

四、聲明事項：

☐ 主張專利法第二十二條第二項 ☐ 第一款或 ☐ 第二款規定之事實，其事實發生日期為： 年 月 日。

☒ 申請前已向下列國家（地區）申請專利：

【格式請依：受理國家（地區）、申請日、申請案號 順序註記】

☒ 有主張專利法第二十七條第一項國際優先權：

1. 美國；2005 年 04 月 01 日；60/667,901

2. 美國；2005 年 04 月 22 日；60/673,965

☐ 無主張專利法第二十七條第一項國際優先權：

1.

2.

☐ 主張專利法第二十九條第一項國內優先權：

【格式請依：申請日、申請案號 順序註記】

☐ 主張專利法第三十條生物材料：

☐ 須寄存生物材料者：

國內生物材料 【格式請依：寄存機構、日期、號碼 順序註記】

國外生物材料 【格式請依：寄存國家、機構、日期、號碼 順序註記】

☐ 不須寄存生物材料者：

所屬技術領域中具有通常知識者易於獲得時，不須寄存。

九、發明說明：

相關申請案

本申請案主張2005年4月1日提出申請且名稱為「對寬頻帶話音中高頻帶之編碼(CODING THE HIGH-FREQUENCY BAND OF WIDEBAND SPEECH)」之第60/667,901號美國臨時專利申請案之權利。本申請案亦主張2005年4月22日提出申請且名稱為「高頻帶話音編碼器中之參數編碼(PARAMETER CODING IN A HIGH-BAND SPEECH CODER)」之第60/673,965號美國臨時專利申請案之權利。

【發明所屬之技術領域】

本發明係關於信號處理。

【先前技術】

傳統上，藉由公共交換電話網路(PSTN)進行之語音通信之頻寬已被限制至300-3400 kHz頻率範圍內。新的語音通信網路，例如蜂巢式電話及IP(網際網路協定)語音通信(VoIP)，可能不具有相同之頻寬限制，且可能希望藉由此等網路傳輸及接收包含一寬頻帶頻率範圍之語音通信。舉例而言，可能希望支援一向下延伸至50 Hz及/或向上延伸至7或8 kHz之音頻範圍。亦可能希望支援其他應用，例如高品質聲頻或聲頻/視頻會議—其可能在處於傳統PSTN限值以外之範圍內具有話音內容。

將話音編碼器所支援之範圍擴展至更高頻率可改良可理解性。舉例而言，例如's'及'f'等區分摩擦音之資訊大多處於高頻中。高頻帶擴展亦可改良其他話音(例如演講)之品質。

舉例而言，甚至一濁音元音亦可能具有遠高於PSTN限值之頻譜能量。

一種寬頻話音編碼方法涉及到將一窄頻帶話音編碼技術(例如一種組態成對0-4 kHz範圍實施編碼之技術)按比例縮放成覆蓋寬頻帶頻譜。舉例而言，可按更高之速率對話音信號取樣以包含高頻分量，且可將一窄頻帶編碼技術重新組態成使用更多濾波器係數來代表該寬頻帶信號。然而，例如CELP(碼簿激勵之線性預測)等窄頻帶編碼技術在計算上頗為繁瑣，且寬頻帶CELP編碼器可能會消耗過多之處理循環以致於對許多行動應用及其他嵌入式應用而言不切實際。使用此種技術將一寬頻帶信號之整個頻譜編碼至一所期望品質亦可能會造成大到令人無法接受之頻寬增大量。此外，甚至在可將此種經編碼信號之窄頻帶部分傳輸入一僅支援窄頻帶編碼之系統內及/或由該系統解碼之前，就需要對此種經編碼信號實施轉碼。

另一種寬頻帶話音編碼方法涉及到自經編碼窄頻帶頻譜包絡線外推高頻帶頻譜包絡線。儘管此種方法的實施可能不存在任何頻寬的增大且無需轉碼，然而通常卻無法根據窄頻帶部分之頻譜包絡線精確地預測話音信號高頻帶部分之粗略頻譜包絡線或共振峰結構。

可能期望將寬頻帶話音編碼構建成無需轉碼或其他明顯修改即可藉由窄頻通道(例如PSTN通道)發送經編碼信號之至少窄頻部分。亦可能期望寬頻帶編碼擴展具有高的效率，舉例而言，以避免在例如無線蜂巢式電話及藉由有線

及無線通道實施廣播等應用中可得到服務之使用者數量明顯減少。

【發明內容】

在一實施例中，一種信號處理方法包括將一話音信號之一低頻部分編碼成至少一經編碼窄頻帶激勵信號及複數個窄頻帶濾波器參數；及根據一窄頻帶激勵信號產生一高頻帶激勵信號。該窄頻帶激勵信號係基於該經編碼窄頻帶激勵信號。該方法亦包括根據至少該高頻帶激勵信號將該話音信號之一高頻部分編碼成至少複數個高頻帶濾波器參數。該經編碼窄頻帶激勵信號包括一時間規整，且該方法包括根據與該時間規整相關之資訊對該高頻部分應用一時間偏移量。

在另一實施例中，一種裝置包括：一窄頻帶話音編碼器，其經組態以將一話音信號的一低頻部分編碼成至少一經編碼窄頻帶激勵信號及複數個窄頻帶濾波器參數；及一高頻帶話音編碼器，其經組態以根據該經編碼窄頻帶激勵信號產生一高頻帶激勵信號。該高頻帶編碼器經組態以根據至少該高頻帶激勵信號將該話音信號的一高頻部分編碼成至少複數個高頻帶濾波器參數。該窄頻帶話音編碼器經組態以輸出一正規化資料信號，該正規化資料信號描述一包含於該經編碼窄頻帶激勵信號中之時間規整。該裝置亦包括一延遲線，其經組態以對該高頻部分應用一時間偏移，其中該時間偏移係基於該正規化資料信號。

在另一實施例中，一種裝置包括：用於將一話音信號的

一低頻部分編碼成至少一經編碼窄頻帶激勵信號及複數個窄頻帶濾波器參數之構件；用於根據一窄頻帶激勵信號產生一高頻帶激勵信號之構件，其中該窄頻帶激勵信號係基於該經編碼窄頻帶激勵信號；及用於根據至少該高頻帶激勵信號將該話音信號的一高頻部分編碼成至少複數個高頻帶濾波器參數之構件。該經編碼窄頻帶激勵信號包括一時間規整。該裝置亦包括用於根據與該時間規整相關之資訊對該高頻部分應用一時間偏移之構件。

【實施方式】

本文所述之實施例包括可經組態以為一窄頻帶話音編碼器提供擴展從而支援以僅約800至1000 bps(位元/秒)之頻寬增大量來傳輸及/或儲存寬頻帶話音信號之系統、方法及裝置。此等構建方案之潛在優點包括：實施嵌入式編碼來支援與窄頻帶系統之相容性，相對易於在窄頻帶編碼通道與高頻帶編碼通道之間分配及重新分配位元，能避免在計算上繁瑣之寬頻帶合成作業，並使將藉由在計算上繁瑣之波形編碼例程來處理之信號保持低的取樣速率。

除由其上下文明確作出限定外，措辭「計算」在本文中用於表示其通常含意中之任一種含意，例如計算、產生、及自一值列表中進行選擇。當在本說明書和申請專利範圍中使用「包括」一詞時，其並不排除其他元件或作業。措辭「A基於B」用於表示其通常含意中之任一種含意，包括如下情形：(i)「A等於B」及(ii)「A基於至少B」。措辭「網際網路協定」包括在IETF(網際網路工程任務組)RFC(請求

註解)791中所述之版本4、以及後續版本，例如版本6。

圖1a根據一實施例顯示一寬頻帶話音編碼器A100之方塊圖。濾波器組A110經組態以對一寬頻帶話音信號S10實施濾波，以產生一窄頻帶信號S20及一高頻帶信號S30。窄頻帶編碼器A120經組態以對窄頻帶信號S20實施編碼，以產生窄頻帶(NB)濾波器參數S40及一窄頻帶殘餘信號S50。如在本文中進一步說明，窄頻帶編碼器A120通常經組態以按碼簿索引形式或另一種量化形式產生窄頻帶濾波器參數S40及經編碼窄頻帶激勵信號S50。高頻帶編碼器A200經組態以根據經編碼窄頻帶激勵信號S50中之資訊對高頻帶信號S30實施編碼，以產生高頻帶編碼參數S60。如在本文中進一步詳細說明，高頻帶編碼器A200通常經組態以按碼簿索引形式或另一種量化形式產生高頻帶編碼參數S60。寬頻帶話音編碼器A100之一特定實例經組態以按一約8.55 kbps(千位元/秒)之速率對寬頻帶話音信號S10實施編碼，其中約7.55 kbps用於窄頻帶濾波器參數S40及經編碼窄頻帶激勵信號S50、約1 kbps用於高頻帶編碼參數S60。

可能期望將經編碼窄頻帶信號與高頻帶信號組合成單個位元流。舉例而言，可能期望將該等經編碼信號多工於一起以供作為一經編碼寬頻帶話音信號進行傳輸(例如藉由有線傳輸通道、光學傳輸通道或無線傳輸通道)或儲存。圖1b顯示一包括一多工器A130之寬頻帶話音編碼器A100之構建方案A102之方塊圖，該多工器A130經組態以將窄頻帶濾波器參數S40、經編碼窄頻帶激勵信號S50及高頻帶濾波

器參數S60組合成一多工信號S70。

一種包含編碼器A102之裝置亦可包含經組態以將多工信號S70傳輸入例如有線通道、光學通道或無線通道等傳輸通道內之電路。此種裝置亦可經組態以對信號執行一種或多種通道編碼作業，例如錯誤修正編碼(例如速率相容之卷積編碼)及/或錯誤偵測編碼(例如循環冗餘編碼)、及/或一層或多層網路協定編碼(例如以太網、TCP/IP、cdma2000)。

可能期望多工器A130組態成將經編碼窄頻帶信號(包含窄頻帶濾波器參數S40及經編碼窄頻帶激勵信號S50)作為一多工信號S70之一可分離子流來嵌入，以便可將該經編碼窄頻帶信號獨立於多工信號S70之另一部分(例如高頻帶及/或低頻帶信號)來恢復及解碼。舉例而言，可將多工信號S70設置成可藉由剝離高頻帶濾波器參數S60來恢復經編碼窄頻帶信號。此種特徵的一個潛在優點係無需在將經編碼寬頻帶信號傳遞至一支援對窄頻帶信號實施解碼但不支援對高頻帶部分實施解碼之系統之前對經編碼寬頻帶信號實施轉碼。

圖2a係一根據一實施例之寬頻帶話音解碼器B100之方塊圖。窄頻帶解碼器B110經組態以對窄頻帶濾波器參數S40及經編碼窄頻帶激勵信號S50實施解碼，以產生一窄頻帶信號S90。高頻帶解碼器B200經組態以根據經編碼窄頻帶激勵信號S50、按照一窄頻帶激勵信號S80對高頻帶編碼參數S60實施解碼，以產生一高頻帶信號S100。在該實施例中，窄頻帶解碼器B110經組態以為高頻帶解碼器B200提供窄頻帶激

勵信號S80。濾波器組B120經組態以將窄頻帶信號S90與高頻帶信號S100相組合，以產生一寬頻帶話音信號S110。

圖2b係一包含一解多工器B130之寬頻帶話音解碼器B100之構建方案B102之方塊圖，解多工器B130經組態以自多工信號S70產生經編碼信號S40、S50及S60。一種包含解碼器B102之裝置可包含經組態以自例如有線通道、光學通道或無線通道等傳輸通道接收多工信號S70之電路。此種裝置亦可經組態以對信號執行一種或多種通道解碼作業，例如錯誤修正解碼(例如速率相容之卷積解碼)及/或錯誤偵測解碼(例如循環冗餘解碼)、及/或一層或多層網路協定解碼(例如以太網、TCP/IP、cdma2000)。

濾波器組A110經組態以根據一分裂頻帶方案對一輸入信號實施濾波，以產生一低頻子頻帶及一高頻子頻帶。視特定應用之設計準則而定，該等輸出子頻帶可具有相等或不相等之頻寬並可相交疊或不相交疊。亦可採用一能產生多於兩個子頻帶的濾波器組A110之組態。舉例而言，此一濾波器組可組態成產生一個或多個在低於窄頻帶信號S20(例如50-300 Hz之範圍)之頻率範圍中包含分量之低頻帶信號。亦可使此一濾波器經組態成能產生一個或多個在一高於高頻帶信號S30(例如14-20、16-20、或16-32 kHz之範圍)之頻率範圍中包含分量之其他高頻帶信號。在此種情形中，可將寬頻帶話音編碼器A100構建成分別編碼該或該等信號，且多工器A130可組態成在多工信號S70中包含該或該等額外經編碼信號(例如以一可分離部分之形式)。

圖 3a 顯示一組態成產生兩個具有降低之取樣速率之子頻帶信號的濾波器組 A110 之構建方案 A112 之方塊圖。低通濾波器 110 對寬頻帶話音信號 S10 實施濾波以通過一所選之低頻率子頻帶，且高通濾波器 130 對寬頻帶話音信號 S10 實施濾波以通過一所選高頻帶子頻帶。由於該兩個子頻帶信號皆具有比寬頻帶話音信號 S10 更窄之頻寬，因而可將取樣速率降低某一程度而不會丟失資訊。縮減取樣器 120 按照一所需的十中抽一取樣因數降低低通信號之取樣速率(例如藉由移除該信號之樣本及/或以平均值來替換樣本)，且縮減取樣器 140 同樣按照另一所需的十中抽一取樣因數降低高通信號之取樣速率。

圖 3b 顯示濾波器組 B120 之對應構建方案 B122 之方塊圖。增加取樣器 150 升高窄頻帶信號 S90 之取樣速率(例如藉由零填充及/或藉由將樣本加倍)，且低通濾波器 160 對經增加取樣之信號實施濾波以便僅通過一低頻帶部分(例如以防止假信號)。同樣地，增加取樣器 170 升高高頻帶信號 S100 之取樣速率且高通濾波器 180 對經增加取樣之信號實施濾波以便僅通過一高頻帶部分。然後對該兩個通帶信號求和以形成寬頻帶話音信號 S110。在解碼器 B100 之某些構建方案中，濾波器組 B120 經組態以根據由高頻帶解碼器 B200 所接收及/或計算的一個或多個權數來產生該兩個通道信號之加權和。亦可設想出一組合多於兩個通道信號之濾波器組 B120 之組態。

每一濾波器 110、130、160、180 皆可構建為有限脈衝響

應(FIR)濾波器或無限脈衝響應(IIR)濾波器。編碼器濾波器110及130之頻率響應可在止帶與通道之間具有對稱形狀或不同形狀之過渡區域。同樣地，解碼器濾波器160及180之頻率響應可在止帶與通帶之間具有對稱形狀或不同形狀之過渡區域。可能期望但並非必須使低通濾波器110具有與低通濾波器160相同之響應、及使高通濾波器130具有與高通濾波器180具有相同之響應。在一實例中，該兩個濾波器對110、130及160、180係正交鏡向濾波器(QMF)組，其中濾波器對110、130具有與濾波器對160、180相同之係數。

在一典型實例中，低通濾波器110具有一包含300-340 Hz之有限PSTN範圍之通帶(例如自0至4 kHz之頻帶)。圖4a及4b顯示在兩個不同實施方案實例中，寬頻帶話音信號S10、窄頻帶信號S20及高頻帶信號S30之相對頻寬。在該兩個特定實例中，寬頻帶話音信號S10具有16 kHz(代表處於0至8 kHz範圍內之頻率分量)之取樣速率，且窄頻帶信號S20具有8 kHz(代表處於0至4 kHz範圍內之頻率分量)之取樣速率。

在圖4a所示實例中，在該兩個子頻帶之間不存在明顯之交疊。可使用一具有4-8 kHz通帶之高通濾波器130來獲得該實例中所示之高頻帶信號S30。在此種情形中，可能希望藉由將經濾波信號之取樣速率降低到二分之一而將取樣速率降低至8 kHz。此種作業—可能預計會明顯降低對信號之進一步處理作業之計算複雜度—將使通帶能量向下移動至0至4 kHz範圍內而不會丟失資訊。

在圖4b所示之替代實例中，上部子頻帶及下部子頻帶具

有相當大之交疊，因而3.5至4 kHz之區域係由該兩個子頻帶信號來描述。可使用一通帶為3.5-7 kHz之高通濾波器130來獲得該實例中之高頻帶信號S30。在此種情形中，可能希望藉由將經濾波信號之取樣速率降低到16/7而將取樣速率降低至7 kHz。此種作業－可能預計會明顯降低對信號之進一步處理作業之計算複雜度－將使通帶能量向下移動至0至3.5 kHz範圍內而不會丟失資訊。

在一用於電話通信之典型手機中，一個或多個變送器(即麥克風及耳機或揚聲器)不具有處於7-8 kHz頻率範圍內之可感知響應。在圖4b所示實例中，寬頻帶話音信號S10中位於7至8 kHz之間之部分不包含於經編碼信號中。高通濾波器130之其他具體實例則具有3.5-7.5 kHz及3.5-8 kHz之高通濾波器130。

在某些實施例中，如在圖4b中一般在各子頻帶之間提供交疊能夠容許使用一在交疊區域內具有平滑下滑速率之低通濾波器及/或高通濾波器。此等濾波器通常比具有更尖銳或「磚牆」響應之濾波器更易於設計、計算更不複雜及/或會引入更小之延遲。具有尖銳過渡區域之濾波器往往比具有平滑下滑速率的相同階次之濾波器具有更高之副瓣(其可能會造成假信號)。具有尖銳過渡區域之濾波器亦可具有長的脈衝響應，此可造成環狀假像。對於具有一個或多個IIR濾波器之濾波器組構建方案而言，容許在交疊區域內具有平滑之下滑速率使得能夠使用其極點遠離單位圓之濾波器，此對於確保固定點構建方案穩定而言頗為重要。

子頻帶之交疊能夠達成低頻帶與高頻帶之平滑混合，此可使可聽到之假像更少、假信號減小、及/或各頻帶之間的過渡更不會引起注意。此外，窄頻帶編碼器 A120(例如波形編碼器)之編碼效率可隨頻率之增大而降低。舉例而言，窄頻帶編碼器之編碼品質可在低位元速率情況下降低，在存在背景雜訊時尤其如此。在此等情形中，提供各子頻帶之交疊可提高在交疊區域中所再現之頻率分量之品質。

此外，子頻帶之交疊使低頻帶與高頻帶能夠平滑地混合，此可使可聽到之假像更少、假信號減小、及/或各頻帶之間的過渡更不會引起注意。此種特徵尤其有利於其中窄頻帶編碼器 A120 與高頻帶編碼器 A200 按照不同編碼方法運作之構建方案中。舉例而言，不同之編碼技術可產生聽起來截然不同之信號。對碼簿索引形式之頻譜包絡線實施編碼之編碼器可產生一與對幅值頻譜實施編碼之編碼器具有不同聲音之信號。時域編碼器(例如脈衝編碼-調變或 PCM 編碼器)可產生一與頻域編碼器具有不同聲音之信號。對一具有頻譜包絡線及對應殘餘信號之表示形式之信號實施編碼之編碼器可產生一具有不同於對僅具有頻譜包絡線表示形式之信號實施編碼之編碼器之聲音之信號。一將一信號編碼成其波形之表示形式的編碼器可產生一具有不同於正弦編碼器之聲音之輸出。在此等情形中，使用具有尖銳過渡區域之濾波器來界定不相交疊之子頻帶可能會在合成的寬頻帶信號中在各子頻帶之間造成驟然且可感覺到的明顯過渡。

儘管在子頻帶技術中常常使用具有互補之交疊頻率響應之QMF濾波器組，然而此等濾波器並不適用於本文所述的至少某些寬頻帶編碼實施方案。編碼器處之QMF濾波器組經組態以形成明顯程度之假信號，該假信號在解碼器處的對應QMF濾波器組中得以消除。此種結構可能不適用於其中信號會在各濾波器組之間引起明顯失真量之應用中，乃因失真可降低假信號消除性質之有效性。舉例而言，本文所述之應用包括經組態以在極低位元速率下運作之編碼實施方案。作為位元速率極低之結果，與原始信號相比，經解碼信號有可能會明顯失真，因而使用QMF濾波器組可造成未得到消除之假信號。

另外，可將編碼器組態成產生一在感覺上類似於原始信號但實際上明顯不同於原始信號之合成信號。舉例而言，一如本文所述自窄頻帶殘餘導出高頻帶激勵之編碼器即可產生此一信號，乃因經解碼信號中可能完全不存在實際之高頻帶殘餘。在此等應用中使用QMF濾波器組可能會造成由未得到消除之假信號所致的明顯程度之失真。

若受影響之子頻帶較窄，則由QMF假信號所致之失真程度可有所降低，乃因假信號之影響僅限於等於子頻帶寬度之頻寬。然而，對於本文所述的其中每一子頻帶皆包含寬頻帶頻寬之大約一半的實例而言，由未得到消除之假信號所致之失真可能會影響信號的一相當大的部分。信號之品質亦可受到上面出現未得到消除之假信號之頻帶之位置的影響。舉例而言，在寬頻帶話音信號之中心附近(例如介於

3與4 kHz之間)所形成之失真可能比出現於信號邊緣附近(例如高於6 kHz)之失真討厭得多。

儘管一QMF濾波器組中各濾波器之響應彼此嚴格相關，然而濾波器組A110及B120之低頻帶路徑與高頻帶路徑可組態成具有除該兩個子頻帶相交疊之外完全不相關之頻譜。吾人將該兩個子頻帶之交疊定義為自高頻帶濾波器之頻率響應降至-20 dB之點至低頻帶濾波器之頻率響應降至-20 dB之點之距離。在濾波器組A110及/或B120之不同實例中，該交疊量自約200 Hz至約1 kHz不等。約400至約600 Hz之範圍可代表編碼效率與所感覺平滑度之間的一所期望之折衷。在一個如上文所述之特定實例中，交疊量約為500 Hz。

可能期望構建濾波器組A112及/或B122以在數個級中執行圖4a及4b所示之作業。舉例而言，圖4c顯示濾波器組A112之一構建方案A114之方塊圖，該濾波器組A112使用一系列內插、重新取樣、十中抽一取樣、及其他作業來執行一與高通濾波及縮減取樣作業相等效之功能。此種構建方案可更易於設計及/或可容許重新使用邏輯及/或碼之功能塊。舉例而言，可使用相同功能塊來執行圖4c中所示的十中抽一取樣至14 kHz及十中抽一取樣至7 kHz之作業。可藉由將信號乘以函數 $e^{jn\pi}$ 或序列 $(-1)^n$ (其值在+1與-1之間交替)來執行頻譜反轉作業。可將頻譜定形作業構建為一低通濾波器，該低通濾波器構造成對信號實施定形以獲得一所需之總體濾波器響應。

應注意，作為頻譜反轉作業之結構，高頻帶信號S30之頻譜得到反轉。可相應地組態編碼器及對應解碼器中之後續作業。舉例而言，可將本文所述之高頻帶激勵產生器A300組態成產生一亦具有一頻譜反轉形式之高頻帶激勵信號S120。

圖4d顯示濾波器組B122之一構建方案B124之方塊圖，該濾波器組B122使用一系列內插、重新取樣及其他作業來執行一與增加取樣及高通濾波業相等效之功能。濾波器組B124在高頻帶中包含一頻譜反轉作業，該頻譜反轉作業將在例如編碼器之濾波器組(例如濾波器組A114)中所執行之類似作業反轉。在該特定實例中，濾波器組B124亦在低頻帶及高頻帶中包含用於衰減該信號之7100 Hz分量之陷波濾波器，儘管此等濾波器係可選的而非必需包含。

窄頻帶編碼器A120係根據一源濾波器模型來構建，該源濾波器模型將輸入話音信號編碼成(A)一組描述濾波器之參數及(B)一用於驅動所述濾波器以產生該輸入話音信號之合成再現形式之激勵信號。圖5a顯示一話音信號之頻譜包絡線之實例。用於表徵該頻譜包絡線之峰值表示元音區之共振並稱作共振峰。大多數話音編碼器係將至少該粗略頻譜結構編碼成一組參數，例如濾波器係數。

圖5b顯示一應用於對窄頻帶信號S20之頻譜包絡線實施編碼之基本源濾波器結構之一實例。一分析模組對應於一時間週期(通常為20毫秒)內之話音計算一組表徵一濾波器之參數。一根據彼等濾波器參數組態而成之白化濾波器(亦

