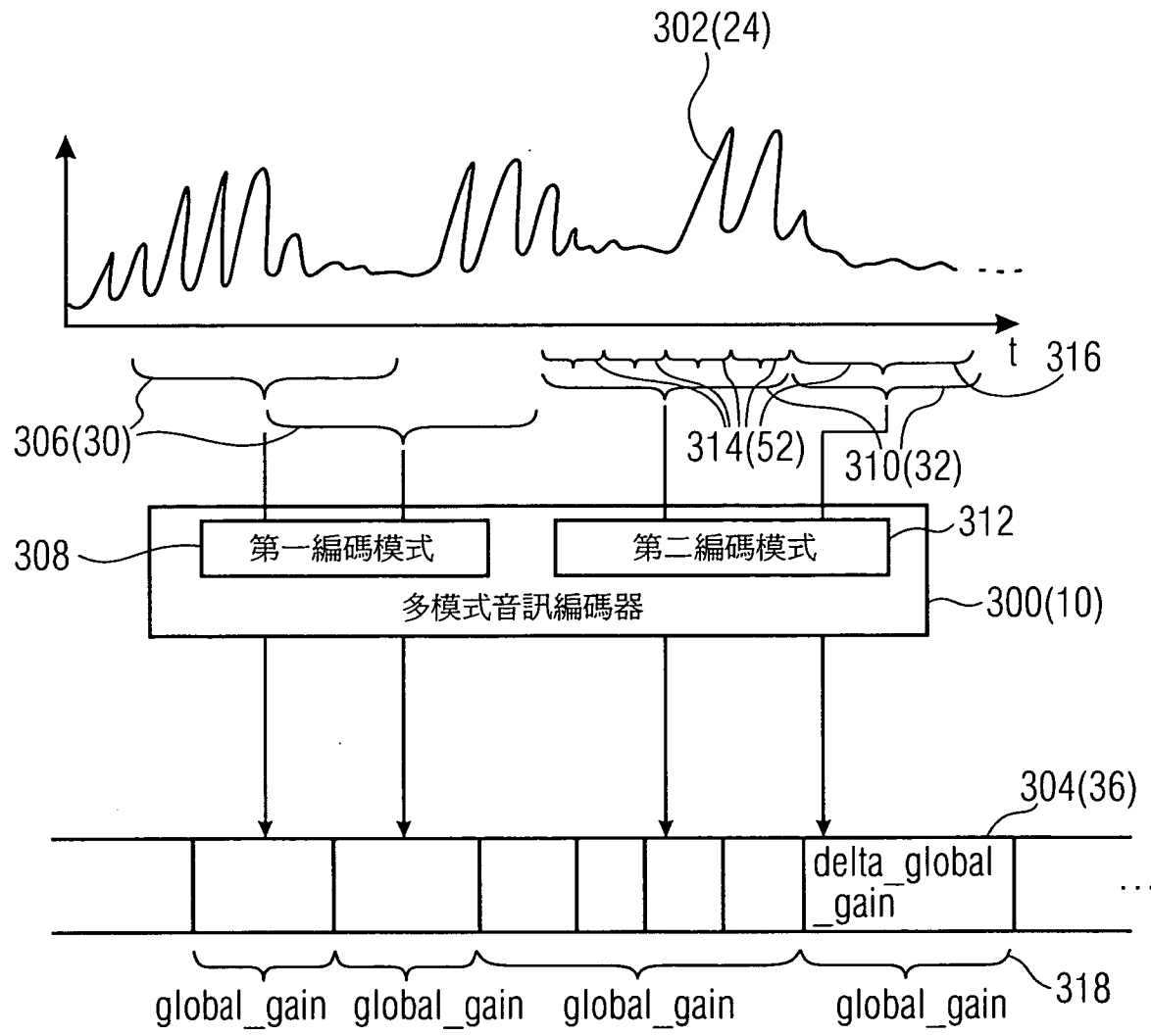
第2圖