稱作一分析或預測錯誤濾波器)移除頻譜包絡線以使信號之頻譜平坦。所得到之白化信號(亦稱作殘餘)比原始話音信號具有更小之能量並因而具有更小之變化且更易於編碼。因對該殘餘信號實施編碼而引起之錯誤亦可更均勻地分佈於頻譜中。通常將該等濾波器參數及殘餘信號量化以便有效地在通道上傳輸。在解碼器處，由一基於該殘餘之信號來激勵根據該等濾波器參數組態而成之合成濾波器，以形成原始話音之合成版本。該合成濾波器通常組態成具有一為白化濾波器之傳遞函數之逆的傳遞函數。

圖6顯示窄頻帶編碼器A120之基本構建方案A122之方塊圖。在該實例中，一線性預測編碼(LPC)分析模組210將窄頻帶信號S20之頻譜包絡線編碼成一組線性預測(LP)係數(例如一全極濾波器 $1/A(z)$ 之係數)。該分析模組通常將輸入信號作為一系列非交疊訊框來處理，其中對每一訊框計算新的一組係數。訊框週期通常係一其中預計該信號可局部地靜止不變的週期，一個常見之實例係20毫秒(在取樣速率為8 kHz時等價於160個樣本)。在一實例中，LPC分析模組210組態成計算一組十個LP濾波器係數來表徵每一20毫秒訊框之共振峰結構。亦可將該分析模組構建成將輸入信號作為一系列交疊訊框來處理。

該分析模組可組態成直接分析每一訊框之各樣本，或者可首先根據一開窗函數(例如Hamming函數)對該等樣本加權。亦可在一長於該訊框之窗口(例如一30毫秒之窗口)內執行分析。該窗口既可對稱(例如5-20-5，以使其在緊接著20

毫秒訊框之前及之後均包含5毫秒)，亦可不對稱(例如(10-20，以使其包含前一訊框的最後10毫秒)。通常將LPC分析模組組態成使用一Levinson-Durbin遞推或Leroux-Gueguen演算法來計算LP濾波器係數。在另一構建方案中，該分析模組可組態成為每一訊框計算一組cepstral係數而非一組LP濾波器係數。

藉由將該等濾波器參數量化，可使編碼器A120之輸出速率顯著降低，而對再現品質相對幾乎毫無影響。線性預測濾波器係數難以有效地量化且通常映射成另一種表示形式，例如線頻譜對(LSP)或線頻譜頻率(LSF)，以用於量化及/或熵編碼。在圖6所示實例中，LP濾波器係數至LSF變換器220將該組LP濾波器係數變換成對應的一組LSF。LP濾波器係數之其他一對一表示形式包括parcor係數、對數面積比率值、導抗頻譜對(ISP)、及導抗頻譜頻率(ISF)——其用於GSM(全球行動通信系統)AMR-WB(自適應性多速率寬頻帶)編碼解碼器中。通常，一組LP濾波器係數與對應的一組LSF之間的變換係可逆的，但各實施例亦包括其中該變換不會無錯誤地可逆的編碼器A120之構建方案。

量化器230組態成將該組窄頻帶LSF(或其他係數表示形式)量化，且窄頻帶編碼器A122組態成將該量化之結果以窄頻帶濾波器參數S40之形式輸出。此一量化器通常包括一向量量化器，該向量量化器將輸入向量編碼成一表或碼簿中一對應向量登錄項之索引。

如在圖6中所示，窄頻帶編碼器A122亦藉由使窄頻帶信號

S20 穿過一根據該組濾波器係數來組態之白化濾波器 260(亦稱作分析或預測錯誤濾波器)而產生一殘餘信號。在該特定實例中，白化濾波器 260構建成一FIR濾波器，儘管亦可使用IIR構建方案。該殘餘信號將通常包含話音訊框中在窄頻帶濾波器參數 S40中未表示的在感覺上重要之資訊，例如與音調有關之長期結構。量化器 270組態成計算該殘餘信號之量化表示形式，以供作為經編碼窄頻帶激勵信號 S50輸出。此一量化器通常包括一向量量化器，該向量量化器將輸入向量編碼成一表或碼簿中一對應向量登錄項之索引。另一選擇為，此一量化器可組態成發送一個或多個可據以在解碼器處動態地產生向量之參數，而非如在一稀疏碼簿方法中一般自儲存器擷取。此種方法用於例如代數 CELP(碼簿激勵線性預測)等編碼方案中及例如 3GPP2(第三代夥伴工程 2)EVRC(增強可變速率編碼解碼器)等編碼解碼器中。

期望使窄頻帶編碼器 A120根據將可供用於對應窄頻帶解碼器之相同濾波器參數值來產生經編碼窄頻帶激勵信號。藉由此種方式，所得到之經編碼窄頻帶激勵信號可能已經在某種程度上補償了彼等參數值中之非理想化情形，例如量化錯誤。相應地，期望使用可供用於解碼器處之相同係數值來組態白化濾波器。在如圖 6所示之編碼器 A122之基本實例中，逆量化器 240將窄頻帶編碼參數 S40解量化，LSF 至 LP濾波器係數變換 250將所得到之值映射回至對應的一組 LP濾波器係數，且該組係數用於組態白化濾波器 260來產

生由量化器270所量化之殘餘信號。

窄頻帶編碼器A120之某些構建方案組態成藉由在一組碼簿向量中識別出一個與該殘餘信號最佳地匹配之碼簿向量來計算經編碼窄頻帶激勵信號S50。然而，應注意，窄頻帶編碼器A120亦可構建成計算該殘餘信號的一量化表示形式而並不實際產生該殘餘信號。舉例而言，窄頻帶編碼器A120可組態成使用若干碼簿向量來產生對應的合成信號(例如根據當前的一組濾波器參數)、及在一按感覺加權之域中選擇與和原始窄頻帶信號S20最佳匹配之所產生信號相關聯之碼簿向量。

圖7顯示窄頻帶解碼器B110之一構建方案B112之方塊圖。逆量化器310將窄頻帶濾波器參數S40解量化(在本實例中係解量化成一組LSF)，且LSF至LP濾波器係數變換器320將該等LSF變換成一組濾波器係數(舉例而言，如上文參照窄頻帶編碼器A122之逆量化器240及變換250所述)。逆量化器340將窄頻帶殘餘信號S40解量化以形成一窄頻帶激勵信號S80。根據該等濾波器係數及窄頻帶激勵信號S80，窄頻帶合成濾波器330合成窄頻帶信號S90。換言之，窄頻帶合成濾波器330係組態成根據該等經解量化之濾波器係數對窄頻帶激勵信號S80實施頻譜定形，以形成窄頻帶信號S90。窄頻帶解碼器B112亦將窄頻帶激勵信號S80提供至高頻帶編碼器A200，由高頻帶編碼器A200如本文所述地使用之來導出高頻帶激勵信號S120。在如下文所述之某些構建方案中，窄頻帶解碼器B110可組態成向高頻帶解碼器B200

提供關於窄頻帶信號之其他資訊，例如頻譜傾斜、音調增益及滯後，以及話音模式。

由窄頻帶編碼器 A122 及窄頻帶解碼器 B112 構成之系統係一用合成來分析之話音編碼解碼器之基本實例。碼簿激勵線性預測 (CELP) 編碼係一流行的用合成來分析之編碼族群，且此等編碼器之構建方案可對殘餘信號執行波形編碼，包括例如以下各種作業：自固定及自適應性碼簿中選擇登錄項、錯誤最小化作業，及/或感覺加權作業。用合成來分析之編碼之其他實施方案包括混合的激勵線性預測 (MELP)、代數 CELP (ACELP)、弛豫 CELP (RCELP)、規則脈衝激勵 (RPE)、多脈衝 CELP (MPE)，以及向量和激勵線性預測 (VSELP) 編碼。相關之編碼方法包括多頻帶激勵 (MBE) 及原型波形內推 (PWI) 編碼。標準化用合成來分析之話音編碼解碼器之實例包括：ETSI (歐洲電信標準協會)-GSM 全速率編碼解碼器 (GSM 06.10)，其使用殘餘激勵線性預測 (REL P)；GSM 增強全速率編碼解碼器 (ETSI-GSM 06.60)；ITU (國際電信聯盟) 標準 11.8 kb/s G.729 Annex E 編碼器；用於 IS-136 (分時多重存取方案) 之 IS (臨時標準)-641 編碼解碼器；GSM 自適應性多速率 (GSM-AMR) 編碼解碼器；及 4GVTM (第四代音碼器TM) 編碼解碼器 (美國加州聖地牙哥 QUALCOMM 公司)。窄頻帶編碼器 A120 及對應解碼器 B110 可根據以上任一種技術、或任何其他將話音信號表示為如下之話音編碼技術 (已知的或即將開發的) 來構建：(A) 一組描述一濾波器之參數及 (B) 一用於驅動所述濾波器以再現

話音信號之激勵信號。

即使在白化濾波器已自窄頻帶信號S20中移除粗略頻譜包絡線之後，亦仍可存在一相當大程度之微細諧波結構，對於濁音話音而言尤其如此。圖8a顯示一有聲信號(例如濁音)的可由白化濾波器產生之殘餘信號之一實例之頻譜曲線圖。在該實例中可看到之週期性結構與音調有關，且同一講話者所發出之不同濁音可具有不同之共振峰結構但類似之音調結構。圖8b顯示此一殘餘信號之一實例之時域曲線圖，其顯示音調脈衝隨時間之序列。

可藉由使用一個或多個參數值對音調結構之特性實施編碼來提高編碼效率及/或話音品質。音調結構之一重要特性係一次諧波(亦稱作基波)之頻率，其通常處於60至400 Hz範圍內。此種特性通常被編碼成基波之倒數，亦稱作音調滯後。音調滯後表示一個音調週期中之樣本數量並可編碼成一個或多個碼簿索引形式。男性講話者之話音信號往往比女性講話者之話音信號具有更大之音調滯後。

另一與音調結構相關之信號特性係週期性，其表示諧波結構之強度或者，換言之，信號為諧波或非諧波之程度。兩個典型之週期性指標係零穿越點及正規化自相關函數(NACF)。週期性亦可由音調增益來表示，音調增益通常編碼成一碼簿增益(例如一經量化之自適應性碼簿增益)。

窄頻帶編碼器A120可包含一個或多個經組態以對窄頻帶信號S20之長期諧波結構實施編碼之模組。如在圖9中所示，一個可使用之典型CELP範例包括一對短期特性或粗略

頻譜包絡線實施編碼之閉環LPC分析模組、後隨一對微細音調或諧波結構實施編碼之閉環長期預測分析級。短期特性被編碼成濾波器係數，而長期特性被編碼成例如音調滯後及音調增益等參數之值。舉例而言，窄頻帶編碼器A120可組態成以一包括一個或多個碼簿索引(例如一固定碼簿索引及一自適應性碼簿索引)及對應增益值之形式輸出經編碼窄頻帶激勵信號S50。計算窄頻帶殘餘信號之此種量化表示形式(例如由量化器270實施)可包括選擇此等索引並計算此等值。對音調結構實施編碼亦可包括內插一音調原型波形，該作業可包括計算各連續音調脈衝之間的差。對於對應於清音話音之訊框(其通常類似於雜訊且未結構化)，可禁用對長期結構之建模。

根據圖9所示範例的窄頻帶解碼器B110之實施方案可組態成在長期結構(音調或諧波結構)已得到恢復之後向高頻帶解碼器B200輸出窄頻帶激勵信號S80。舉例而言，此一解碼器可組態成輸出窄頻帶激勵信號S80作為經編碼窄頻帶激勵信號S50之解量化版本。當然，亦可將窄頻帶解碼器B110構建成使高頻帶解碼器B200執行對經編碼窄頻帶激勵信號S50之解量化以獲得窄頻帶激勵信號S80。

在根據圖9所示範例的寬頻帶話音編碼器A100之一構建方案中，高頻帶編碼器A200可組態成接收藉由短期分析或白化濾波器所形成之窄頻帶激勵信號。換言之，窄頻帶編碼器A120可組態成在對長期結構實施編碼之前向高頻帶編碼器A200輸出窄頻帶激勵信號。然而，合意之情形係使高

頻帶編碼器 A200 自窄頻帶通道接收將由高頻帶解碼器 B200 接收到的相同編碼資訊，以使高頻帶編碼器 A200 所形成之編碼參數可能已經在某種程度上補償了彼資訊中之非理想化情形。因而，可能較佳之情形係使高頻帶編碼器 A200 根據同一個已參數化及/或量化之經編碼窄頻帶激勵信號 S50 來重構窄頻帶激勵信號 S80，以供由寬頻帶話音編碼器 A100 輸出。此種方法之一潛在優點係如下文所述能更精確地計算高頻帶增益因數 S60b。

除了用於表徵窄頻帶信號 S20 之短期及/或長期結構的參數之外，窄頻帶編碼器 A120 亦可產生與窄頻帶信號 S20 之其他特性相關之參數值。該等值(其可經過適當量化以供由寬頻帶話音編碼器 A100 輸出)可包含於窄頻帶濾波器參數 S40 之中或者可單獨輸出。高頻帶編碼器 A200 亦可組態成根據該等額外參數中之一個或多個計算高頻帶編碼參數 S60(例如在解量化之後)。在寬頻帶話音解碼器 B100 處，高頻帶解碼器 B200 可組態成藉由窄頻帶解碼器 B110 接收參數值(例如在解量化之後)。另一選擇為，高頻帶解碼器 B200 可組態成直接接收(及可能解量化)該等參數值。

在額外窄頻帶編碼參數之一實例中，窄頻帶編碼器 A120 產生頻譜傾斜值及為每一訊框產生話音模式參數。頻譜傾斜與通帶上之頻譜包絡線之形狀有關且通常由經量化之第一反射係數表示。對於大多數濁音聲音，頻譜能量皆會隨著頻率之增大而降低，因而第一反射係數為複數且可能接近 -1。而大多數清音或者具有平坦之頻譜以使第一反射係

數接近0、或者在高頻率下具有更大之能量以使第一反射係數為正並可能接近+1。

話音模式(亦稱作發音模式)表示當前訊框係表示濁音話音還是清音話音。該參數可具有一二進制值，該二進制值係基於該訊框的一個或多個週期性量度(例如零穿越點、NACF、音調增益)及/或語音活動，例如此一量度與臨限值之間的關聯。在其他構建方案中，話音模式參數具有一種或多種狀態來指示例如靜默或背景雜訊等模式、或者靜默與濁音話音之間的過渡。

高頻帶編碼器A200組態成構建一源濾波器模型對高頻帶信號S30實施編碼，其中對該濾波器之激勵係基於經編碼窄頻帶激勵信號。圖10顯示一高頻帶編碼器A200之一構建方案A202之方塊圖，該高頻帶編碼器A200經組態以產生一串包含高頻帶濾波器參數S60a及高頻帶增益因數S60b之高頻帶編碼參數S60。高頻帶激勵產生器A300自經編碼窄頻帶激勵信號S50導出一高頻帶激勵信號S120。分析模組A210產生一組用於表徵高頻帶信號S30之頻譜包絡線之參數值。在該特定實例中，分析模組A210組態成執行LPC分析來為高頻帶信號S30的每一訊框產生一組LP濾波器係數。線性預測濾波器係數至LSF變換器410將該組LP濾波器係數變換成對應的一組LSF。如上文參照分析模組210及變換器220所述，分析模組A210及/或變換器410可組態成使用其他係數組(例如cepstral係數)及/或係數表示形式(例如ISP)。

量化器420組態成量化該組高頻帶LSF(或其他係數表示

形式，例如 ISP)，且高頻帶編碼器 A202 組態成輸出該量化之結果作為高頻帶濾波器參數 S60a。此一量化器通常包括一向量量化器，該向量量化器將輸入向量編碼成一表或碼簿中一對應向量登錄項之索引。

高頻帶編碼器 A202 亦包含一合成濾波器 A220，該合成濾波器 A220 組態成根據高頻帶激勵信號 S120 及由分析模組 A210 所產生之經編碼頻譜包絡線（例如該組 LP 濾波器係數）來產生一合成高頻帶信號 S130。合成濾波器 A220 通常構建成一 IIR 濾波器，儘管亦可使用 FIR 構建形式。在一特定實例中，合成濾波器 A220 構建成一六階線性自回歸濾波器。

高頻帶增益因數計算器 A230 計算原始高頻帶信號 S30 與合成高頻帶信號 S130 之位準之間的一個或多個差別，以為該訊框規定一增益包絡線。量化器 430 其可構建成一用於將輸入向量編碼成一表或碼簿中一對應向量登錄項之索引的向量量化器 一量化該或該等規定增益包絡線之值，且高頻帶編碼器 A202 組態成輸出該量化之結果作為高頻帶增益因數 S60b。

在圖 10 所示之構建方案中，合成濾波器 A220 設置成自分析模組 A210 接收濾波器係數。高頻帶編碼器 A202 之一替代構建方案包括一逆量化器及逆變換器，該逆量化器及逆變換器組態成自高頻帶濾波器參數 S60a 將濾波器係數解碼，且在本實例中合成濾波器 A220 轉而設置成接收經解碼之濾波器係數。此種替代結構可支援由高頻帶增益計算器 A230 更精確地計算增益包絡線。

在一特定實例中，分析模組 A210 及高頻帶增益計算器 A230 每一訊框分別輸出一組六個 LSF 及一組五個增益值，以便可藉由每一訊框僅十一個額外值來達成對窄頻帶信號 S20 之寬頻帶擴展。人耳往往對高頻率下之頻率誤差更不敏感，因而以低的 LPC 階實施高頻帶編碼可能會產生一具有可與以更高 LPC 階實施窄頻帶編碼相當的感覺品質之信號。高頻帶編碼器 A200 之一典型構建方案可組態成每一訊框輸出 8 至 12 個位元來實施頻譜包絡線之高品質重構並每一訊框輸出另外 8 至 12 個位元來實施時間包絡線之高品質重構。在另一特定實例中，分析模組 A210 每一訊框輸出一組八個 LSF。

高頻帶編碼器 A200 之某些構建方案組態成藉由產生一具有高頻帶頻率分量之隨機雜訊信號並根據窄頻帶信號 S20 之時域包絡線、窄頻帶激勵信號 S80 或高頻帶信號 S30 對該雜訊信號實施幅值調變來產生高頻帶激勵信號 S120。儘管此種基於雜訊之方法對於清音聲音而言可產生滿足要求之結果，然而，其對於濁音聲音(其殘餘信號通常係諧波且因而具有一定的週期性結構)而言卻不合意。

高頻帶激勵產生器 A300 組態成藉由使窄頻帶激勵信號 S80 之頻譜延伸入高頻帶頻率範圍內來產生高頻帶激勵信號 S120。圖 11 顯示高頻帶激勵產生器 A300 之構建方案 A302 之方塊圖。逆量化器 450 組態成將經編碼窄頻帶激勵信號 S50 解量化，以產生窄頻帶激勵信號 S80。頻譜擴展器 A400 組態成根據窄頻帶激勵信號 S80 來產生一經諧波擴展之信

號S160。組合器470組態成將一由雜訊產生器480所產生之隨機雜訊信號與一由包絡線計算器460所計算之時域包絡線相組合，以產生一經調變雜訊信號S170。組合器490組態成將經諧波擴展之信號S60與經調變雜訊信號S170相混合，以產生高頻帶激勵信號S120。

在一實例中，頻譜擴展器A400組態成對窄頻帶激勵信號S80執行一頻譜折疊作業(亦稱作鏡向)，以產生經諧波擴展之信號S160。可藉由對激勵信號S80實施零填充並隨後應用一高通濾波器以保持假信號，來執行頻譜折疊。在另一實例中，頻譜擴展器A400組態成藉由將窄頻帶激勵信號S80在頻譜上轉譯至高頻帶內(例如藉由增加取樣、隨後乘以一恆定頻率餘弦信號)來產生經諧波擴展之信號S160。

頻譜折疊及轉譯方法可產生其諧波結構與窄頻帶激勵信號S80之原始諧波結構在相位及/或頻率上不連貫的經頻譜擴展信號。舉例而言，此等方法可產生具有通常不位於基波倍數處之峰值之信號，此可在所重構之話音信號中造成聲音低小的假像。該等方法亦往往會產生具有異常強的音調特性之高頻諧波。此外，由於PSTN信號可按8 kHz來取樣但頻寬被限制至不大於3400 Hz，因而窄頻帶激勵信號S80之上部頻譜可幾乎不包含或根本不包含能量，從而使根據頻譜折疊或頻譜轉譯作業所產生之擴展信號可具有高於3400 Hz之頻譜孔。

其他用於產生經諧波擴展之信號S160之方法包括識別窄頻帶激勵信號S80之一個或多個基波頻率並根據彼資訊來

產生諧波音調。舉例而言，激勵信號之諧波結構可由基波頻率連同幅值及相位資訊來表徵。高頻帶激勵產生器 A300 之另一構建方案根據基波頻率及幅值(例如由音調滯後及音調增益所指示)來產生一經諧波擴展之信號 S160。然而，除非該經諧波擴展之信號與窄頻帶激勵信號 S80 在相位上同調，否則所得到之經解碼話音之品質可能無法令人接受。

可使用一非線性函數來形成一與窄頻帶激勵在相位上同調並保持諧波結構而無相位不連貫性之高頻帶激勵信號。非線性函數亦可在各高頻諧波之間提供增大之雜訊位準，此往往聽起來比藉由例如頻譜折疊及頻譜轉譯等方法所產生之音調高頻諧波更自然。可供頻譜擴展器 A400 之各種構建方案採用之典型無記憶非線性函數包括絕對值函數(亦稱作全波整流)、半波整流、取平方、取立方、及剪輯。頻譜擴展器 A400 之其他構建方案可組態成採用一具有記憶之非線性函數。

圖 12 係頻譜擴展器 A400 之一構建方案 A402 之方塊圖，該頻譜擴展器 A400 組態成採用一非線性函數來擴展窄頻帶激勵信號 S80 之頻譜。增加取樣器 510 組態成對窄頻帶激勵信號 S80 實施增加取樣。合意之情形可係對該信號充分地增加取樣以便一旦應用該非線性函數即會使假信號最小化。在一個特定實例中，增加取樣器 510 對該信號實施八倍增加取樣。增加取樣器 510 可組態成藉由對輸入信號實施零填充及對結果實施低通濾波來執行增加取樣作業。非線性函數計算器 520 組態成對經增加取樣之信號應用一非線性函數。絕

對值函數優於其他用於頻譜擴展之非線性函數(例如取平方)的一個潛在優點係不需要實施能量正規化。在某些實施方案中，可藉由剝離或清除每一樣本之符號位元來有效地應用絕對值函數。非線性函數計算器520亦可組態成對經增加取樣之或經頻譜擴展信號執行幅值翹曲。

縮減取樣器530組態成對應用非線性函數之經頻譜擴展結果實施縮減取樣。合意之情形可係在降低取樣速率(舉例而言，以降低或避免因意外影像而引起假信號或訛誤)之前使縮減取樣器530執行一帶通濾波作業，以選擇該經頻譜擴展信號之所期望頻帶。亦合意之情形可係使縮減取樣器530在多於一個級中降低取樣速率。

圖12a係一顯示在一個頻譜擴展作業實例中不同點處之信號頻譜之圖式，其中各曲線中之頻率刻度相同。曲線(a)顯示窄頻帶激勵信號S80之一實例之頻譜。曲線(b)顯示在已對信號S80實施八倍增加取樣之後之頻譜。曲線(c)顯示在應用一非線性函數之後之擴展頻譜之實例。曲線(d)顯示在低通濾波之後之頻譜。在該實例中，通帶擴展至高頻帶信號S30之頻率上限(例如7 kHz或8 kHz)。

曲線(e)顯示在第一級縮減取樣之後之頻譜，其中將取樣速率降低到四分之一以獲得一寬頻帶信號。曲線(f)顯示在實施一高通濾波作業以選擇經擴展信號之高頻帶部分之後之頻譜，且曲線(g)顯示在第二級縮減取樣之後之頻譜，其中取樣速率降低到二分之一。在一個特定實例中，縮減取樣器530藉由使寬頻帶信號通過高通濾波器130及濾波器組

A112之縮減取樣器140(或其他具有相同響應之結構或例程)來執行高通濾波及第二級縮減取樣，以產生一具有高頻帶信號S30之頻率範圍及取樣速率之經頻譜擴展信號。

如在曲線(g)中可見，曲線(f)中所示高通信號之縮減取樣會使其頻譜反轉。在該實例中，縮減取樣器530亦組態成對該信號執行一頻譜翻轉作業。曲線(h)顯示應用該頻譜翻轉作業之結果，其可藉由將信號乘以函數 $e^{jn\pi}$ 或序列 $(-1)^n$ (其值在+1與-1之間交替)來實施。此一作業等價於將信號在頻域中之數位頻譜移動一距離 π 。應注意，藉由以一不同次序實施縮減取樣作業及頻譜翻轉作業，亦可獲得相同之結果。亦可將增加取樣及/或縮減取樣作業組態成包括重新取樣，以獲得一具有高頻帶信號S30之取樣速率(例如7 kHz)之經頻譜擴展信號。

如上文所述，濾波器組A110及B120可構建成使窄頻帶信號S20及高頻帶信號S30中之一者或二者皆在濾波器組A110之輸出端處具有一頻譜反轉形式、以頻譜反轉形式得到編碼及解碼、並於在寬頻帶話音信號S110中輸出之前在濾波器組B120處再次得到頻譜反轉。當然，在此種情形中，將不必使用圖12a所示之頻譜翻轉作業，乃因使高頻帶激勵信號S120亦具有一頻譜反轉形式將降較為有利。

可按許多種不同方式來組態及設置由頻譜擴展器A402所執行之頻譜擴展作業中增加取樣及縮減取樣之各種任務。舉例而言，圖12b係一顯示在另一頻譜擴展作業實例中不同點處之信號頻譜之圖式，其中各個曲線圖中之頻率刻度相

同。曲線(a)顯示窄頻帶激勵信號S80之一實例之頻譜。曲線(b)顯示在已對信號S80實施兩倍增加取樣之後之頻譜。曲線(c)顯示在應用一非線性函數之後之擴展頻譜之實例。在此種情形中，接受在更高頻率中可能會出現之假信號。

曲線(d)顯示在一頻譜反轉作業之後之頻譜。曲線(e)顯示在第一級縮減取樣之後之頻譜，其中將取樣速率降低至二分之一以獲得所需之頻譜擴展信號。在該實例中，信號為頻譜反轉形式並可用於一曾以此一形式處理高頻帶信號S30之高頻帶編碼器A200之構建方案中。

由非線性函數計算器520所產生之頻譜擴展信號之幅值有可能會隨頻率之增大而明顯降低。頻譜擴展器A402包括一組態成對經縮減取樣之信號執行白化作業之頻譜平整器540。頻譜平整器540可組態成執行一固定白化作業或執行一自適應性白化作業。在自適應性白化的一特定實例中，頻譜平整器540包括一組態成根據經縮減取樣之信號計算一組四個濾波器係數之LPC分析模組及一組態成根據彼等係數來白化該信號之四階分析濾波器。頻譜擴展器A400之其他構建方案包括其中頻譜平整器540在縮減取樣器530之前對經頻譜擴展信號實施作業之組態。

高頻帶激勵產生器A300可構建成輸出經諧波擴展之信號S160作為高頻帶激勵信號S120。然而，在某些情形中，僅使用一經諧波擴展之信號作為高頻帶激勵可能會造成可聽到之假像。話音之諧波結構通常在高頻帶中不如在低頻帶中明顯，且在高頻帶激勵信號中使用過多之諧波結構可能

會造成嗡嗡的聲音。在來自女性講話者之話音信號中，此種假像可能尤其明顯。

各實施例包括組態成將經諧波擴展之信號S160與雜訊信號相混合的高頻帶激勵產生器A300之構建方案。如在圖11中所示，高頻帶激勵產生器A302包括一組態成產生隨機雜訊信號之雜訊產生器480。在一實例中，雜訊產生器480組態成產生一單位方差白色偽隨機雜訊信號，儘管在其他構建方案中該雜訊信號無需為白色且可具有一隨頻率而變化之功率密度。合意之情形可係將雜訊產生器480組態成輸出該雜訊信號作為一確定性函數以使其狀態可在解碼器處得到複製。舉例而言，雜訊產生器480可組態成輸出該雜訊信號作為先前在同一訊框內得到編碼之資訊(例如窄頻帶濾波器參數S40及/或經編碼窄頻帶激勵信號S50)之確定性函數。

在與經諧波擴展之信號S160相混合之前，可對雜訊產生器480所產生之隨機雜訊信號實施幅值調變，以使其時域包絡線近似於窄頻帶信號S20、高頻帶信號S30、窄頻帶激勵信號S80或經諧波擴展之信號S160的隨時間之能量分佈。如在圖11中所示，高頻帶激勵產生器A302包括一組合器470，該組合器470組態成根據由包絡線計算器460所計算之時域包絡線對由信號產生器480所產生之雜訊信號實施幅值調變。舉例而言，組合器470可構建成一乘法器，該乘法器設置成根據由包絡線計算器460所計算之時域包絡線來按比例縮放雜訊產生器480之輸出以產生經調變雜訊信號S170。

在如圖 13 之方塊圖所示的高頻帶激勵產生器 A302 之一構建方案 A304 中，包絡線計算器 460 設置成計算經諧波擴展之信號 S160 之包絡線。在如圖 14 之方塊圖所示的高頻帶激勵產生器 A302 之一構建方案 A306 中，包絡線計算器 460 設置成計算窄頻帶激勵信號 S80 之包絡線。高頻帶激勵產生器 A302 之其他構建方案亦可組態成根據窄頻帶音調脈衝之時間位置向經諧波擴展之信號 S160 添加雜訊。

包絡線計算器 460 可組態成以一包含一系列子任務之任務形式來執行包絡線計算。圖 15 顯示此一任務之一實例 T100 之流程圖。子任務 T110 計算欲對其包絡線實施建模的信號(例如窄頻帶激勵信號 S80 或經諧波擴展之信號 S160)之訊框中每一樣本之平方，以產生一平方值序列。子任務 T120 對該平方值序列執行一平滑作業。在一實例中，子任務 T120 根據如下表達式對該序列應用一階 IIR 低通濾波器：

$$y(n) = ax(n) + (1-a)y(n-1), \quad (1)$$

其中 x 係濾波器輸入， y 係濾波器輸出， n 係時域索引，且 a 係一其值介於 0.5 與 1 之間的平滑係數。平滑係數 a 之值可固定，或者在一替代構建方案中可根據輸入信號中雜訊之指示而為自適應性的，以使 a 在不存在雜訊時更接近於 1 而在存在雜訊時更接近於 0.5。子任務 T130 對經平滑之序列中之每一樣本應用一平方根函數來產生時域包絡線。

包絡線計算器 460 之此種構建方案可組態成以串列及/或並列方式執行任務 T100 之各種子任務。在任務 T100 之其他構建方案中，可在子任務 T110 之前實施一帶通作業，該帶

通作業組態成選擇要對包絡線建模之信號的所需頻率部分，例如 3-4 kHz 之範圍。

組合器 490 組態成將經諧波擴展之信號 S160 與經調變之雜訊信號 S170 相混合來產生高頻帶激勵信號 S120。舉例而言，可將組合器 490 之構建方案組態成以經諧波擴展之信號 S160 與經調變雜訊信號 S170 之和的形式來計算高頻帶激勵信號 S120。可將組合器 490 之此種構建方案組態成藉由在求和之前對經諧波擴展之信號 S160 及 / 或對經調變雜訊信號 S170 應用一加權因數而以一加權和之形式來計算高頻帶激勵信號 S120。每一此種加權因數皆可根據一個或多個標準來計算並可為固定值，或者另一選擇為，可為一逐一訊框或逐一子訊框地計算出之自適應值。

圖 16 顯示一組合器 490 之構建方案 492 之方塊圖，組合器 490 組態成以經諧波擴展之信號 S160 與經調變雜訊信號 S170 之加權和之形式計算高頻帶激勵信號 S120。組合器 492 組態成根據諧波加權因數 S180 對經諧波擴展之信號 S160 加權、根據雜訊加權因數 S190 對經調變雜訊信號 S170 加權、並以該等經加權信號之和之形式輸出高頻帶激勵信號 S120。在該實例中，組合器 492 包括一組態成計算諧波加權因數 S180 及雜訊加權因數 S190 之加權因數計算器 550。

加權因數計算器 550 可組態成根據高頻帶激勵信號 S120 中諧波含量對雜訊含量之所期望比率來計算加權因數 S180 及 S190。舉例而言，合意之情形可係使組合器 492 所產生之高頻帶激勵信號 S120 具有一與高頻帶信號 S30 相類似的諧

波能量對雜訊能量之比率。在加權因數計算器550之某些構建方案中，根據一個或多個與窄頻帶信號S20之週期性或窄頻帶殘餘信號之週期性相關之參數(例如音調增益及/或話音模式)來計算加權因數S180、S190。加權因數計算器550之此種構建方案可組態成賦予諧波加權因數S180一與例如音調增益成正比之值、及/或針對清音話音信號比針對濁音話音信號賦予雜訊加權因數S190一更高之值。

在其他構建方案中，加權因數計算器550組態成根據高頻帶信號S30的一週期性量度來計算諧波加權因數S180及/或雜訊加權因數S190之值。在一個此種實例中，加權因數計算器550將諧波加權因數S180作為當前訊框或子訊框之高頻帶信號S30之自相關係數之最大值來計算，其中在一包括一個音調滯後之延遲且不包括零樣本之延遲之搜索範圍內執行自相關。圖17顯示長度為n個樣本之此一搜索範圍之一實例，該搜索範圍居中於一個音調滯後之延遲周圍且寬度不大於一個音調滯後。

圖17亦顯示另一種其中加權因數計算器550在數個級中計算高頻帶信號S30之週期性量度的方法之一實例。在一第一級中，將當前訊框劃分成若干個子訊框，且為每一子訊框分別識別使自相關係數最大之延遲。如上文所述，在一包括一個音調滯後之延遲且不包括零樣本之延遲之搜索範圍內執行自相關。

在第二級中，藉由如下方式來構造一經延遲之訊框：對每一子訊框應用對應的所識別延遲，級聯所得到之子訊框

以構造成一經最佳延遲之訊框，並將諧波加權因數S180作為原始訊框與經最佳延遲之訊框之間的相關係數來計算。在又一替代形式中，加權因數計算器550將諧波加權因數S180作為在第一級中所獲得的每一子訊框之最大自相關係數之平均值來計算。加權因數計算器550之構建方案亦可組態成按比例縮放相關係數，及/或將其與另一個值相組合，以計算諧波加權因數S180之值。

合意之情形可係僅在其中以其他方式指示在訊框中存在週期性之情形中使加權因數計算器550計算高頻帶信號S30之週期性量度。舉例而言，加權因數計算器550可組態成根據當前訊框之另一週期性指示符(例如音調增益)與一臨限值之間的關係來計算高頻帶信號S30之週期性量度。在一實例中，加權因數計算器550組態成僅當訊框之音調增益(例如窄頻帶殘餘信號之自適應性碼簿增益)之值大於0.5(另一選擇為，至少為0.5)時才對高頻帶信號S30執行自相關作業。在另一實例中，加權因數計算器550組態成僅針對具有特定話音模式狀態之訊框(例如僅針對濁音信號)對高頻帶信號S30執行自相關作業。在此等情形中，加權因數計算器550可組態成為具有其他話音模式狀態及/或更小音調增益值之訊框賦予一缺設加權因數。

各實施例包括加權因數計算器550之其他構建方案，該等構建方案組態成根據週期性以外之特性或除週期性以外還根據其他特性來計算加權因數。舉例而言，此一構建方案可組態成在具有大的音調滯後之話音信號情況下比在具有

小的音調滯後之話音信號情況下賦予雜訊增益因數S190一更高之值。加權因數計算器550之另一此種構建方案組態成根據信號在基波頻率之倍數處之能量相對於信號在其他頻率分量處之能量的一量度來確定寬頻話音信號S10或高頻帶信號S30的一量度。

寬頻帶話音編碼器A100之某些構建方案組態成根據音調增益及/或本文所述之另一週期性或諧波性量度來輸出一週期性或諧波性指示(例如一指示訊框係諧波或非諧波的1位元旗標)。在一實例中，一對應之寬頻帶話音解碼器B100使用該指示來組態例如加權因數計算等作業。在另一實例中，此一指示在編碼器及/或解碼器處用於計算一話音模式參數之值。

合意之情形可係，高頻帶激勵產生器A302產生高頻帶激勵信號S120之方式使該激勵信號之能量基本上不受加權因數S180及S190之特定值的影響。在此種情形中，加權因數計算器550可組態成計算諧波加權因數S180或雜訊加權因數S190之值(或自儲存器或高頻帶編碼器A200之另一元件接收該值)並根據一例如以下之表達式來導出另一加權因數之值：

$$(W_{harmonic})^2 + (W_{noise})^2 = 1, \quad (2)$$

其中 $W_{harmonic}$ 表示諧波加權因數S180且 W_{noise} 表示雜訊加權因數S190。另一選擇為，加權因數計算器550可組態成根據當前訊框或子訊框之週期性量度之值在複數對加權因數S180、S190中選擇對應的一對，其中該等對係預先計算成滿足一

恆定能量比率(例如表達式(2))。對於其中遵守表達式(2)之加權因數計算器550之構建方案而言，諧波加權因數S180之典型值介於約0.7至約1.0範圍內，且雜訊加權因數S190之典型值介於約0.1至約0.7範圍內。加權因數計算器550之其他構建方案可組態成根據表達式(2)的一型式來運作，該型式係根據經諧波擴展信號S160與經調變雜訊信號之間的所需基本加權來加以修改。

當已使用一稀疏碼簿(一個其登錄項大多為零值之碼簿)來計算殘餘信號之量化表示形式時，在合成話音信號中可能會出現假像。當以低的位元速率來編碼窄頻帶信號時，尤其會出現碼簿稀疏性。由碼簿稀疏性所引起之假像通常在時間上係准週期性且大多在3 kHz以上發生。由於人耳在更高頻率下具有更佳之時間解析度，因而該等假像在高頻帶中可能更為明顯。

各實施例包括組態成執行抗稀疏濾波之高頻帶激勵產生器A300之構建方案。圖18顯示一包括一抗稀疏濾波器600之高頻帶激勵產生器A302之構建方案A312之方塊圖，抗稀疏濾波器600設置成對由逆量化器450所產生的經解量化之窄頻帶激勵信號實施濾波。圖19顯示一包括一抗稀疏濾波器600之高頻帶激勵產生器A302之構建方案A314之方塊圖，抗稀疏濾波器600設置成對由頻譜擴展器A400所產生之經頻譜擴展信號實施濾波。圖20顯示一包括一抗稀疏濾波器600之高頻帶激勵產生器A302之構建方案A316之方塊圖，抗稀疏濾波器600設置成對組合器490之輸出實施濾波。

以產生高頻帶激勵信號S120。當然，本發明亦涵蓋並在此明確地揭示將任一構建方案A304及A306之特徵與任一構建方案A312、A314及A316之特徵相組合之高頻帶激勵產生器A300之構建方案。抗稀疏濾波器600亦可設置於頻譜擴展器A400內：舉例而言，設置於頻譜擴展器A402中任一元件510、520、530及540之後。應明確地指出，抗稀疏濾波器600亦可與頻譜擴展器A400的執行頻譜折疊、頻譜轉譯或諧波擴展之構建方案一起使用。

抗稀疏濾波器600可組態成改變其輸入信號之相位。舉例而言，合意之情形可係將抗稀疏濾波器600組態及設置成使高頻帶激勵信號S120之相位隨機化或者以其他方式更均勻地隨時間分佈。合意之情形亦可係使抗稀疏濾波器600之響應在頻譜上平整，以使經濾波信號之量值頻譜不會顯著變化。在一實例中，抗稀疏濾波器600構建成一具有根據如下表達式之傳遞函數之全通濾波器：

$$H(z) = \frac{-0.7 + z^{-4}}{1 - 0.7z^{-4}} \cdot \frac{0.6 + z^{-6}}{1 + 0.6z^{-6}}. \quad (3).$$

此種濾波器之一效用可係使輸入信號之能量擴展使其不再集中於僅幾個樣本中。

對於其中殘餘信號包含更少音調資訊之雜訊類信號、以及對於背景雜訊中之話音而言，因碼簿稀疏性引起之假像通常更為明顯。在其中該激勵具有長期結構之情形中，稀疏性通常會引起更少之假像，且實際上相位修改可在濁音信號中引起雜音。因而，合意之情形可係將抗稀疏濾波器600組態成濾除清音信號並使至少某些濁音信號不加修改

地通過。清音信號係由低的音調增益(例如量化的窄頻帶自適應性碼簿增益)及頻譜傾斜(例如量化的第一反射係數)來表徵，該頻譜傾斜接近於0或為正數，此表示頻譜包絡線平整或隨頻率的增大而向上傾斜。抗稀疏濾波器600之典型構建方案組態成濾除清音聲音(例如由頻譜傾斜之值表示)、當音調增益低於一臨限值(另一選擇為，不大於臨限值)時濾除濁音聲音，及或者使信號不加修改地通過。

抗稀疏濾波器600之其他構建方案包括兩個或更多個組態成具有不同最大相位修改角(例如高達180度)之濾波器。在此種情形中，抗稀疏濾波器600可組態成根據音調增益(例如量化的自適應性碼簿或LTP增益)之值在該等組件濾波器中實施選擇，以便對具有更低音調增益值之訊框使用更大之最大相位修改角。抗稀疏濾波器600之一構建方案亦可包括組態成在更大或更小頻譜內修改相位的不同組件濾波器，以便對具有更低音調增益值之訊框使用一組態成在輸入信號之更寬頻率範圍內修改相位之濾波器。

為精確地再現經編碼話音信號，可能需要使合成寬頻帶話音信號S100之高頻帶部分之位準與窄頻帶部分之位準之間的比率類似於原始寬頻帶話音信號S10中之比率。除了由高頻帶編碼參數S60a所表示之頻譜包絡線之外，高頻帶編碼器A200亦可組態成藉由規定一時間包絡線或增益包絡線來表徵高頻帶信號S30。如在圖10中所示，高頻帶編碼器A202包括一高頻帶增益因數計算器A230，該高頻帶增益因數計算器A230組態及設置成根據高頻帶信號S30與合成高

頻帶信號S130之間的關係(例如在一訊框或其某一部分內該兩個信號之能量之差或比率)來計算一個或多個增益因數。在高頻帶編碼器A202之其他構建方案中，高頻帶增益計算器A230可同樣地組態但轉而設置成根據高頻帶信號S30與窄頻帶激勵信號S80或高頻帶激勵信號S120之間的此種關係來計算增益包絡線。

窄頻帶激勵信號S80與高頻帶信號S30之時間包絡線有可能相似。因此，對一基於高頻帶信號S30與窄頻帶激勵信號S80(或一自其導出之信號，例如高頻帶激勵信號S120或合成高頻帶信號S130)之間關係之增益包絡線實施編碼將一般比對僅基於高頻帶信號S30之增益包絡線實施編碼更為高效。在一典型構建方案中，高頻帶編碼器A202組態成輸出一8至12個位元之經量化索引，該索引為每一訊框規定五個增益因數。

高頻帶增益因數計算器A230可組態成將增益因數計算作為一包含一個或多個子任務系列之任務來執行。圖21顯示此一任務的一實例T200之流程圖，該任務根據高頻帶信號S30與合成高頻帶信號S130之相對能量來計算在一對應子訊框中之增益值。任務220a及220b計算各自信號之對應子訊框之能量。舉例而言，任務220a及220b可組態成將能量作為各自子訊框之樣本之平方和來計算。任務T230將子訊框之增益因數作為彼等能量之比率之平分根來計算。在該實例中，任務T230將增益因數作為在該子訊框內高頻帶信號S30之能量對合成高頻帶信號S130之能量之比率之平方

根來計算。

合意之情形可係將高頻帶增益因數計算器A230組態成根據一開窗函數來計算子訊框能量。圖22顯示增益因數計算任務T200之此一構建方案T210之流程圖。任務T215a對高頻帶信號S30應用一開窗函數，且任務T215b對合成高頻帶信號S130應用同一開窗函數。任務220a及220b之構建方案222a及222b計算各個窗口之能量，且任務T230將子訊框之增益因數作為該等能量之比率之平方根來計算。

合意之情形可係應用一交疊毗鄰子訊框之開窗函數。舉例而言，一能產生可按交疊-相加方式加以應用之增益因數之開窗函數可有助於降低或避免各子訊框之間的不連貫性。在一實例中，高頻帶增益因數計算器A230組態成如圖23a所示應用一梯形開窗函數，其中該窗口與該兩個毗鄰子訊框中之每一個皆交疊1毫秒。圖23b顯示對一20毫秒訊框之五個子訊框中之每一個應用該開窗函數。高頻帶增益因數計算器A230之其他構建方案可組態成應用具有不同交疊週期及/或既可對稱亦可不對稱之不同窗口形狀(例如矩形，Hamming形狀)之開窗函數。亦可將高頻帶增益因數計算器A230之構建方案組態成對一訊框內之不同子訊框應用不同之開窗函數及/或使一訊框包含不同長度之子訊框。

毫無限定意義地，提供以下值作為特定構建方案之實例。在該等實例中採用一20毫秒之訊框，儘管亦可使用任何其他持續時間。對於一以7 kHz來取樣之高頻帶信號而言，每一訊框具有140個樣本。若將此一訊框劃分成五個相

等長度之子訊框，則每一子訊框將具有28個樣本，且如圖23a所示之窗口將為42個樣本寬。對於一以8 kHz來取樣之高頻帶信號而言，每一訊框具有160個樣本。若將此一訊框劃分成五個相等長度之子訊框，則每一子訊框將具有32個樣本，且如圖23a所示之窗口將為48個樣本寬。在其他構建方案中，可使用任意寬度之子訊框，且甚至可將高頻帶增益計算器A230之構建方案組態成為一訊框之每一樣本產生一不同之增益因數。

圖24顯示高頻帶解碼器B200之一構建方案B202之方塊圖。高頻帶解碼器B202包括一組態成根據窄頻帶激勵信號S80來產生高頻帶激勵信號S120之高頻帶激勵產生器B300。視乎特定系統設計選項，高頻帶激勵產生器B300可根據本文所述高頻帶激勵產生器A300之任一種構建方案來構建。通常，合意之情形係將高頻帶激勵產生器B300構建成與特定編碼系統之高頻帶編碼器之高頻帶激勵產生器具有相同之響應。然而，由於窄頻帶解碼器B110將通常對經編碼窄頻帶激勵信號S50執行解量化，因而在大多數情形中，高頻帶激勵產生器B300可構建成自窄頻帶解碼器B110接收窄頻帶激勵信號S80，而無需包含一組態成將經編碼窄頻帶激勵信號S50解量化之逆量化器。亦可將窄頻帶解碼器B110構建成包括抗稀疏濾波器600的一實例，抗稀疏濾波器600之該實例經設置成在將窄頻帶激勵信號輸入至例如濾波器330等窄頻帶合成濾波器之前對經量化之窄頻帶激勵信號實施濾波。

逆量化器 560 經組態成將高頻帶濾波器參數 S60a 解量化 (在此實例中係解量化成一組 LSF)，且 LSF 至 LP 濾波器係數變換 570 係組態成將該等 LSF 變換成一組濾波器係數 (舉例而言，如上文參照窄頻帶編碼器 A122 之逆量化器 240 及變換 250 所述)。在其他構建方案中，如上文所述，可使用不同之係數組 (例如 cepstral 係數) 及 / 或係數表示形式 (例如 ISP)。高頻帶合成濾波器 B200 係組態成根據高頻帶激勵信號 S120 及該組濾波器係數來產生一合成高頻帶信號。對於其中高頻帶編碼器包含一合成濾波器之一系統 (例如，如在上文所述編碼器 A202 之實例中一般) 而言，可能希望將高頻帶合成濾波器 B200 構建成具有與該合成濾波器相同之響應 (例如相同之傳遞函數)。

高頻帶解碼器 B202 亦包括一組態成將高頻帶增益因數 S60b 解量化之逆量化器 580，及一增益控制元件 590 (例如一乘法器或放大器)，該增益控制元件 590 經組態及設置成對該合成高頻帶信號應用該等經解量化之增益因數以產生高頻帶信號 S100。對於其中訊框之增益包絡線係由多於一個增益因數加以規定之情形，增益控制元件 590 可包含組態成可能根據一開窗函數對各個子訊框應用增益因數之邏輯，該開窗函數既可相同於亦可不同於由對應高頻帶編碼器之一增益計算器 (例如高頻帶增益計算器 A230) 所採用之開窗函數。在高頻帶編碼器 B202 之其他構建方案中，增益控制元件 590 類似地組態但轉而設置成對窄頻帶激勵信號 S80 及對高頻帶激勵信號 S120 應用經解量化之增益因數。

如上文所述，合意之情形可係在高頻帶編碼器與高頻帶解碼器中獲得相同之狀態(例如藉由在編碼期間使用經解量化之值)。因此，在一根據此種構建方案之編碼系統中，合意之情形可係確保高頻帶激勵產生器A300與B300中之對應雜訊產生器具有相同之狀態。舉例而言，此種構建方案之高頻帶激勵產生器A300與B300可組態成使雜訊產生器之狀態係已在同一訊框內得到編碼之資訊(例如窄頻帶濾波器參數S40或其一部分及/或經編碼窄頻帶激勵信號S50或其一部分)的一確定性函數。

本文所述元件的一個或多個量化器(例如量化器230、420或430)可組態成執行分類向量量化。舉例而言，此一量化器可組態成根據已在窄頻帶通道及/或在高頻帶通道中在同一訊框內得到編碼之資訊來選擇一組碼簿中的一個。此種技術通常提供提高之編碼效率，代價係需要另外之碼簿儲存器。