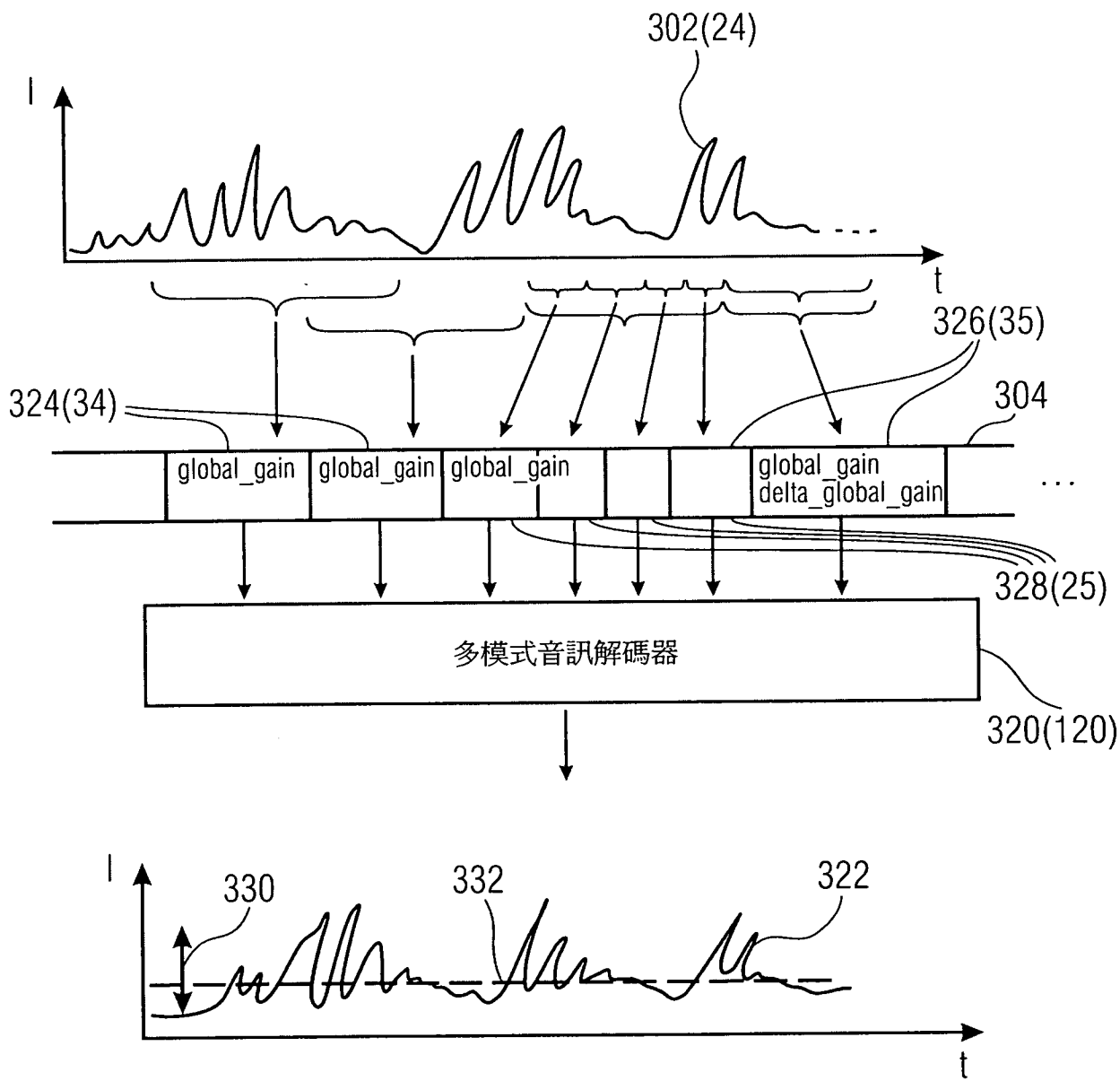
第3圖



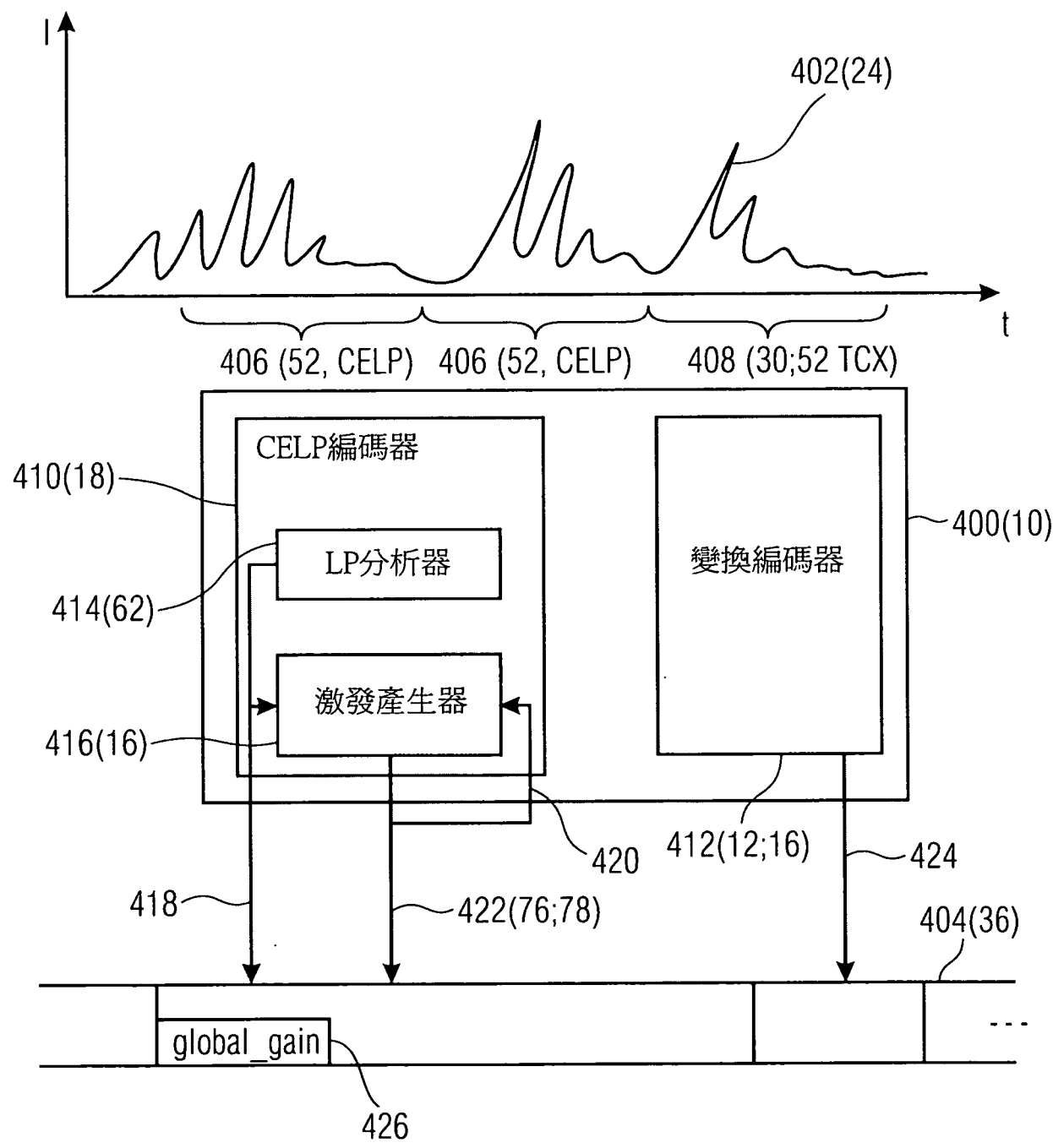