如上文參照例如圖8及9所述，在自窄頻帶話音信號S20中移除粗略頻譜包絡線之後在殘餘信號中可能會存留一相當數量之週期性結構。舉例而言，該殘餘信號可能包含一序列隨時間大體呈週期性之脈衝或尖峰。此種通常與音調相關之結構尤其有可能出現於濁音話音信號中。計算窄頻帶殘餘信號之量化表示形式可能包括根據一由例如一個或多個碼簿所表示之長期週期性模型來編碼該音調結構。

一實際殘餘信號之音調結構可能並不與該週期性模型完全一致。舉例而言，該殘餘信號可在音調脈衝位置之規律

性中包含小的抖動，從而使一訊框中各連續音調脈衝之間的距離並不準確地相等且該結構並不完全規則。該等規律性往往會降低編碼效率。

窄頻帶編碼器 A120 之某些構建方案組態成藉由在量化之前或量化期間對該殘餘信號應用一自適應性時間翹曲、或者藉由以其他方式在經編碼激勵信號中包含一自適應性時間翹曲來對音調結構執行規則化。舉例而言，此種編碼器可組態成選擇或以其他方式計算時間之翹曲程度(例如根據一個或多個感覺加權準則及/或錯誤最小化準則)，以使所得到之激勵信號最佳地擬合長期週期性模型。音調結構之規則化係由一稱作弛豫碼激勵線性預測(Relaxation Code Excited Linear Prediction, RCELP)編碼器之 CELP 編碼器子集來執行。

RCELP 編碼器通常組態成將時間翹曲作為一自適應性時間偏移來執行。該時間偏移可係一介於負的數毫秒至正的數毫秒範圍內之延遲，且其通常平滑地變化以防止出現可聽到之不連貫性。在某些構建方案中，此種編碼器組態成以分段方式應用規則化，其中每一訊框或子訊框皆被規整一對應之固定時間偏移。在其他構建方案中，該編碼器組態成以一連續翹曲函數形式來應用規則化，以使訊框或子訊框根據一音調輪廓(亦稱作音調軌線)來翹曲。在某些情形中(例如如在第 2004/0098255 號美國專利申請案中所述)，該編碼器組態成藉由對一用於計算經編碼激勵信號的經感覺加權之輸入信號應用偏移而在經編碼激勵信號中包含時間

翹曲。

該編碼器計算一得到規則化及量化之經編碼激勵信號，且該解碼器將該經編碼激勵信號解量化以獲得一激勵信號來用於合成經解碼話音信號。該經解碼輸出信號由此呈現出與藉由規則化而在經編碼激勵信號中所包含的相同的變化之延遲。通常，不向解碼器傳輸用於規定規則化程度之資訊。

規則化往往會使殘餘信號更易於編碼，此會改良來自於長期預測器之編碼增益並由此提高總體編碼效率且一般不會產生假像。合意之情形可係僅對濁音訊框執行規則化。舉例而言，窄頻帶編碼器A124可組態成僅使彼等具有長期結構之訊框或子訊框(例如濁音信號)偏移。合意之情形甚至可係僅對包含音調脈衝能量之子訊框執行規則化。RCELP編碼之各種構建方案產生於第5,704,003號(Kleijn等人)及第6,879,955號(Rao)美國專利案以及第2004/0098255號(Kovesi等人)美國專利申請公開案中。現有之RCELP編碼器構建方案包括如在電信行業協會(TIA) IS-127及第三代夥伴工程2(Third Generation Partnership Project 2, 3GPP2)可選模式聲碼器(Selectable Mode Vocoder, SMV)中所述之增強之可變速率編碼解碼器(Enhanced Variable Rate Codec, EVRC)。

遺憾的是，對於其中自經編碼窄頻帶激勵信號導出高頻帶激勵之寬頻帶話音編碼器(例如一包含寬頻帶話音編碼器A100及寬頻帶話音解碼器B100之系統)而言，規則化可能

會造成問題。由於其係自一經時間翹曲之信號導出，因而高頻帶激勵信號將通常具有一不同於原始高頻帶話音信號之時間輪廓。換言之，高頻帶激勵信號將不再與原始高頻帶話音信號同步。

經翹曲之高頻帶激勵信號與原始高頻帶話音信號之間在時間上不對齊可能會造成數種問題。舉例而言，經翹曲之高頻帶激勵信號可能不再為一根據自原始高頻帶話音信號提取之參數加以組態之合成濾波器提供合適之源激勵。因此，合成高頻帶信號可能會包含可聽到之假像，該等可聽到之假像會降低經解碼寬頻帶話音信號之所感覺品質。

在時間上不對齊亦可能會導致增益包絡線編碼效率低下。如上文所述，在窄頻帶激勵信號S80與高頻帶信號S30之時間包絡線之間有可能存在相關性。藉由根據該兩個時間包絡線之間的關係對高頻帶信號之增益包絡線實施編碼，與直接對增益包絡線實施編碼相比，可達成編碼效率之提高。然而，當經編碼窄頻帶激勵信號被規則化時，此種相關性可能會弱化。窄頻帶激勵信號S80與高頻帶信號S30之間在時間上不對齊可能會導致在高頻帶增益因數S60b中出現波動，且編碼效率可能會降低。

各實施例包括根據包含於一對應經編碼窄頻帶激勵信號中之時間翹曲來對高頻帶話音信號執行時間翹曲之寬頻帶話音編碼方法。此等方法之潛在優點包括會提高經解碼寬頻帶話音信號之品質及/或提高對高頻帶增益包絡線實施編碼之效率。

圖 25 顯示寬頻帶話音編碼器 A100 之一構建方案 AD10 之方塊圖。編碼器 AD10 包括窄頻帶編碼器 A120 之一構建方案 A124，該構建方案 A124 組態成在計算經編碼窄頻帶激勵信號 S50 期間執行規則化。舉例而言，窄頻帶編碼器 A124 可根據上文所述之一種或多種 RCELP 構建方案來組態。

窄頻帶編碼器 A124 亦組態成輸出一規定所應用時間翹曲之程度之規則化資料信號 SD10。對於其中窄頻帶編碼器 A124 組態成對每一訊框或子訊框應用一固定時間偏移之各種情形而言，規則化資料信號 SD10 可包括一系列值，該等值將每一時間偏移量表示成以樣本、毫秒或某種其他時間增量為單位之整數或非整數值。對於其中窄頻帶編碼器 A124 組態成以其他方式修改訊框或其他樣本序列之時標 (例如藉由壓縮一部分並擴張另一部分) 之情形而言，規則化資訊信號 SD10 可包括對該修改之對應描述，例如一組功能參數。在一特定實例中，窄頻帶編碼器 A124 組態成將一訊框劃分成三個子訊框並為每一子訊框計算一固定時間偏移，以使規則化資料信號 SD10 為經編碼窄頻帶信號之每一規則化訊框指示三個時間偏移量。

寬頻帶話音編碼器 AD10 包括一延遲線 D120，延遲線 D120 組態成根據由一輸入信號所指示之延遲量使高頻帶話音信號 S30 前移或滯後，以產生經時間翹曲之高頻帶話音信號 S30a。在圖 25 所示之實例中，延遲線 D120 組態成根據由規則化資料信號 SD10 所指示之翹曲使高頻帶話音信號 S30 出現時間翹曲。藉由此種方式，包含於經編碼窄頻帶激勵信

號 S50 中之相同時間翹曲量在分析之前亦應用至高頻帶話音信號 S30 之對應部分。儘管該實例將延遲線 D120 顯示為一與高頻帶編碼器 A200 相分離之元件，然而在其他構建方案中，延遲線 D120 則設置成高頻帶編碼器之一部分。

高頻帶編碼器 A200 之其他構建方案可組態成對未翹曲高頻帶話音信號 S30 執行頻譜分析(例如 LPC 分析)並在計算高頻帶作業參數 S60b 之前對高頻帶話音信號 S30 執行時間翹曲。此一編碼器可包括(舉例而言)延遲線 D120 的設置成執行時間翹曲之構建方案。然而，在此等情形中，基於對未翹曲信號 S30 之分析的高頻帶濾波器參數 S60a 可描述一在時間上與高頻帶激勵信號 S120 不對齊之頻譜包絡線。

延遲線 D120 可根據適合對高頻帶話音信號 S30 應用所需時間翹曲作業的邏輯元件及儲存元件之任意組合來加以組態。舉例而言，延遲線 D120 可組態成根據所需時間偏移自一緩衝器讀取高頻帶話音信號 S30。圖 26a 顯示包含一移位暫存器 SR1 的延遲線 D120 之一構建方案 D122 之示意圖。移位暫存器 SR1 係一具有一定長度 m 之緩衝器，其組態成接收並儲存高頻帶話音信號 S30 之 m 個最新樣本。值 m 至少等於欲支援之最大正(或「超前」)時間偏移與負(或「滯後」)時間偏移之和。使值 m 等於高頻帶信號 S30 之一訊框或子訊框之長度可能頗為方便。

延遲線 D122 組態成自移位暫存器 SR1 之一偏離點 OL 輸出經時間翹曲之高頻帶信號 S30a。偏離點 OL 之位置根據由例如規則化資料信號 SD10 所指示之當前時間偏移以一參考位

置(零時間偏移)為中心變化。延遲線D122可組態成支援相等之超前及滯後限值，或者另一選擇為，其中一個限值大於另一個限值以便可在一個方向上比在另一個方向上執行更大之偏移。圖26a顯示一支援正時間偏移大於負時間偏移之特定實例。延遲線D122可組態成每次輸出一個或多個樣本(舉例而言，視輸出匯流排寬度而定)。

一具有大於數毫秒之值之規則化時間偏移可能會在經解碼信號中造成可聽到之假像。通常，由窄頻帶編碼器A124所執行之規則化時間偏移之值將不超過數毫秒，因而由規則化資料信號SD10所指示之時間偏移將受到限制。然而，在此等情形中可能期望使延遲線D122組態成在正方向及/或負方向上對時間偏移施加一最大限值(舉例而言，以遵守一比窄頻帶編碼器所施加限值更為嚴格之限值)。

圖26b顯示包含一偏移窗口SW的延遲線D11之一構建方案D124之示意圖。在該實例中，偏離點OL之位置受到偏移窗口SW的限制。儘管圖26b顯示一其中緩衝器長度m大於偏移窗口SW寬度之情形，然而延遲線D124亦可構建成使偏移窗口SW之寬度等於m。

在其他構建方案中，延遲線D120組態成根據所需時間偏移向一緩衝器寫入高頻帶話音信號S30。圖27顯示包括兩個移位暫存器SR2及SR3的延遲線D120之此一構建方案D130之示意圖，該兩個暫存器SR2及SR3組態成接收及儲存高頻帶話音信號S30。延遲線D130組態成根據一由例如規則化資料信號SD10所指示之時間偏移自移位暫存器SR2向移位暫

存器SR3寫入一訊框或子訊框。移位暫存器SR3組態成一經設置以輸出經時間翹曲之高頻帶信號S30之FIFO緩衝器。

在圖27所示之特定實例中，移位暫存器SR2包括一訊框緩衝器部分FB1及一延遲緩衝器部分DB，且移位暫存器SR3包括一訊框緩衝器部分FB2、一超前緩衝器部分AB及一滯後緩衝器部分RB。超前緩衝器AB及滯後緩衝器RB之長度可相等，或者其中一個可大於另一個，以便支援使一個方向上之偏移大於另一方向上之偏移。延遲緩衝器DB與滯後緩衝器部分RB可組態成具有相同之長度。另一選擇為，延遲緩衝器DB可短於滯後緩衝器RB，以慮及為將樣本自訊框緩衝器FB1傳送至移位暫存器SR3(此可包括其他處理作業，例如使樣本在儲存至移位暫存器SR3之前翹曲)所需之時間間隔。

在圖27所示實例中，訊框緩衝器FB1組態成具有等於高頻帶信號S30中一個訊框之長度。在另一實例中，訊框緩衝器FB1組態成具有等於高頻帶信號S30中一個子訊框之長度。在此種情形中，延遲線D130可組態成包括用於對一欲移位訊框中之所有子訊框應用相同(例如平均)延遲之邏輯。延遲線D130亦可包括用於對來自具有欲覆寫入滯後緩衝器RB或超前緩衝器AB中之值的訊框緩衝器FB1的值實施平均之邏輯。在又一實例中，移位暫存器SR3可組態成僅藉由訊框緩衝器FB1接收高頻帶信號S30之值，且在此種情形中，延遲線D130可包括用於在寫入至移位暫存器SR3之各連續訊框或子訊框之間的間隙中實施內插之邏輯。在其他構建方

案中，延遲線D130可組態成在將來自訊框緩衝器FB1之樣本寫入至移位暫存器SR3之前對其執行一翹曲作業(例如根據一由規則化資料信號SD10所描述之函數)。

合意之情形可係使延遲線D120應用一基於但不相同於由規則化資料信號SD10所規定翹曲之時間翹曲。圖28顯示包含一延遲值映射器D110之寬頻帶話音編碼器AD10之一構建方案AD12之方塊圖。延遲值映射器D110組態成將由規則化資料信號SD10所指示之翹曲映射成所映射延遲值SD10a。延遲線D120設置成根據由所映射延遲值SD10a所指示之翹曲來產生經時間翹曲之高頻帶話音信號S30a。

由窄頻帶編碼器所應用之時間偏移可能預計會隨時間平滑地演進。因此，計算在一話音訊框期間應用至各子訊框之平均窄頻帶時間偏移、並根據該平均值使高頻帶話音信號S30之對應訊框進行偏移通常即足以滿足要求。在一個此種實例中，延遲值映射器D110組態成為每一訊框計算子訊框延遲值之平均值，且延遲線D120組態成對高頻帶信號S30的一對應訊框應用所計算平均值。在其他實例中，可計算及應用在一更短週期(例如兩個子訊框，或一訊框的一半)或一更長週期(例如兩個訊框)內之平均值。在一其中該平均值係一非整數樣本值之情形中，延遲值映射器D110可組態成在將該值輸出至延遲線D120之前將該值四捨五入成一整數樣本數。

窄頻帶編碼器A124可組態成在經編碼窄頻帶激勵信號中包含一為非整數樣本數之規則化時間偏移。在此種情形

中，合意之情形可係使延遲值映射器D110組態成將窄頻帶時間偏移四捨五入成一整數樣本數並使延遲線D120對高頻帶話音信號S30應用該經四捨五入之時間偏移。

在寬頻帶話音編碼器AD10之某些構建方案中，窄頻帶話音信號S20與高頻帶話音信號S30之取樣速率可不相同。在此等情形中，延遲值映射器D110可組態成調整在規則化資料信號SD10中所指示之時間偏移量，以慮及窄頻帶話音信號S20(或窄頻帶激勵信號S80)與高頻帶話音信號S30之間的差別。舉例而言，延遲值映射器D110可組態成根據取樣速率之比率來按比例縮放該等時間偏移量。在上文所述的一個特定實例中，窄頻帶話音信號S20係以8 kHz得到取樣，而高頻帶話音信號S30係以7 kHz得到取樣。在該實例中，延遲值映射器D110組態成將每一偏移量乘以7/8。延遲值映射器D110之構建方案亦可組態成執行此種按比例縮放作業連同本文所述之整數四捨五入及/或時間偏移平均作業。

在其他構建方案中，延遲線D120組態成以其他方式修改訊框或其他樣本序列之時標(例如藉由壓縮其中一部分並擴張另一部分)。舉例而言，窄頻帶編碼器A124可組態成根據一函數(例如音調輪廓或軌線)來執行規則化。在此種情形中，規則化資料信號SD10可包括對該函數之對應描述，例如一組參數，且延遲線D120可包含組態成根據該函數使高頻帶話音信號S30之訊框或子訊框翹曲之邏輯。在其他構建方案中，延遲值映射器D110組態成在由延遲線D120對高頻

帶話音信號S30應用該函數之前對該函數實施平均、按比例縮放、及/或四捨五入。舉例而言，延遲值映射器D110可組態成根據該函數來計算一個或多個延遲值，每一延遲值皆指示若干個樣本，然後由延遲線D120應用該等樣本來使高頻帶話音信號S30之一個或多個對應訊框或子訊框實施時間翹曲。

圖29顯示一種根據一包含於一對應之經編碼窄頻帶激勵信號中之時間翹曲來使高頻帶話音信號翹曲之方法MD100之流程圖。任務TD100處理一寬頻帶話音信號來獲得一窄頻帶話音信號及一高頻帶話音信號。舉例而言，任務TD100可組態成使用一具有低通濾波器及高通濾波器之濾波器組(例如濾波器組A110之一構建方案)對該寬頻帶話音信號濾波。任務TD200將該窄頻帶話音信號編碼成至少一經編碼窄頻帶激勵信號及複數個窄頻帶濾波器參數。可將該經編碼窄頻帶激勵信號及/或濾波器參數量化，且該經編碼窄頻帶話音信號亦可包括其他參數，例如一話音模式參數。任務TD200亦在經編碼窄頻帶激勵信號中包含時間翹曲。

任務TD300根據一窄頻帶激勵信號產生一高頻帶激勵信號。在此種情形中，窄頻帶激勵信號係基於經編碼窄頻帶激勵信號。根據至少該高頻帶激勵信號，任務TD400將高頻帶話音信號編碼成至少複數個高頻帶濾波器參數。舉例而言，任務TD400可組態成將高頻帶話音信號編碼成複數個經量化之LSF。任務TD500對高頻帶話音信號應用一時間偏移，該時間偏移係基於與包含於經編碼窄頻帶激勵信號

中之時間翹曲相關之資訊。

任務TD400可組態成對高頻帶話音信號執行頻譜分析(例如LPC分析)、及/或計算高頻帶話音信號之增益包絡線。在此等情形中，任務TD500可組態成在分析及/或增益包絡線計算之前對高頻帶話音信號應用該時間偏移。

寬頻帶話音編碼器A100之其他構建方案組態成使由包含於經編碼窄頻帶激勵信號中之時間翹曲所引起的高頻帶激勵信號S120之時間翹曲反向。舉例而言，高頻帶激勵產生器A300可構建成包括延遲線D120的一構建方案，延遲線D120的該構建方案組態成接收規則化資料信號SD10或所映射延遲值SD10a、及對窄頻帶激勵信號S80及/或對一基於其之後續信號(例如經諧波擴展之信號S160或高頻帶激勵信號S120)應用一對應之反向時間偏移。

其他寬頻帶話音編碼器構建方案可組態成對窄頻帶話音信號S20與高頻帶話音信號S30相互獨立地編碼，以便將高頻帶話音信號S30編碼成一高頻帶頻譜包絡線與一高頻帶激勵信號之表示形式。此一構建方案可組態成根據與包含於經編碼窄頻帶激勵信號中之時間翹曲相關之資訊對高頻帶殘餘信號執行時間翹曲，或者以其他方式在一經編碼高頻帶激勵信號中包含時間翹曲。舉例而言，高頻帶編碼器可包括本文所述的組態成對高頻帶殘餘信號應用一時間翹曲的延遲線D120及/或延遲值映射器D110之構建方案。此一作業之潛在優點包括能更有效地對高頻帶殘餘信號實施編碼且合成窄頻帶與高頻帶話音信號之間能更佳地相一致。

如上文所述，本文所述之實施例包括可用於執行嵌入編碼、支援與窄頻帶系統之相容性且無需實施轉碼之構建方案。對高頻帶編碼的支援亦可用於在成本基礎上區分能支援寬頻帶且具有後向相容性之晶片、晶片組、器件、及/或網路與彼等僅支援窄頻帶之晶片、晶片組、器件、及/或網路。本文所述的對高頻帶編碼之支援亦可與用於支援低頻帶編碼之技術結合使用，且根據此一實施例之系統、方法或裝置可支援對自例如約50或100 Hz直至約7或8 kHz之頻率分量實施編碼。

如上文所述，對話音編碼器附加高頻帶支援可提高可理解性，尤其係關於摩擦音的區分。儘管通常收聽者可根據特定背景來達成此種區分，然而高頻帶支援可在話音識別及其他機器解譯應用(例如用於自動語音選單導航及/或自動呼叫處理之系統)中用作一賦能特徵。

一種根據一實施例之裝置可嵌入於一可攜式無線通信器件中，例如蜂巢式電話或個人數位助理(PDA)中。另一選擇為，此種裝置可包含於另一無線通信器件中，例如包含於VoIP手機、經組態以支援VoIP通信之個人電腦、或者經組態以投送電話或VoIP通信之網路器件中。舉例而言，一種根據一實施例之裝置可構建於通信器件之晶片或晶片組中。視具體應用而定，此種器件亦可包含例如以下等特徵：話音信號之類比-數位及/或數位-類比轉換、用於對話音信號執行放大及/或其他信號處理作業之電路、及/或用於傳輸及/或接收經編碼話音信號之射頻電路。

本發明明確地設想出及揭示：各實施例可包含及/或與在本申請案主張其權利之第60/667,901號及第60/673,965號美國臨時專利申請案中所揭示之其他特徵中之任一種或多種一起使用。此等特徵包括移除出現於高頻帶中並基本上不存在於窄頻帶中的短持續時間之高能量叢發。此等特徵包括對例如高頻帶LSF等係數表示形式的固定或自適應性平滑。此等特徵包括對與例如LSF等係數表示形式的量化相關聯之雜訊的固定或自適應性定形。此等特徵亦包括對增益包絡線的固定或自適應性平滑、及對增益包絡線的自適應性衰減。

提供對所述實施例的上述說明旨在使任何熟習此項技術者皆能夠製作或利用本發明。該等實施例亦可具有各種修改形式，且本文所提供之一般原理亦可應用於其他實施例。舉例而言，可將一實施例部分地或整個地構建成一硬接線電路、一製作成應用專用積體電路之電路組態、或者一載入於非揮發性儲存器內之韌體程式或者一作為機器可讀碼自一資料儲存媒體載入或載入至該資料儲存媒體內之軟體程式，該碼係可由一邏輯元件陣列(例如微處理器或其他數位信號處理單元)執行之指令。該資料儲存媒體可係一儲存元件陣列，例如半導體記憶體(其可包括但不限於動態或靜態RAM(隨機存取記憶體)、ROM(唯讀記憶體)、及/或快閃RAM)、或者鐵電性記憶體、磁阻性記憶體、雙向性記憶體、聚合物記憶體、或相變記憶體；或者係例如磁碟或光碟等碟媒體。術語「軟體」應理解為包括源碼、組合語

言碼、機器碼、二進制碼、韌體、巨集碼、微碼、可由一邏輯元件陣列執行的任一個或多個指令集合或序列、及此等實例之任一組合。

高頻帶激勵產生器 A300 及 B300、高頻帶編碼器 A100、高頻帶解碼器 B200、寬頻帶話音編碼器 A100、及寬頻帶話音解碼器 B100 之構建方案之各個元件可構建成例如駐存於同一晶片上或一晶片組中兩個或更多個晶片上之電子器件及/或光學器件，儘管本發明亦涵蓋其他結構而不限定於此。此一裝置之一個或多個元件可整個或部分地構建成一個或多個指令集合，該一個或多個指令集合設置成在一個或多個例如以下等固定的或可程式化的邏輯元件(例如電晶體、閘)陣列上執行：微處理器，嵌式處理器，IP 核心，數位信號處理器，FPGA(現場可程式化閘陣列)，ASSP(應用專用標準產品)，及 ASIC(應用專用積體電路)。亦可使一個或多個此等元件具有共用結構(例如一用於在不同時刻執行對應於不同元件之碼部分之處理器，一在不同時刻執行時實施對應於不同元件之任務之指令集合，或者一在不同時刻執行不同元件之作業之電子器件及/或光學器件結構)。此外，可使一個或多個此等元件用於執行不與該裝置之作業直接相關之任務或其他指令集合，例如與一該裝置嵌入其中之器件或系統的另一作業相關之任務。

圖 30 顯示一種根據一實施例用於對一具有一窄頻帶部分及一高頻帶部分之話音信號之高頻帶部分實施編碼之方法 M100 之流程圖。任務 X100 計算一組表徵該高頻帶部分之頻

譜包絡線之濾波器參數。任務X200藉由對一自窄頻帶部分導出之信號應用一非線性函數來計算一經頻譜擴展之信號。任務X300根據(A)該組濾波器參數及(B)一基於該經頻譜擴展信號之高頻帶激勵信號來產生一合成高頻帶信號。任務X400根據(C)高頻帶部分之能量與(D)一自窄頻帶部分導出之信號之能量之間的關係來計算一增益包絡線。

圖31a顯示一種根據一實施例產生一高頻帶激勵信號之方法M200之流程圖。任務Y100藉由對一自話音信號之窄頻帶部分導出之窄頻帶激勵信號應用一非線性函數來計算一經諧波擴展之信號。任務Y200將該經諧波擴展之信號與一經調變雜訊信號相混合來產生一高頻帶激勵信號。圖31b顯示一種根據另一實施例來產生一高頻帶激勵信號之方法M210之流程圖，該方法M210包括任務Y300及Y400。任務Y300根據該窄頻帶激勵信號與該經諧波擴展之信號中一者之能量隨時間之變化來計算一時域包絡線。任務Y400根據該時域包絡線來調變一雜訊信號以產生經調變雜訊信號。

圖32顯示一種根據一實施例對一具有一窄頻帶部分及一高頻帶部分之話音信號之高頻帶部分實施解碼之方法M300之流程圖。任務Z100接收一組表徵高頻帶部分之頻譜包絡線之濾波器參數及一組表徵高頻帶部分之時間包絡線之增益因數。任務Z200藉由對一自窄頻帶部分導出之信號應用一非線性函數來計算一經頻譜擴展之信號。任務Z300根據(A)該組濾波器參數及(B)一基於該經頻譜擴展信號之高頻帶激勵信號來產生一合成高頻帶信號。任務Z400根據

圖 12b 顯示在一頻譜擴展作業之另一實例中在不同點處之信號頻譜之曲線圖。

圖 13 顯示高頻帶激勵產生器 A302 之構建方案 A304 之方塊圖。

圖 14 顯示高頻帶激勵產生器 A302 之構建方案 A306 之方塊圖。

圖 15 顯示一包絡線計算任務 T100 之流程圖。

圖 16 顯示組合器 490 之一構建方案 492 之方塊圖。

圖 17 顯示一種計算高頻帶信號 S30 之週期性量度之方法。

圖 18 顯示高頻帶激勵產生器 A302 之構建方案 A312 之方塊圖。

圖 19 顯示高頻帶激勵產生器 A302 之構建方案 A314 之方塊圖。

圖 20 顯示高頻帶激勵產生器 A302 之構建方案 A316 之方塊圖。

圖 21 顯示一增益計算任務 T200 之流程圖。

圖 22 顯示增益計算任務 T200 之構建方案 T210 之流程圖。

圖 23a 顯示一開窗功能之圖式。

圖 23b 顯示圖 23a 所示開窗功能對話音信號之子訊框之應用。

圖 24 顯示高頻帶解碼器 B200 之構建方案 B202 之方塊圖。

圖 25 顯示寬頻帶話音編碼器 A100 之一構建方案 AD10 之方塊圖。

圖 26a 顯示延遲線 D120 之構建方案 D122 之示意圖。

圖 26b 顯示延遲線 D120 之構建方案 D124 之示意圖。

圖 27 顯示延遲線 D120 之構建方案 D130 之示意圖。

圖 28 顯示延遲線 AD10 之構建方案 AD12 之方塊圖。

圖 29 根據一實施例顯示一種信號處理方法 MD100 之流程圖。

圖 30 根據一實施例顯示一種 M100 之流程圖。

圖 31a 根據一實施例顯示一種方法 M200 之流程圖。

圖 31b 顯示方法 M200 之構建方案 M210 之流程圖。

圖 32 根據一實施例顯示一種方法 M300 之流程圖。

在圖式及相伴隨之說明中，相同之參考編號係指相同或類似之元件或信號。

【主要元件符號說明】

AD10	寬頻帶話音編碼器
AD12	寬頻帶話音編碼器
A100	寬頻帶話音編碼器
A102	寬頻帶話音編碼器
A110	濾波器組
A112	濾波器組
A114	濾波器組
A120	窄頻帶編碼器
A122	窄頻帶編碼器
A124	窄頻帶編碼器
A130	多工器
A202	高頻帶濾波器

A200	高頻帶編碼器
A210	分析模組
A220	合成濾波器
A230	高頻帶增益因數計算器
A302	高頻帶激勵產生器
A304	高頻帶激勵產生器
A306	高頻帶激勵產生器
A312	高頻帶激勵信號
A314	高頻帶激勵產生器
A316	高頻帶激勵產生器
A400	頻譜擴展器
A402	頻譜擴展器
SD10	規則化資料信號
SD10a	所映射延遲值
S10	寬頻帶話音信號
S20	窄頻帶信號
S30	高頻帶信號
S30a	經時間規整之高頻帶信號
S40	窄頻帶濾波器參數
S50	經編碼窄頻帶激勵信號
S60	高頻帶編碼參數
S60a	高頻帶濾波器參數
S60b	高頻帶增益因數
S70	多工信號

S80	NB激勵信號
S90	窄頻帶信號
S100	高頻帶信號
S110	寬頻帶話音信號
S120	高頻帶激勵信號
S130	合成高頻帶信號
S160	經諧波擴展之信號
S170	經調變雜訊信號
S180	諧波加權因數
S190	雜訊加權因數
B100	寬頻帶話音解碼器
B102	寬頻帶話音解碼器
B110	窄頻帶解碼器
B112	窄頻帶解碼器
B120	高頻帶解碼器
B122	濾波器組
B124	濾波器組
B130	解多工器
B200	高頻帶解碼器
B202	高頻帶解碼器
B300	高頻帶激勵產生器
D110	延遲值映射器
D120	延遲線
D122	延遲線

D124	延遲線
D130	延遲線
110	低通濾波器
120	縮減取樣器
130	高通濾波器
140	縮減取樣器
150	增加取樣器
160	低通濾波器
170	增加取樣器
180	高通濾波器
210	LPC分析模組
220	LP濾波器係數至LSF變換
230	量化器
240	逆量化器
250	LSF至LP濾波器係數變換
260	白化濾波器
270	量化器
310	逆量化器
320	LSF至LP濾波器係數變換
330	NB合成濾波器
340	逆量化器
410	LP濾波器係數至LSF變換
420	量化器
430	量化器

450	逆量化器
460	包絡線計算器
470	組合器
480	雜訊產生器
490	組合器
492	組合器
510	增加取樣器
520	非線性函數計算器
530	縮減取樣器
540	頻譜平整器
550	加權因數計算器
560	逆量化器
570	LSF至LP濾波器係數變換
580	逆量化器
590	增益控制元件
600	抗稀疏濾波器

五、中文發明摘要：

在一實施例中，一種信號處理方法包括將一話音信號之一低頻部分編碼成至少一經編碼窄頻帶激勵信號及複數個窄頻帶濾波器參數；及根據一窄頻帶激勵信號產生一高頻帶激勵信號。該窄頻帶激勵信號係基於該經編碼窄頻帶激勵信號。該方法亦包括根據至少該高頻帶激勵信號將該話音信號之一高頻部分編碼成至少複數個高頻帶濾波器參數。該經編碼窄頻帶激勵信號包括一時間規整，且該方法包括根據與該時間規整相關之資訊對該高頻部分應用一時間偏移。

六、英文發明摘要：

七、指定代表圖：

(一)本案指定代表圖為：第 (1a 及 1b) 圖。

(二)本代表圖之元件符號簡單說明：

A100	寬頻帶話音編碼器
A102	寬頻帶話音編碼器
A110	濾波器組
A120	窄頻帶編碼器
A130	多工器
A200	高頻帶編碼器
S10	寬頻帶話音信號
S20	窄頻帶信號
S30	高頻帶信號
S40	NB濾波器參數
S50	經編碼窄頻帶激勵信號
S60	高頻帶編碼參數
S70	多工信號

八、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

98年4月6日修正補充

公告本

中文說明書替換頁(98年4月)

(本說明書格式、順序及粗體字，請勿任意更動，※記號部分請勿填寫)

※ 申請案號：95111294

※ 申請日期：95.4.7

※IPC 分類：G10L 21/02 (2006.01)

98年4月6日修正替換頁

一、發明名稱：(中文/英文)

用於高頻帶時間規整之方法及裝置

METHODS AND APPARATUS FOR HIGHBAND TIME WARPING

二、申請人：(共 1 人)

姓名或名稱：(中文/英文)

美商高通公司

QUALCOMM INCORPORATED

代表人：(中文/英文)

喬治 A 懷坦

WHITTEN, GEORGE A.

住居所或營業所地址：(中文/英文)

美國加州聖地牙哥市摩豪斯大道 5775 號

5775 MOREHOUSE DRIVE SAN DIEGO, CA 92121-1714, U. S. A.

國 籍：(中文/英文)

美國 U.S.A.

三、發明人：(共 2 人)

姓 名：(中文/英文)

1. 柯恩 柏那德 維斯

VOS, KOEN BERNARD

2. 亞薩曼漢 A 肯戴

KANDHADAI, ANANTHAPADMANABHAN A.

國 籍：(中文/英文)

1. 荷蘭 THE NETHERLANDS

2. 印度 INDIA

該組增益因數來調變該合成高頻帶信號之增益包絡線。舉例而言，任務Z400可組態成藉由對一自窄頻帶部分導出之激勵信號、對該經頻譜擴展之信號、對該高頻帶激勵信號、或者對該合成高頻帶信號應用該組增益因數來調變該合成高頻帶信號之增益包絡線。

各實施例亦包括本文所明確揭示的其他話編碼及解碼方法(例如藉由對組態成執行此等方法之結構實施例之說明而明確揭示的)。該等方法中之每一種方法亦可按有形方式實施(舉例而言，在上文所列之一種或多種資料儲存媒體中)為一個或多個可由一包含一邏輯元件陣列(例如處理器、微處理器、微控制器或其他有限狀態機)之機器讀取及/或執行之指令集合。因而，本發明並非意欲僅限於上文所示之實施例，而是欲被賦予與在本文中、包括在所提交並構成本發明原始揭示內容之一部分的隨附申請專利範圍中以任一方式所揭示之原理及新穎特徵相一致之最寬廣範疇。

【圖式簡單說明】

圖1a根據一實施例顯示一寬頻帶話音編碼器A100之方塊圖。

圖1b顯示寬頻帶話音編碼器A100之一構建方案A102之方塊圖。

圖2a根據一實施例顯示一寬頻帶話音解碼器B100之方塊圖。

圖2b顯示寬頻帶話音解碼器B100之一構建方案B102之方塊圖。

圖3a顯示濾波器組A110之一構建方案A112之方塊圖。

圖3b顯示濾波器組B120之一構建方案B122之方塊圖。

圖4a顯示濾波器組A110之一實例之窄頻帶及高頻帶頻寬覆蓋。

圖4b顯示濾波器組A110之一另實例之窄頻帶及高頻帶頻寬覆蓋。

圖4c顯示濾波器組A112之一構建方案A114之方塊圖。

圖4d顯示濾波器組B122之一構建方案B124之方塊圖。

圖5a顯示一話音信號之頻率-對數幅值曲線圖之一實例。

圖5b顯示一基本線性預測編碼系統之方塊圖。

圖6顯示窄頻帶編碼器A120之構建方案A122之方塊圖。

圖7顯示窄頻帶解碼器B110之一構建方案B112之方塊圖。

圖8a顯示一濁音話音之殘餘信號之頻率-對數幅值曲線圖之一實例。

圖8b顯示一濁音話音之殘餘信號之時間-對數幅值曲線圖之一實例。

圖9顯示一亦執行長期預測之基本線性預測編碼系統之方塊圖。

圖10顯示高頻帶編碼器A200之構建方案A202之方塊圖。

圖11顯示高頻帶激勵產生器A300之構建方案A302之方塊圖。

圖12顯示頻譜擴展器A400之構建方案A402之方塊圖。

圖12a顯示在一頻譜擴展作業之一實例中在不同點處之信號頻譜之曲線圖。

十、申請專利範圍：

1. 一種信號處理方法，該方法包括：

將一話音信號之一低頻部分編碼成至少一經編碼窄頻帶激勵信號及複數個窄頻帶濾波器參數；

根據一窄頻帶激勵信號產生一高頻帶激勵信號，其中該窄頻帶激勵信號係基於該經編碼窄頻帶激勵信號；及

根據至少該高頻帶激勵信號，將該話音信號之一高頻部分編碼成至少複數個高頻帶濾波器參數，

其中該經編碼窄頻帶激勵信號包括一時間規整，及

其中該方法包括根據與該時間規整相關之資訊對該高頻部分應用一時間偏移。

2. 如請求項1之信號處理方法，其中該編碼包括根據一窄頻帶殘餘之音調結構的一模型對該窄頻帶殘餘應用一時間偏移，

其中該經編碼窄頻帶激勵信號係基於該經時間偏移之窄頻帶殘餘。

3. 如請求項1之信號處理方法，其中該對該高頻部分應用一時間偏移係在該編碼該高頻部分之前實施。

4. 如請求項1之信號處理方法，其中該將該高頻部分編碼成至少複數個高頻帶濾波器參數包括將該高頻部分編碼成至少複數個線性預測濾波器係數。

5. 如請求項1之信號處理方法，其中該將該高頻部分編碼成至少複數個高頻帶濾波器參數包括編碼該高頻部分的一增益包絡線，及

其中該對該高頻部分應用一時間偏移係在該編碼一增益包絡線之前實施。

6. 如請求項1之信號處理方法，其中該將該窄頻帶殘餘正規化包括對該窄頻帶殘餘之至少兩個後續子訊框中的每一者分別應用一相應的時間偏移，及

其中該對該高頻部分應用一時間偏移包括對該高頻部分的一訊框應用一基於該等相應的時間偏移的一平均值的時間偏移。

7. 如請求項1之信號處理方法，其中該應用一時間偏移包括對該高頻部分之後續訊框應用一系列時間偏移。
8. 如請求項1之信號處理方法，其中該應用一時間偏移包括根據該低頻部分與該高頻部分之取樣速率之間的一比率來計算該時間偏移。
9. 如請求項1之信號處理方法，其中該應用一時間偏移包括接收該窄頻帶殘餘的一時間偏移的一值，並將該所接收值四捨五入成一整數值。
10. 一種具有機器可執行指令之資料儲存媒體，該等機器可執行指令描述如請求項1之信號處理方法。
11. 一種編碼裝置，其包括：

一窄頻帶編碼器，其經組態以將一話音信號的一低頻部分編碼成至少一經編碼窄頻帶激勵信號及複數個窄頻帶濾波器參數；及

一高頻帶編碼器，其經組態以根據該經編碼窄頻帶激勵信號產生一高頻帶激勵信號；

其中該高頻帶編碼器經組態以根據至少該高頻帶激勵信號將該話音信號的一高頻部分編碼成至少複數個高頻帶濾波器參數；

其中該窄頻帶話音編碼器經組態以輸出一正規化資料信號，該正規化資料信號描述一包含於該經編碼窄頻帶激勵信號中之時間規整，及

其中該裝置包括一延遲線，該延遲線經組態以對該高頻部分應用一時間偏移，其中該時間偏移係基於該正規化資料信號。

12. 如請求項11之裝置，其中該窄頻帶話音編碼器經組態以根據一窄頻帶殘餘之音調結構的一模型對該窄頻帶殘餘應用一時間偏移，及根據該經時間偏移之窄頻帶殘餘來產生該經編碼窄頻帶激勵信號。