第4圖



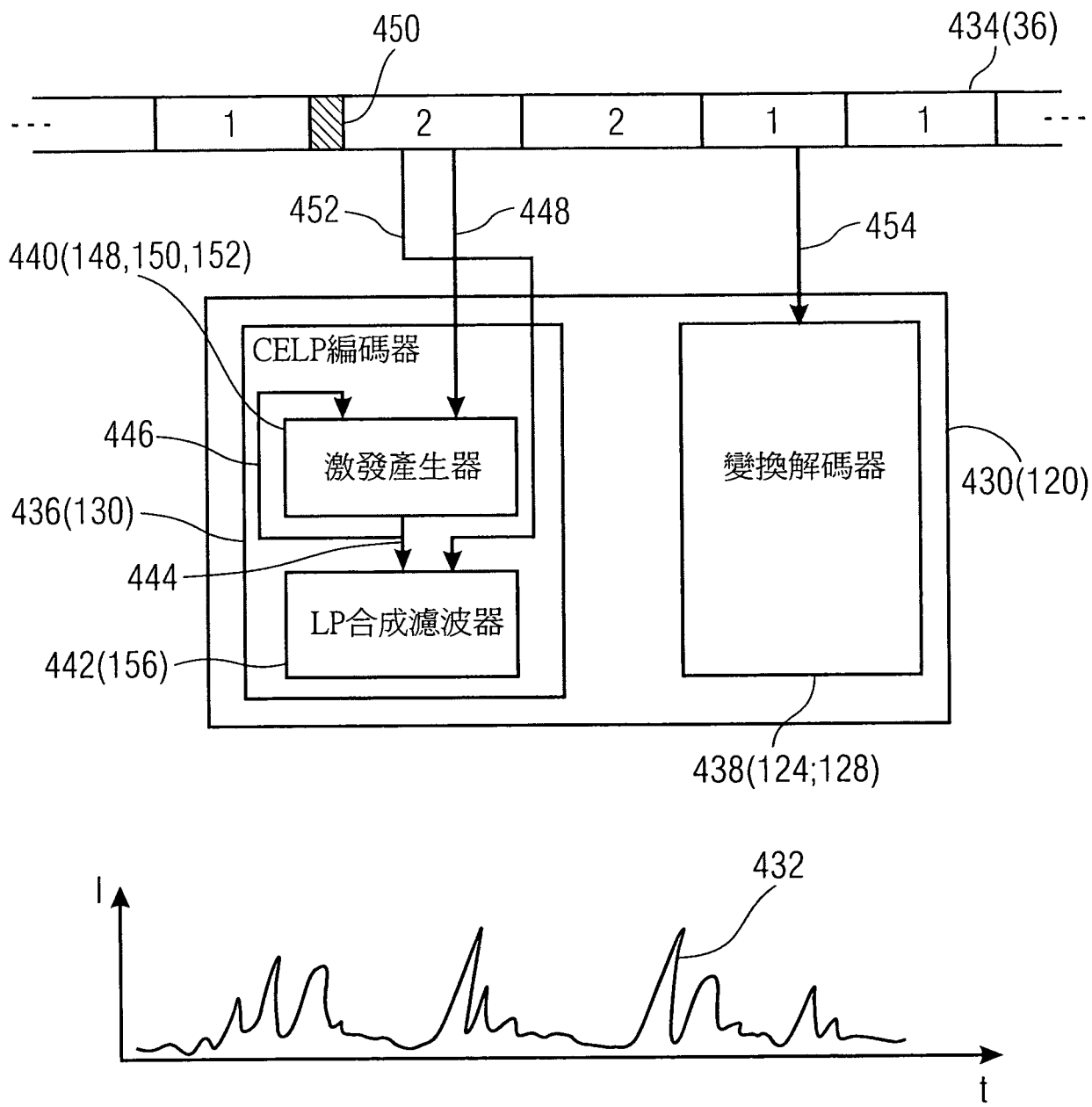