13. 如請求項12之裝置，其中該窄頻帶話音編碼器經組態以對該窄頻帶殘餘之至少兩個後續子訊框中的每一者分別應用一相應的時間偏移，及

其中該延遲線經組態以對該高頻部分的一訊框應用一基於該等相應的時間偏移的一平均值的時間偏移。

14. 如請求項12之裝置，其中該裝置包括一延遲值映射器，該延遲值映射器經組態以接收該窄頻帶殘餘的一時間偏移的一值，並將該所接收值四捨五入成一整數值。

15. 如請求項11之裝置，其中該高頻帶話音編碼器經設置成對由該延遲線所產生的該高頻部分實施編碼。

16. 如請求項11之裝置，其中該高頻帶話音編碼器經組態以

將該高頻部分編碼成至少複數個線性預測濾波器係數。

17. 如請求項11之裝置，其中該高頻帶話音編碼器經設置成對由該延遲線所產生之該高頻部分的一增益包絡線實施編碼。

18. 如請求項11之裝置，其中該延遲線經組態以對該高頻部分之後續訊框應用一系列時間偏移。

19. 如請求項11之裝置，該裝置包括一延遲值映射器，該延遲值映射器經組態以根據該低頻部分與該高頻部分之取樣速率之間的一比率來計算該時間偏移。

20. 一種蜂巢式電話，其包括如請求項11之編碼裝置。

21. 一種編碼裝置，其包括：

用於將一話音信號的一低頻部分編碼成至少一經編碼窄頻帶激勵信號及複數個窄頻帶濾波器參數之低頻編碼構件；

用於根據一窄頻帶激勵信號產生一高頻帶激勵信號之產生構件，其中該窄頻帶激勵信號係基於該經編碼窄頻帶激勵信號；及

用於根據至少該高頻帶激勵信號將該話音信號的一高頻部分編碼成至少複數個高頻帶濾波器參數之高頻編碼構件，

其中該經編碼窄頻帶激勵信號包括一時間規整，及

其中該裝置亦包括用於根據與該時間規整相關之資訊對該高頻部分應用一時間偏移之時間偏移構件。

22. 一種蜂巢式電話，其包括如請求項21之編碼裝置。

十一、圖式：

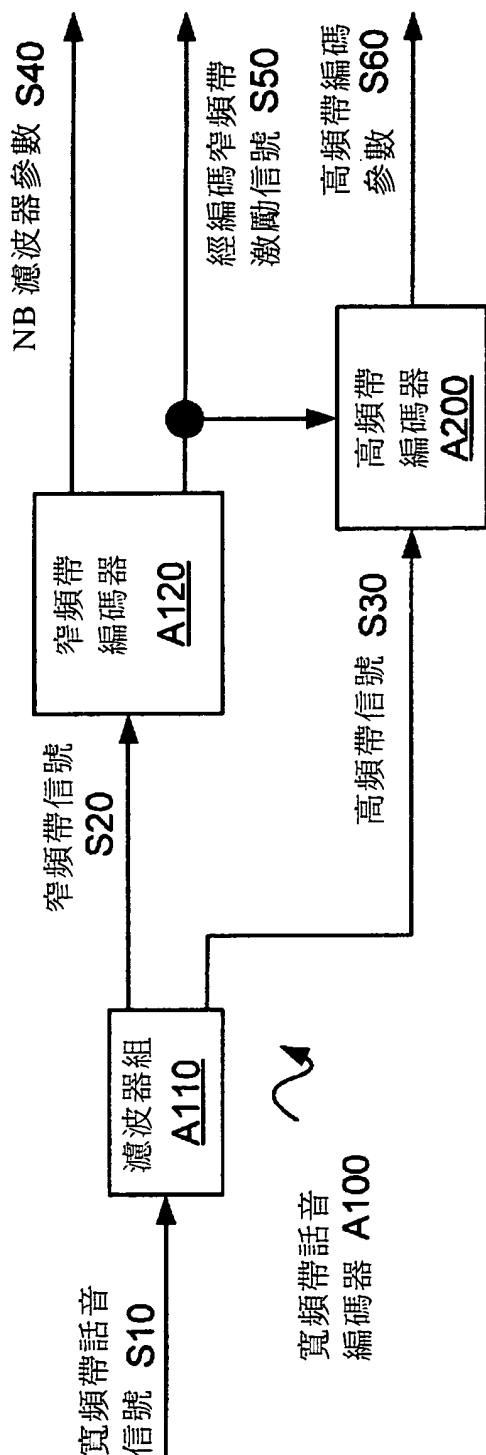


圖 1a

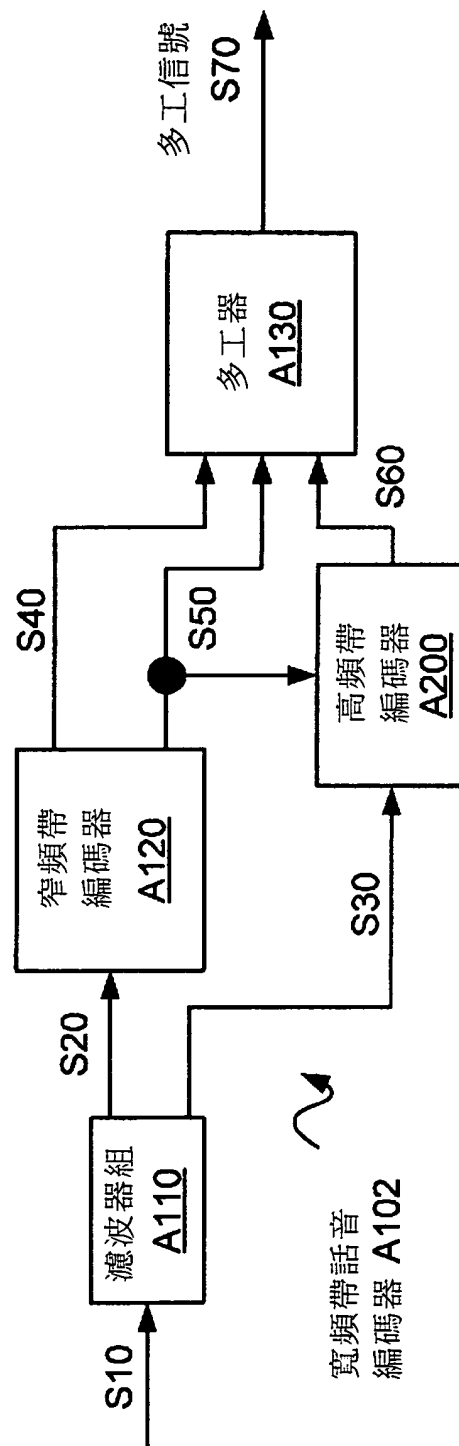


圖 1b

98年10月6日修正替換頁

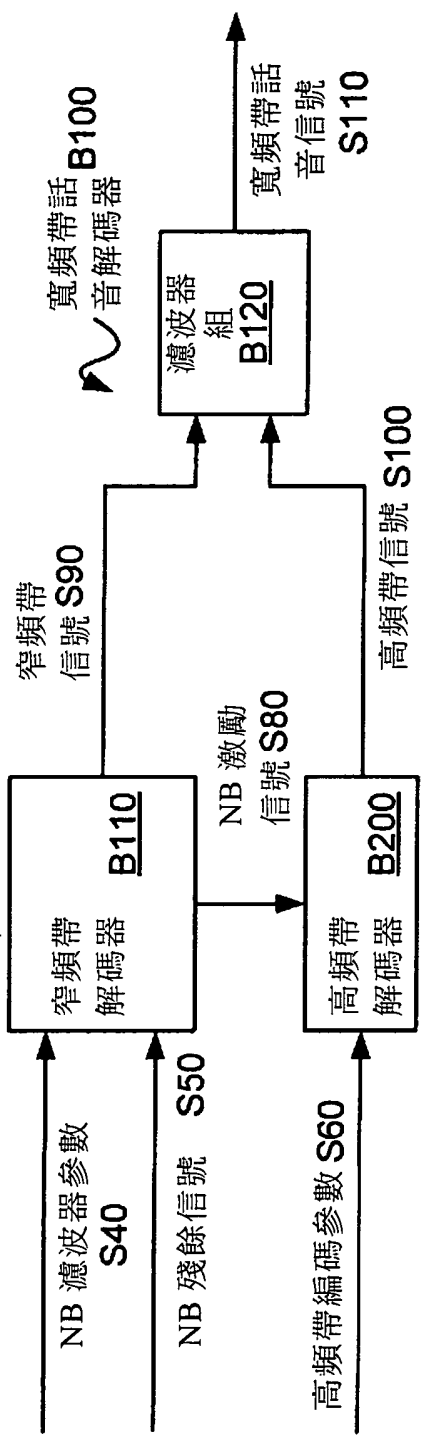


圖 2a

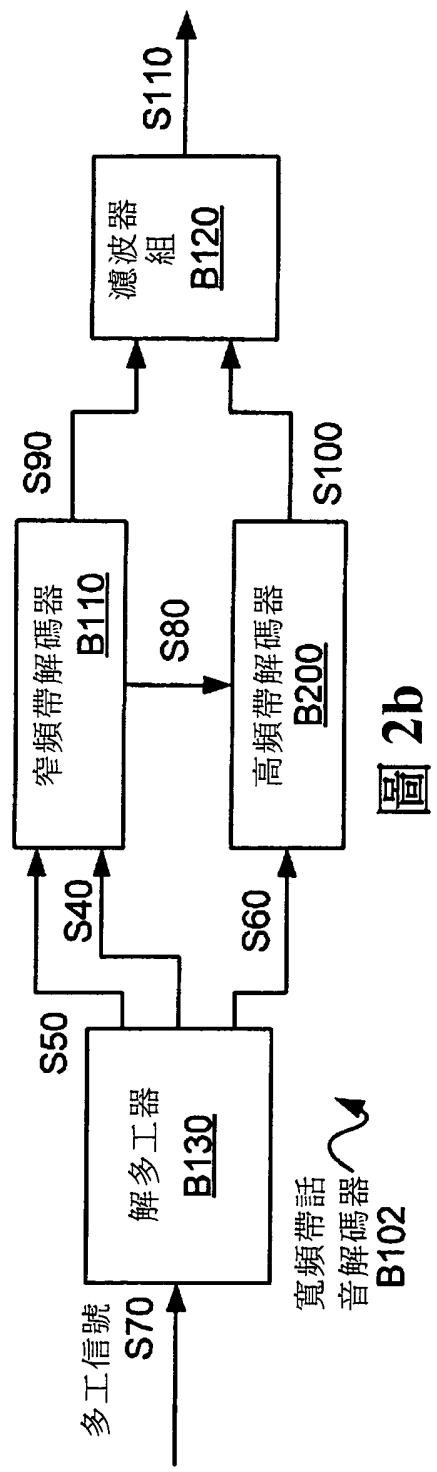


圖 2b

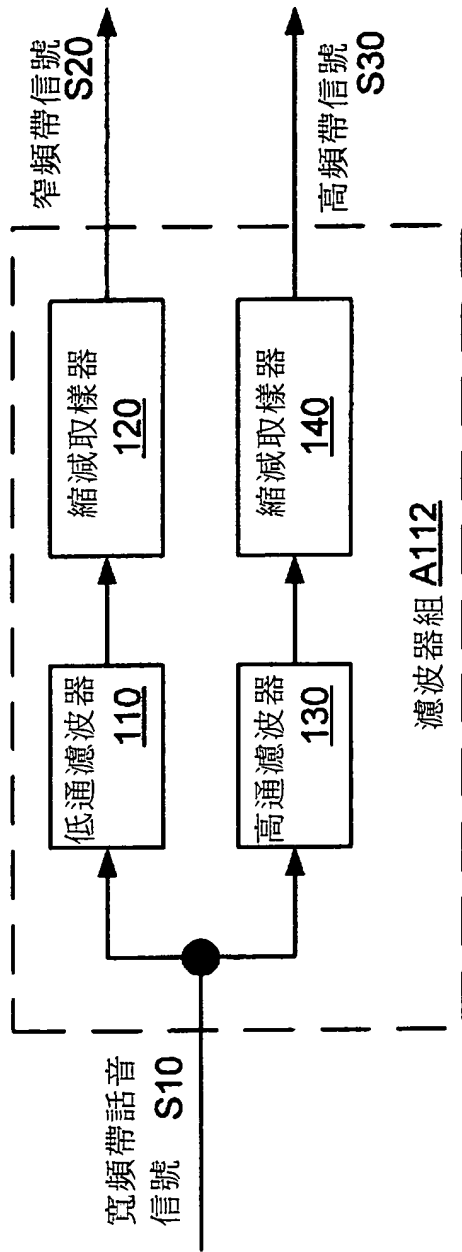


圖 3a

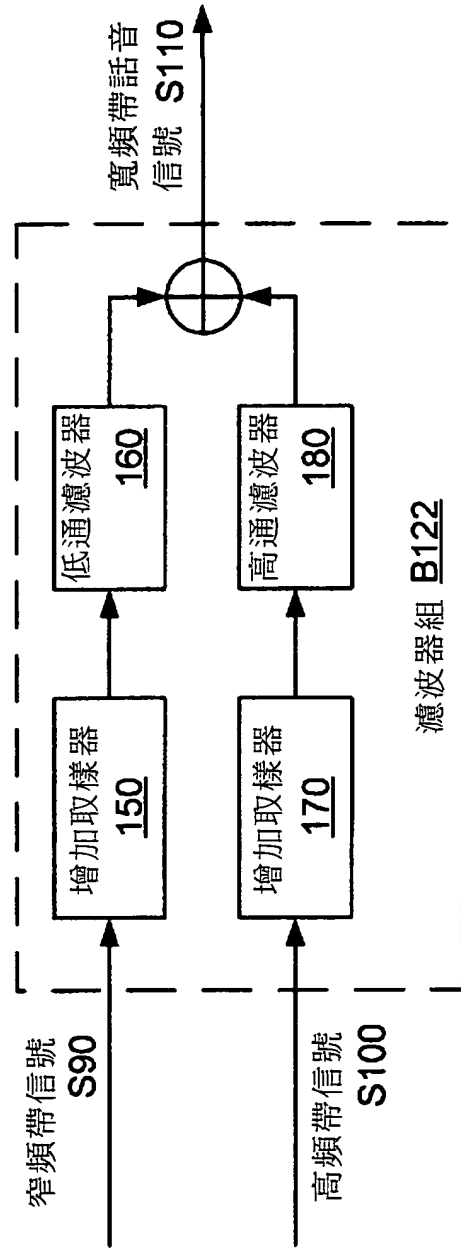


圖 3b

98年10月6日修正替換頁

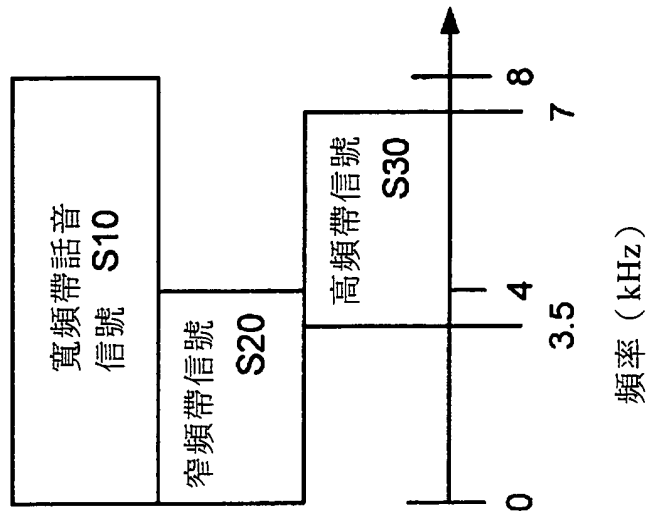


圖 4a

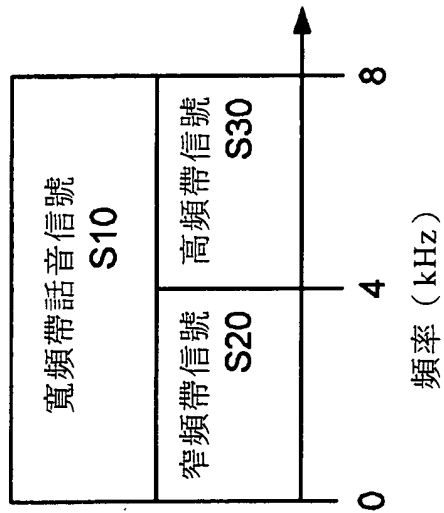


圖 4b

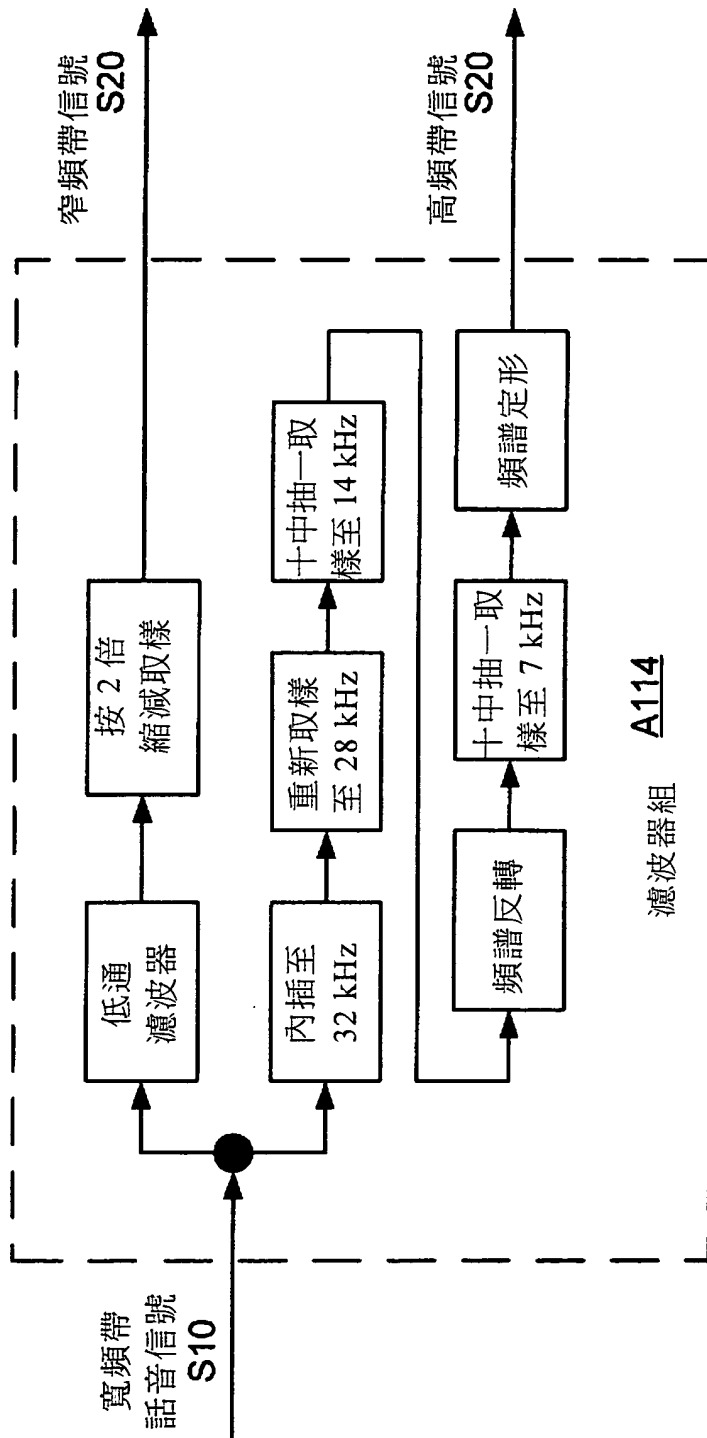


圖 4c

98年10月6日修正替換頁

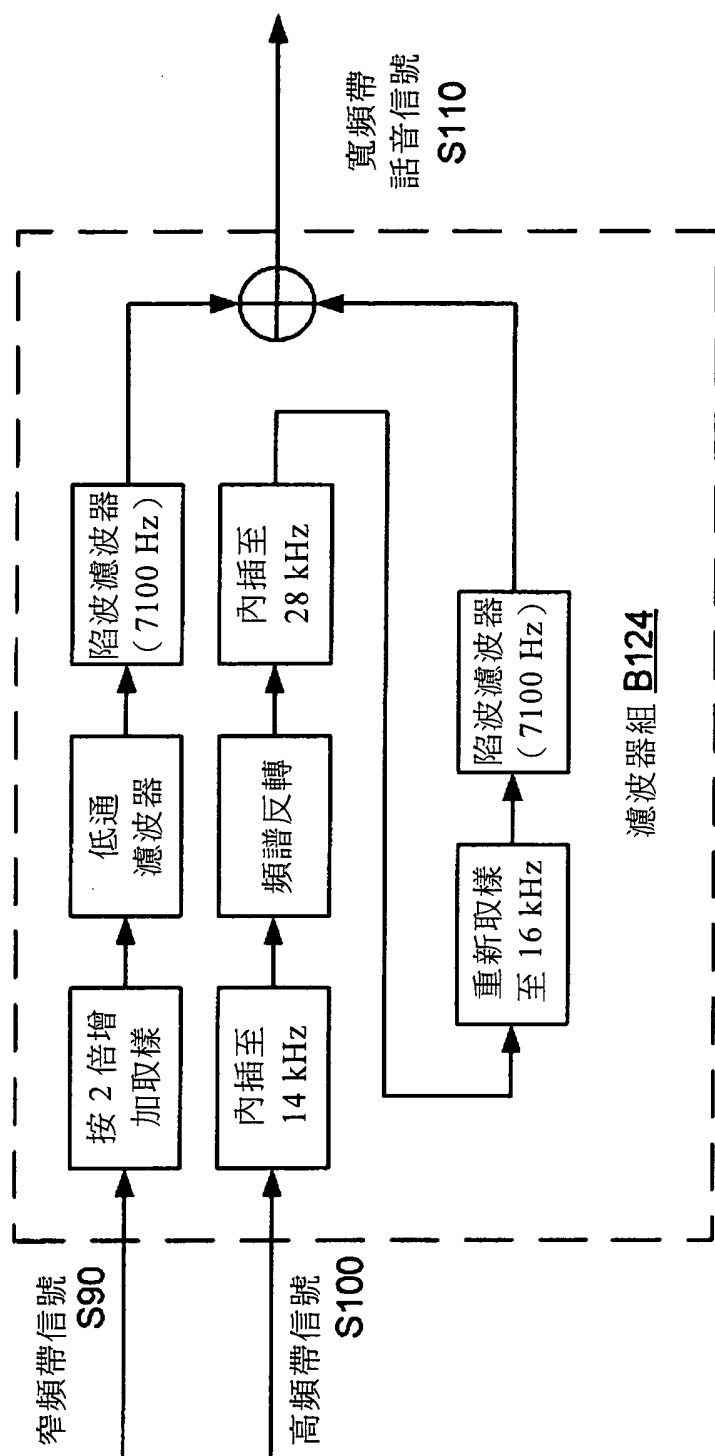
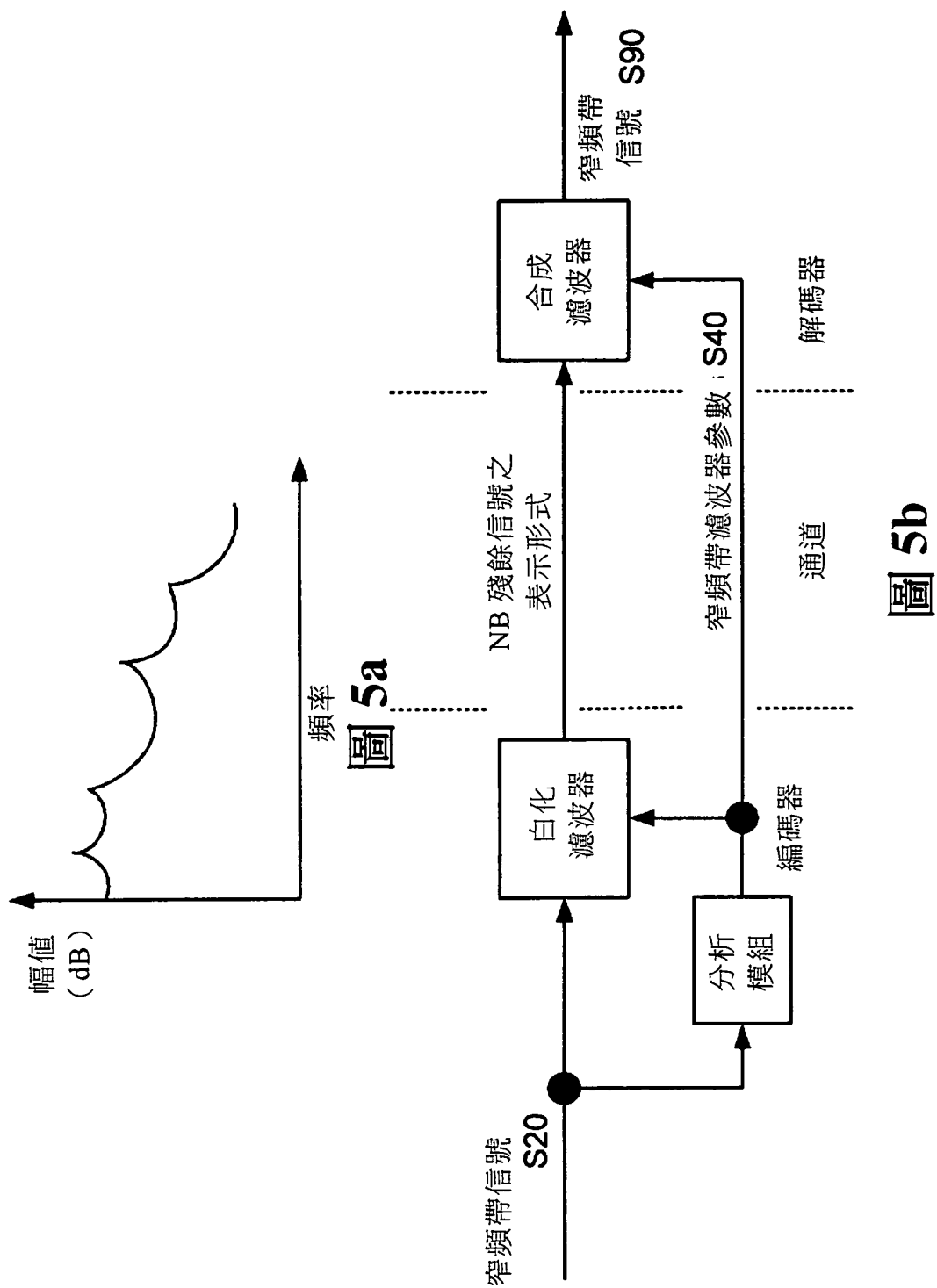


圖 4d



98年10月6日修正替換頁

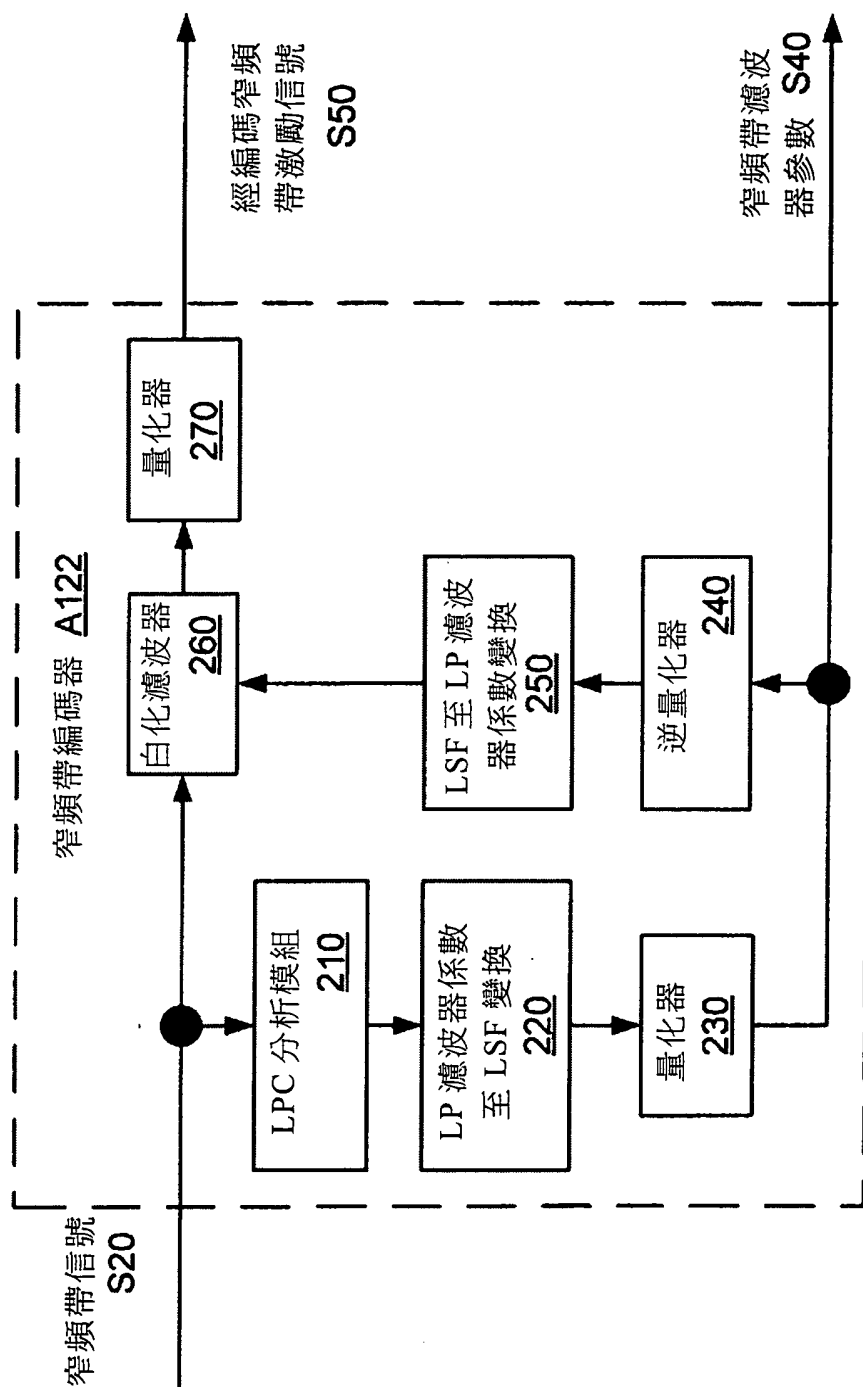


圖 6

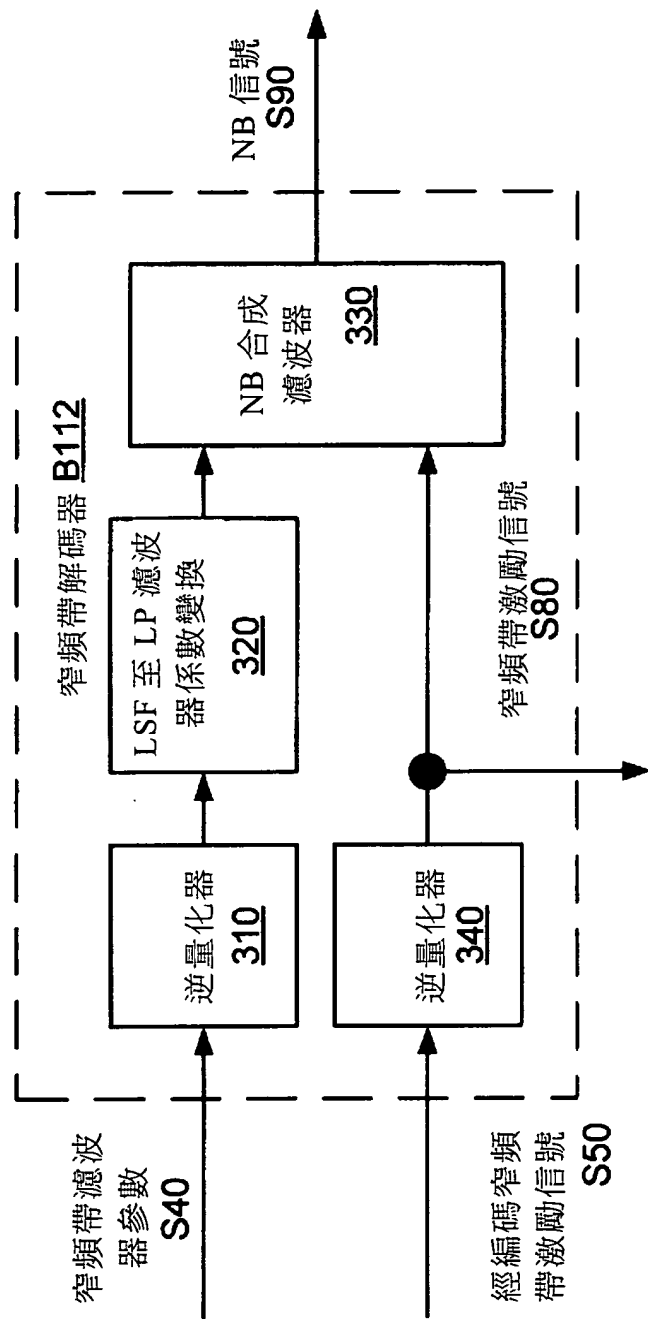


圖 7

98年10月6日修正替換頁

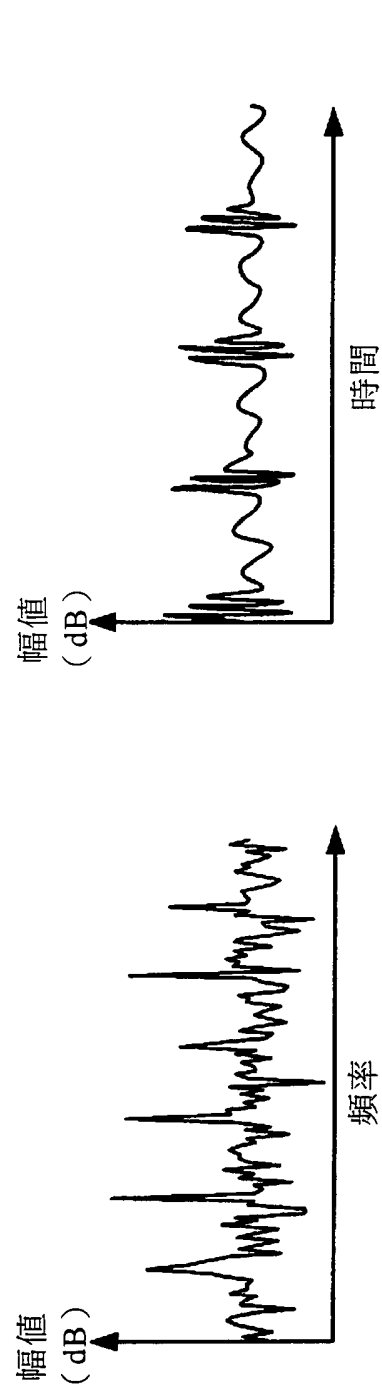


圖 8a

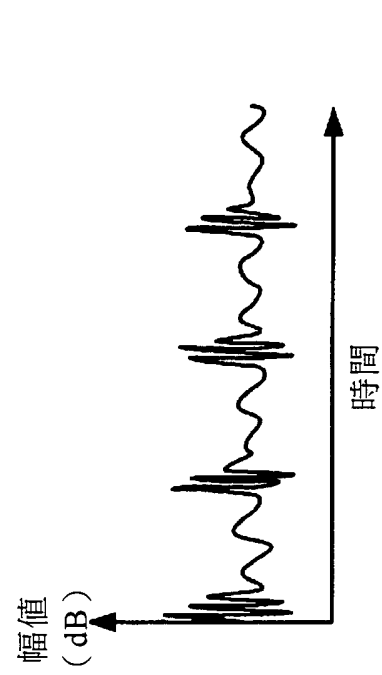


圖 8b

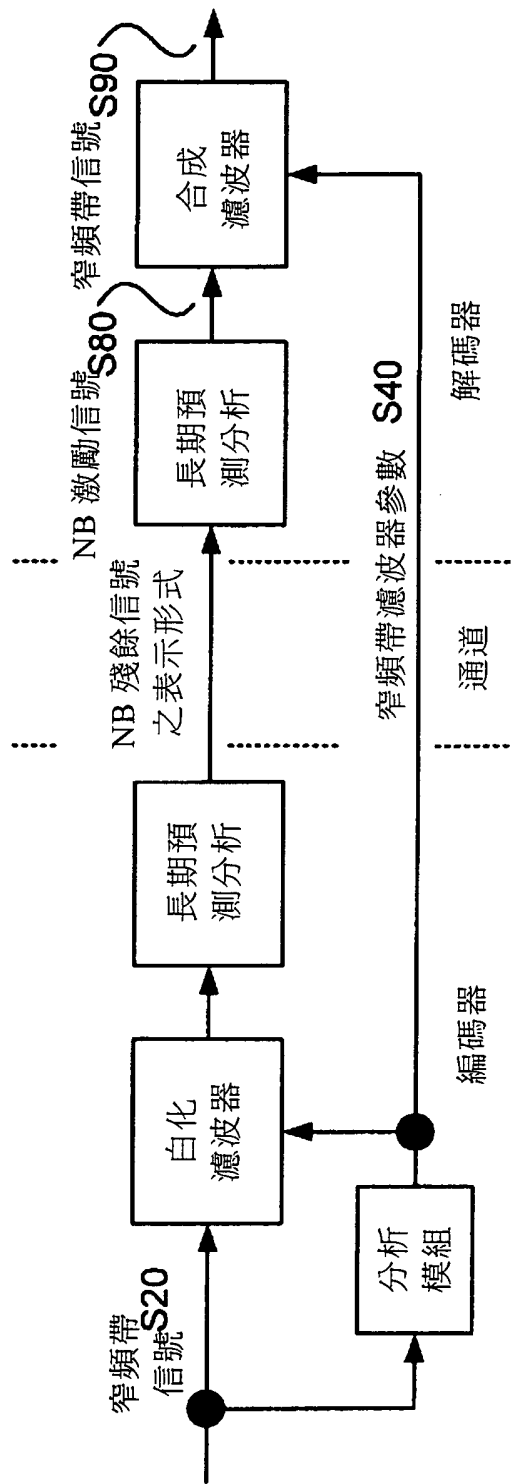


圖 9

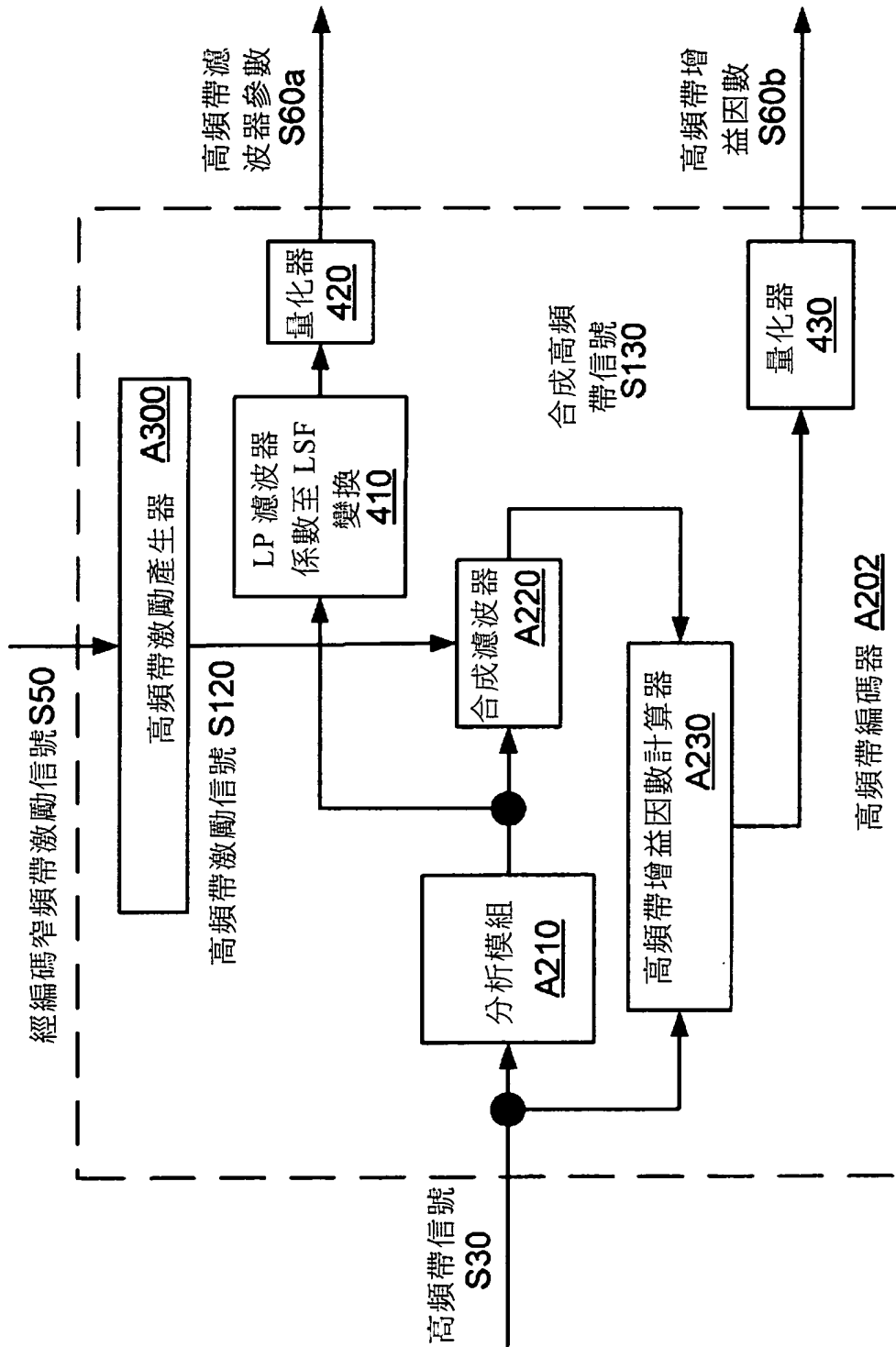


圖 10

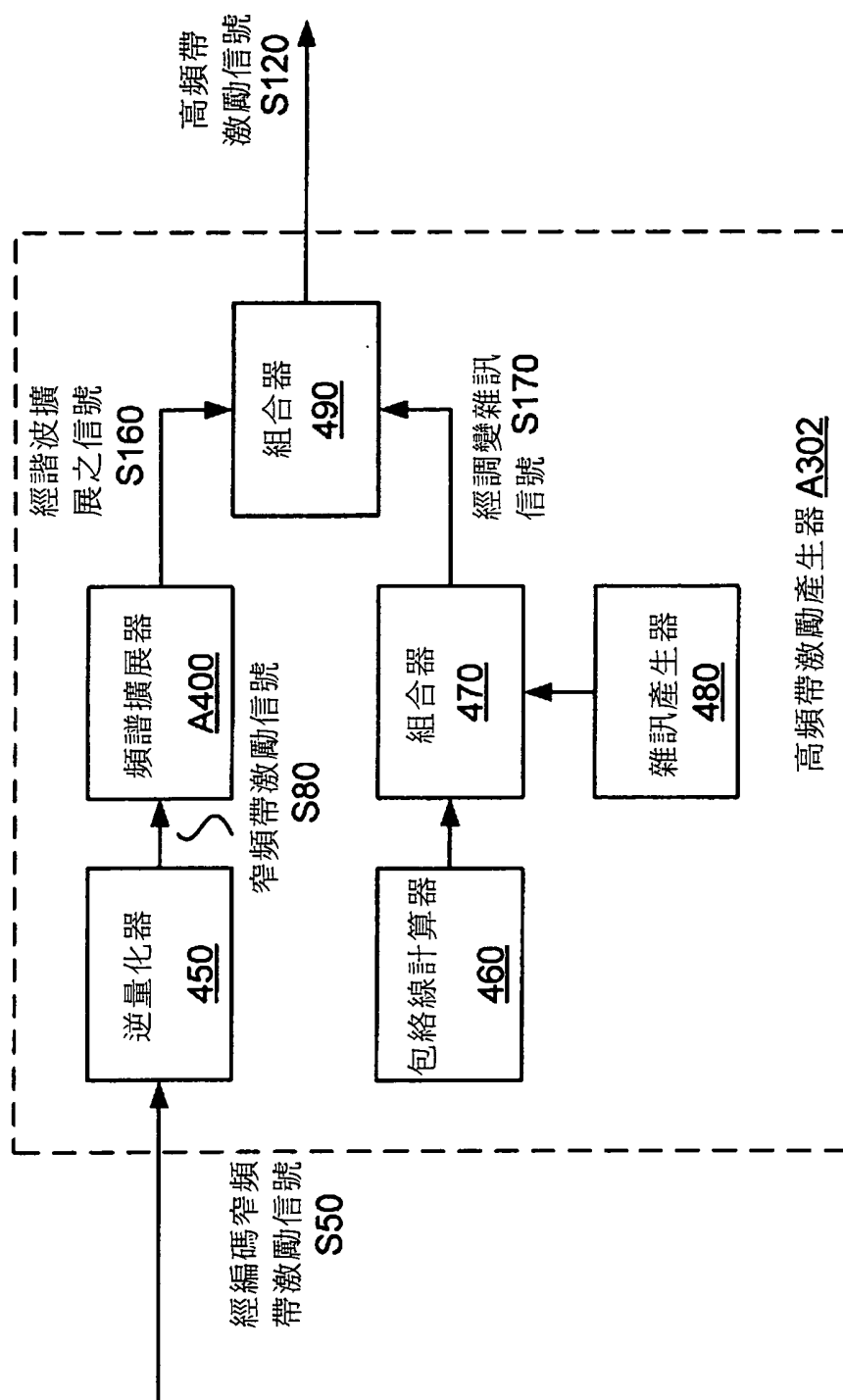


圖 11

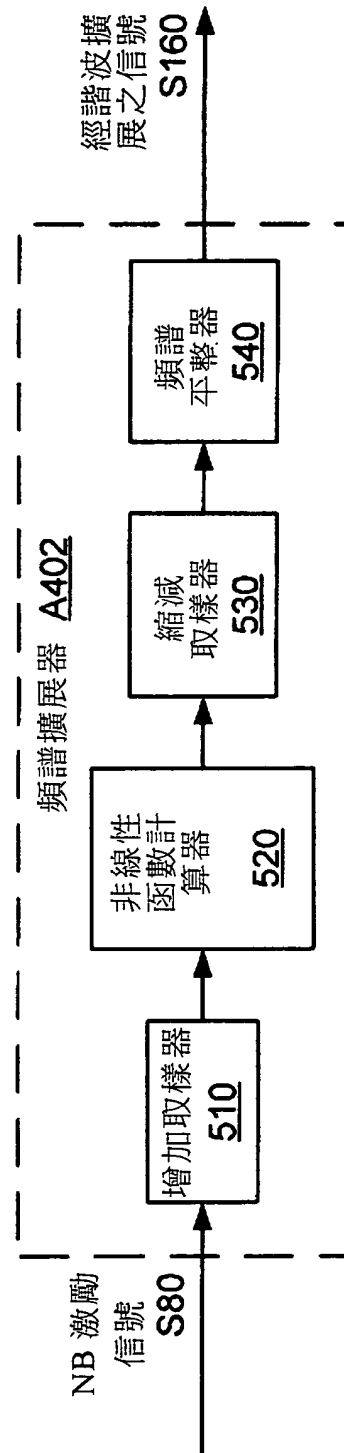


圖 12

98年10月6日修正替換頁

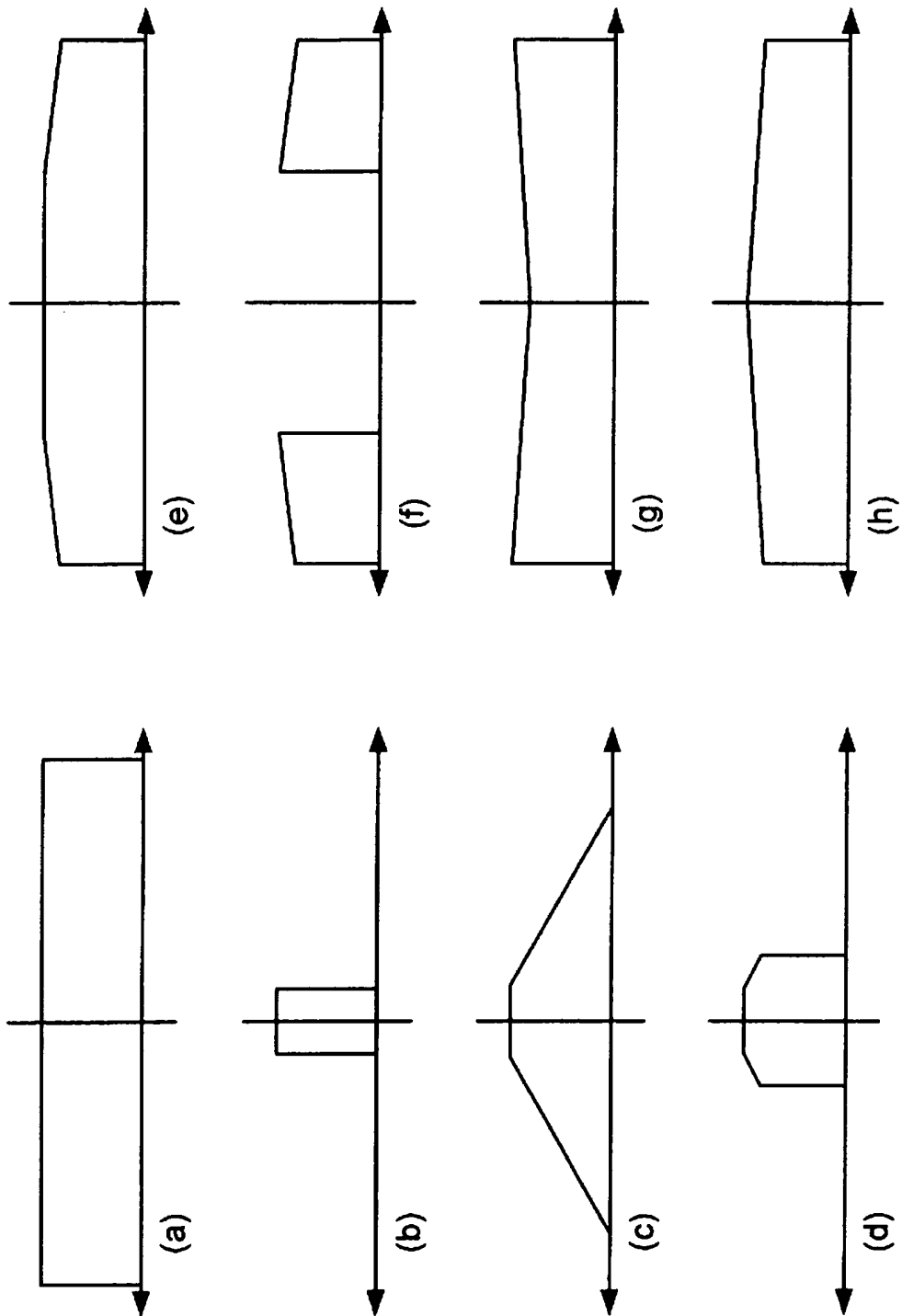


圖 12a

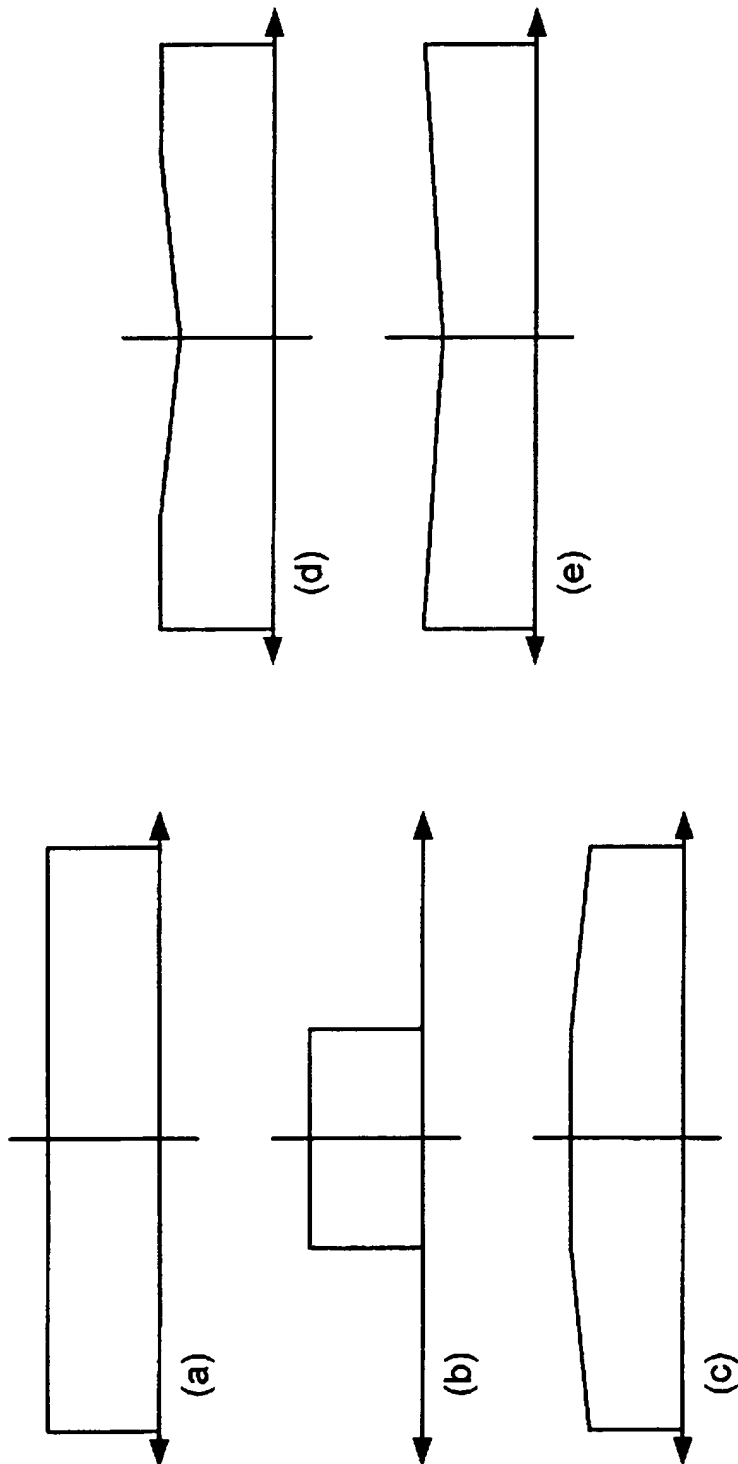