第5a圖



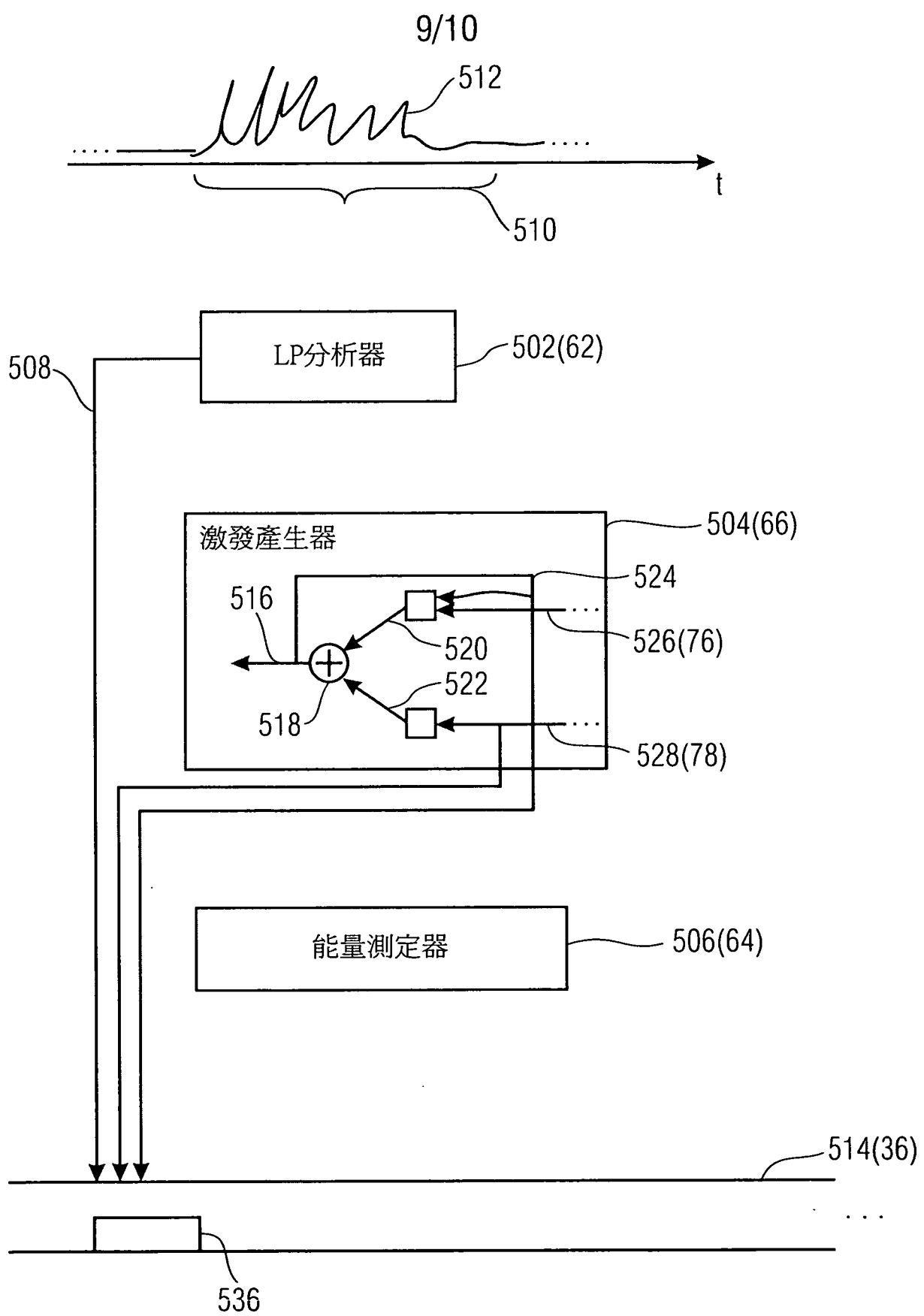
第5b圖



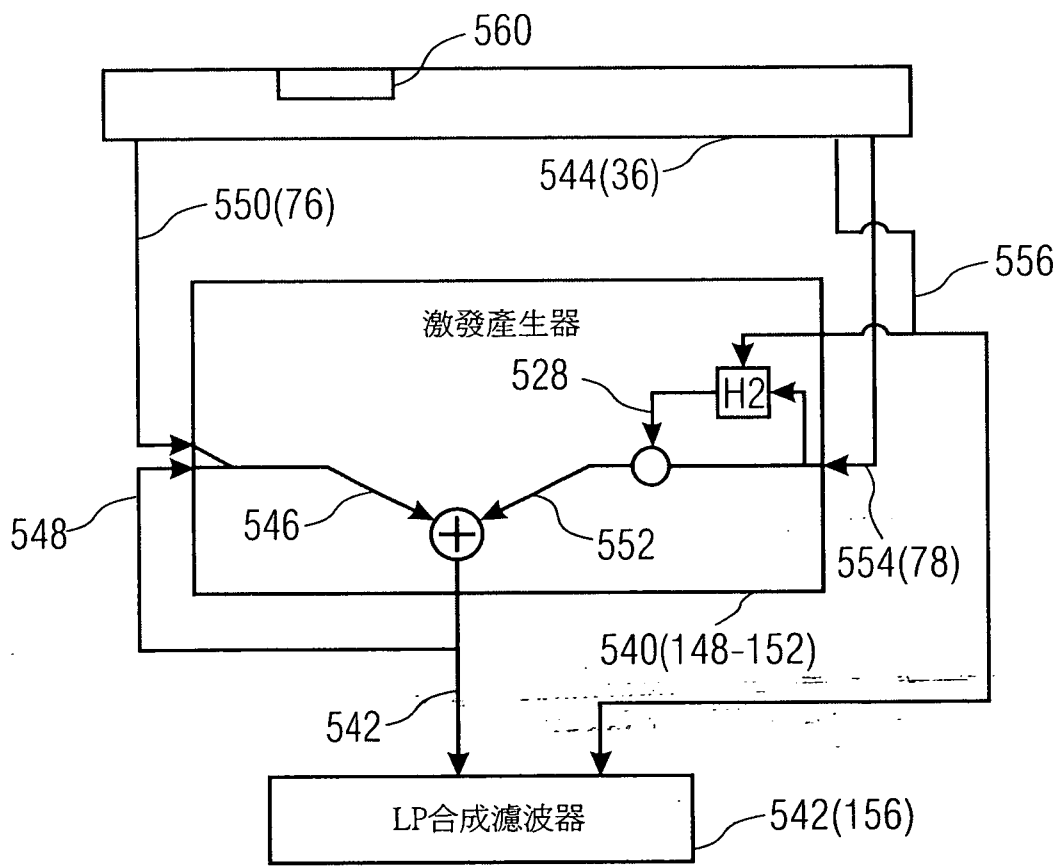
第6a圖



第6b圖



第7a圖



第7b圖