圖 12b

98年10月6日修正替換頁

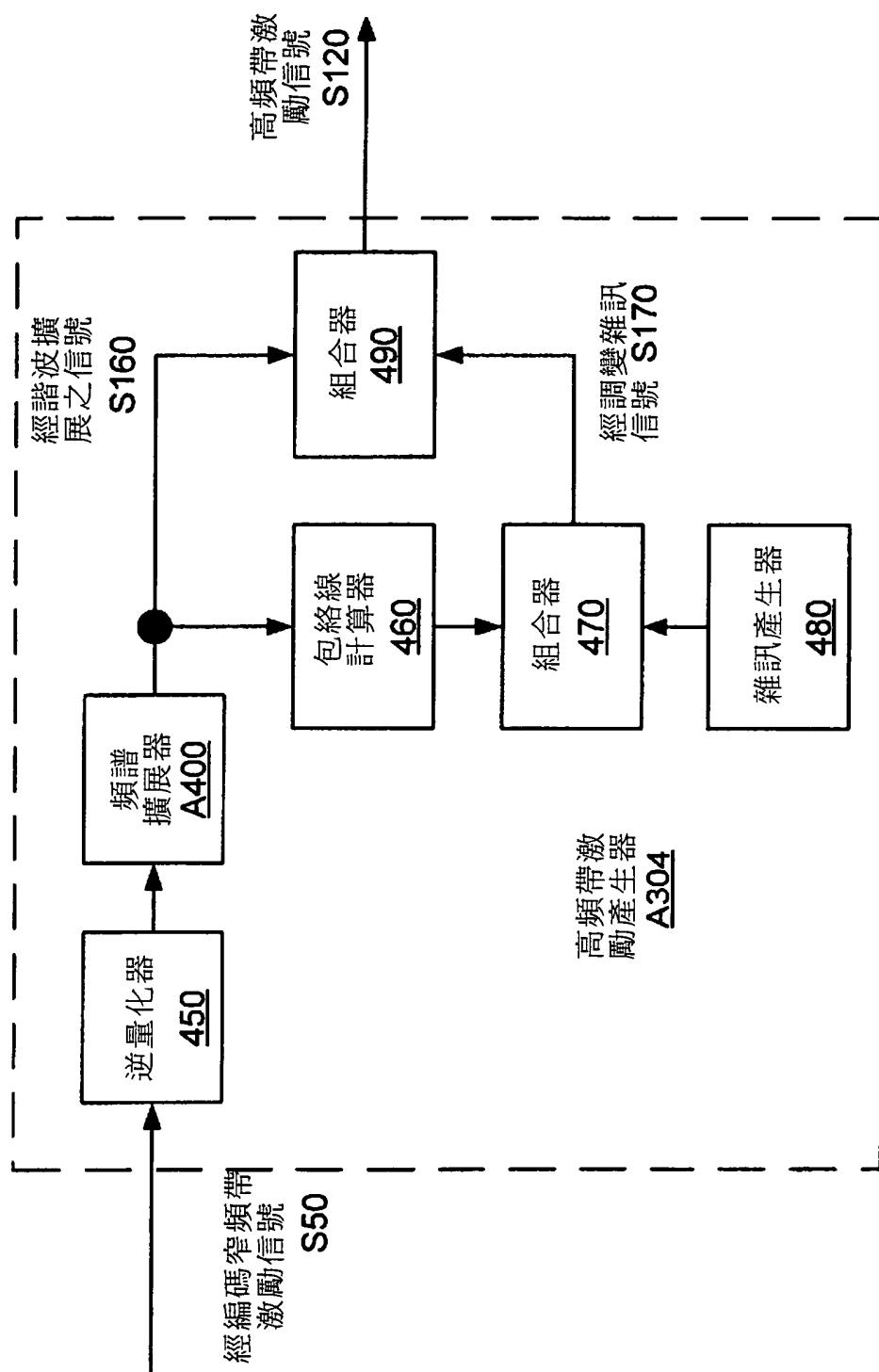


圖 13

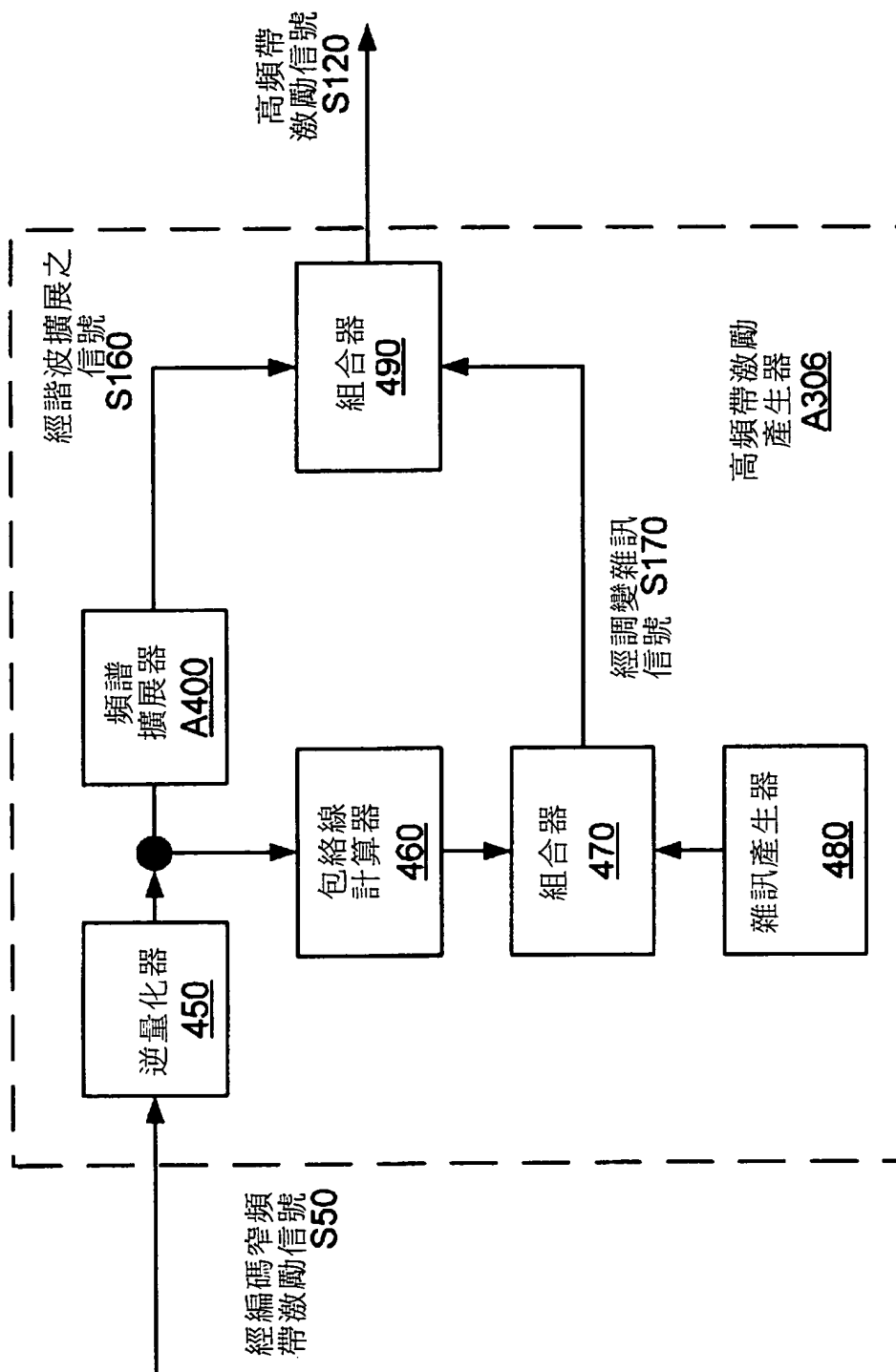


圖 14

98年10月6日修正替換頁

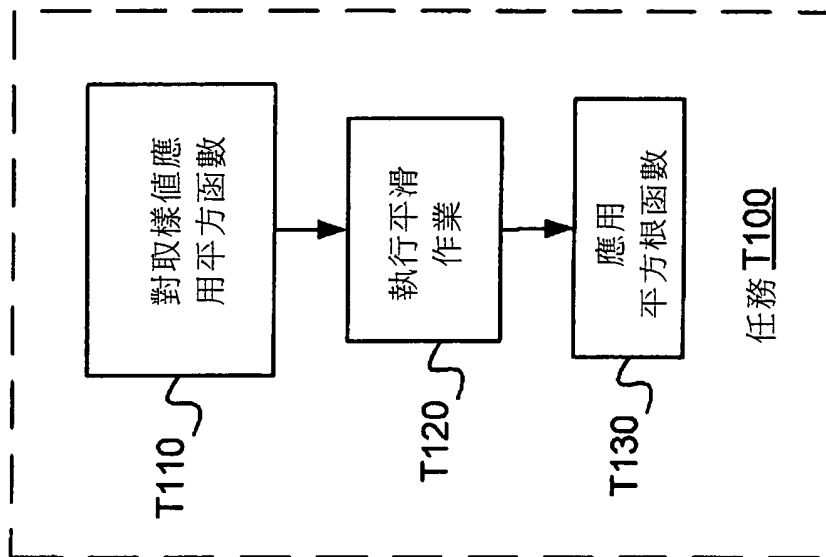


圖 15

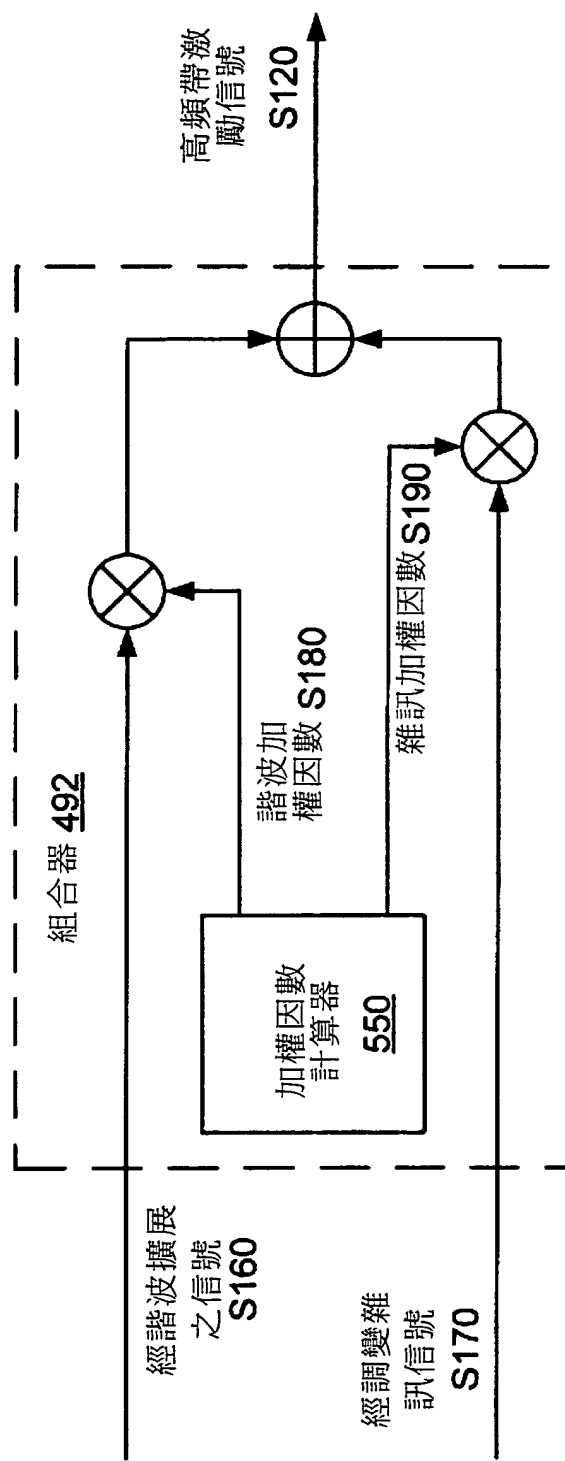


圖 16

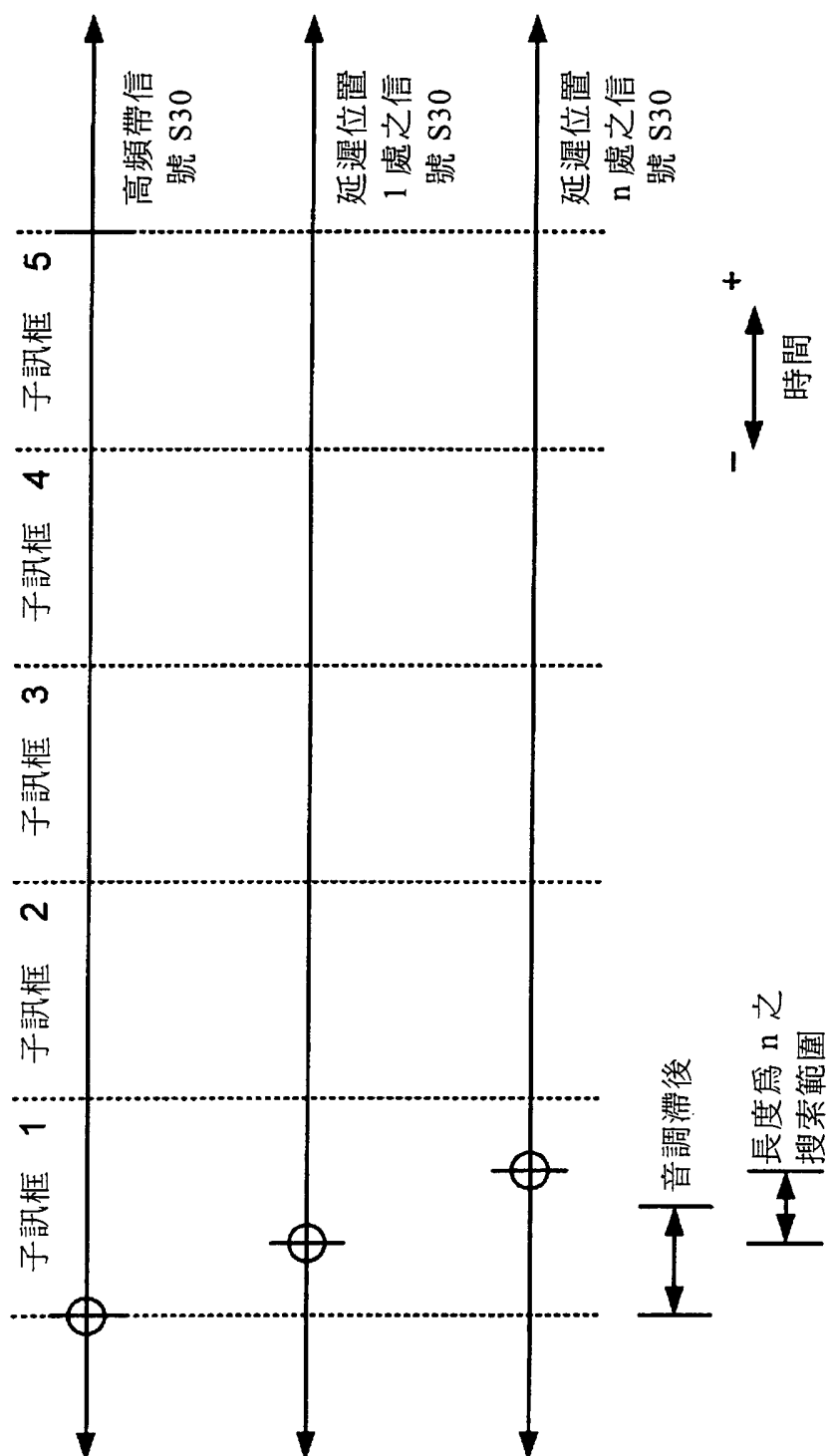


圖 17

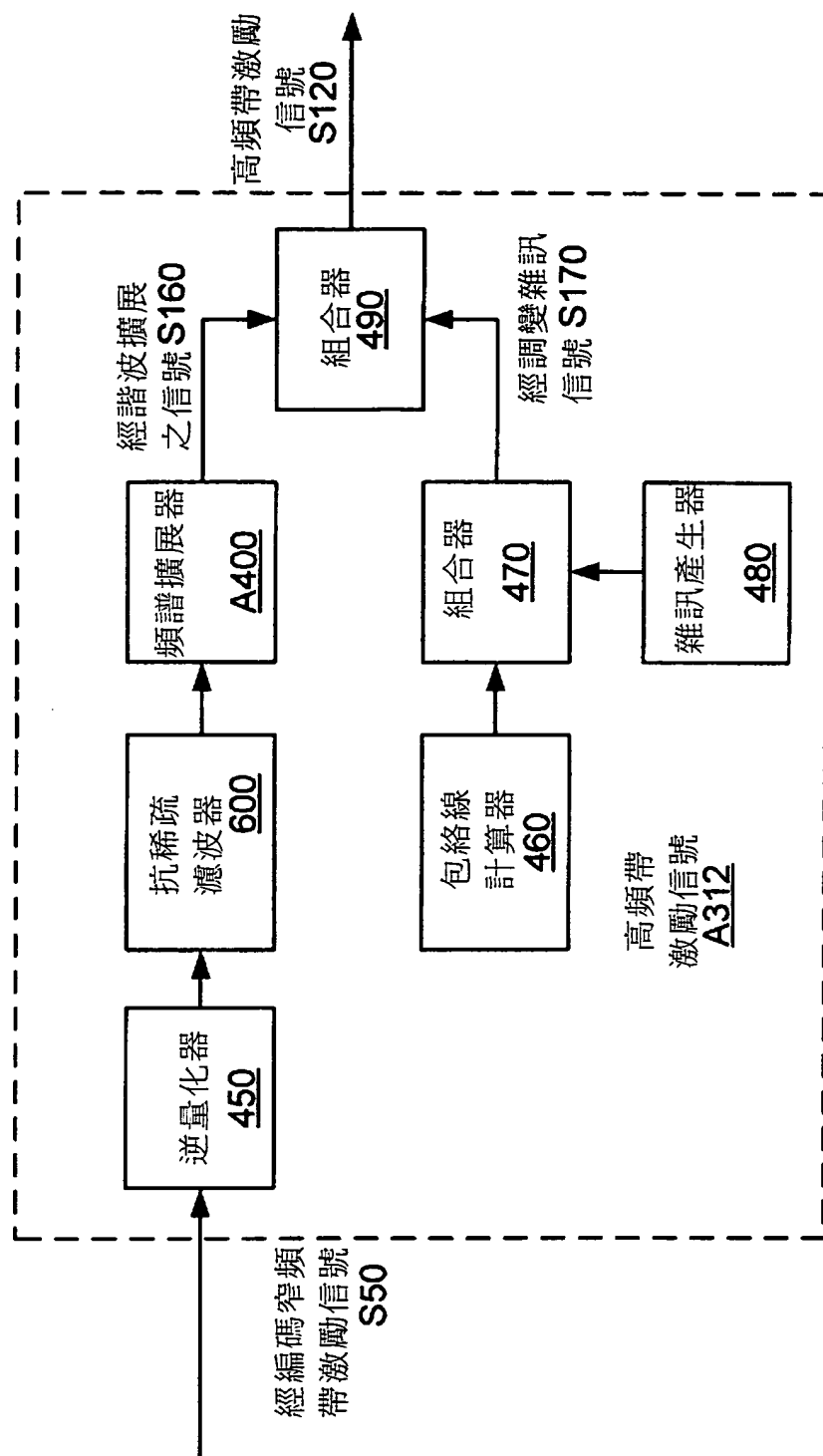


圖 18

98年10月6日修正替換頁

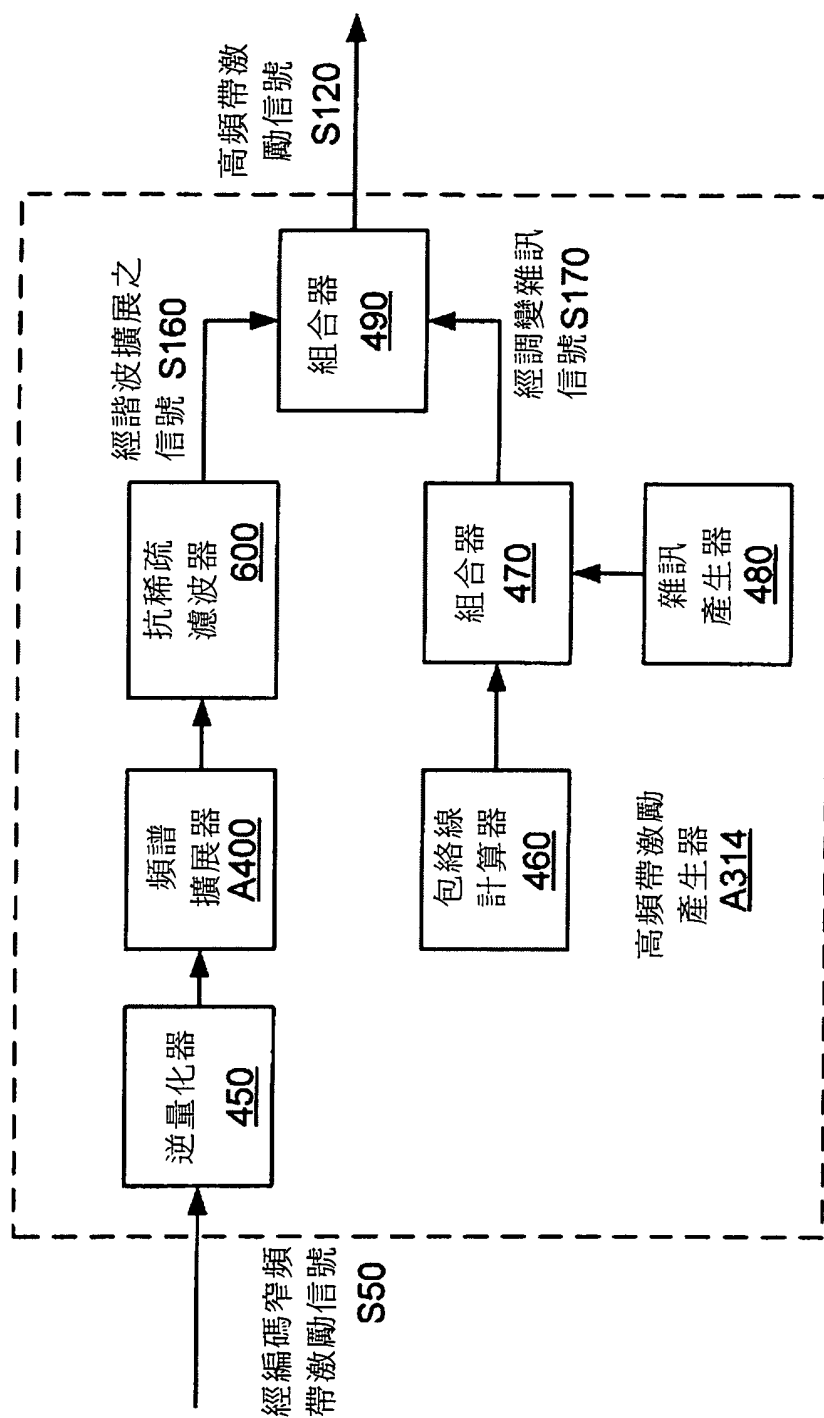


圖 19

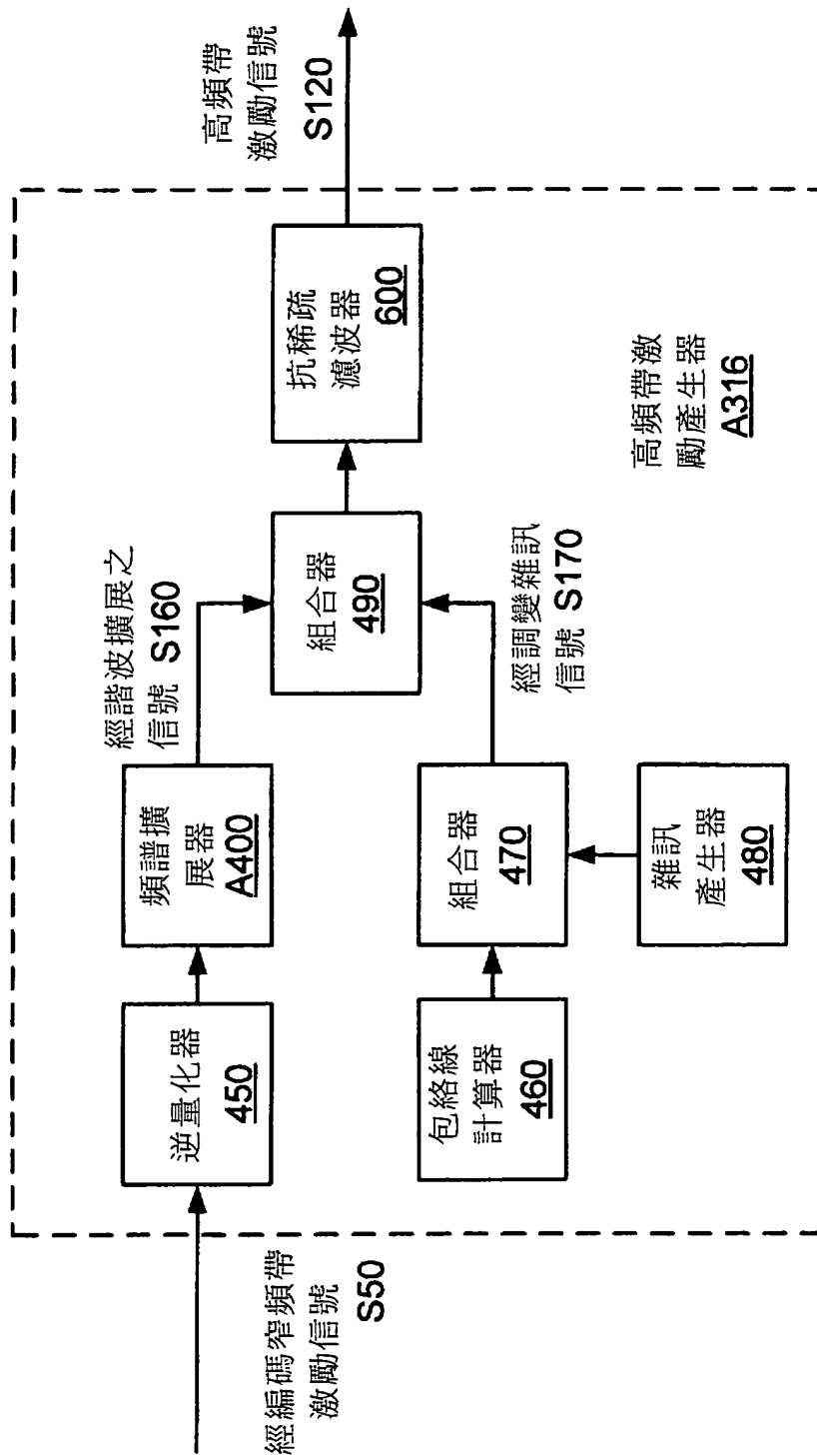


圖 20

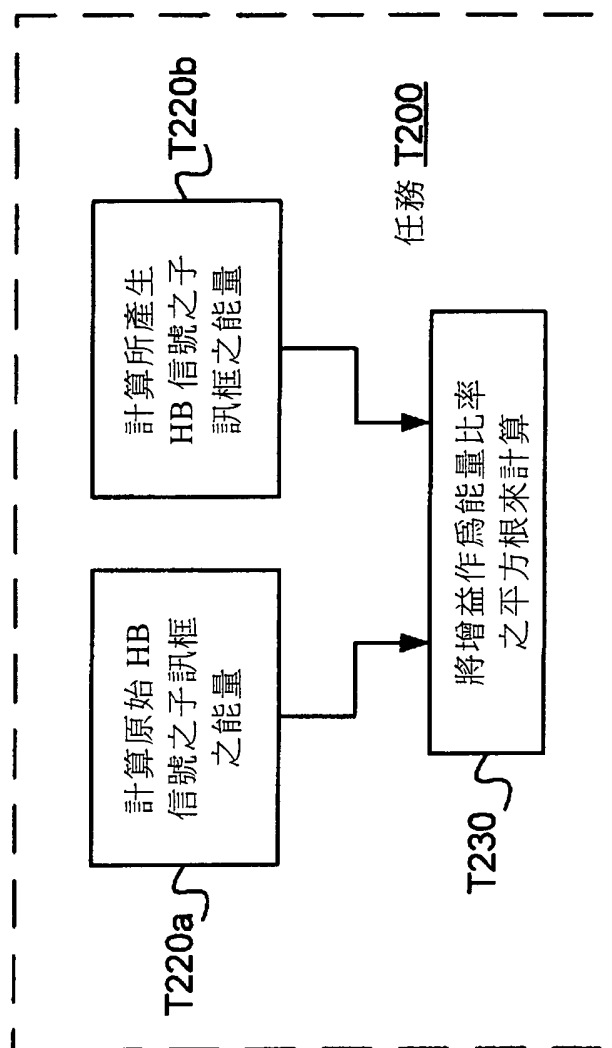


圖 21

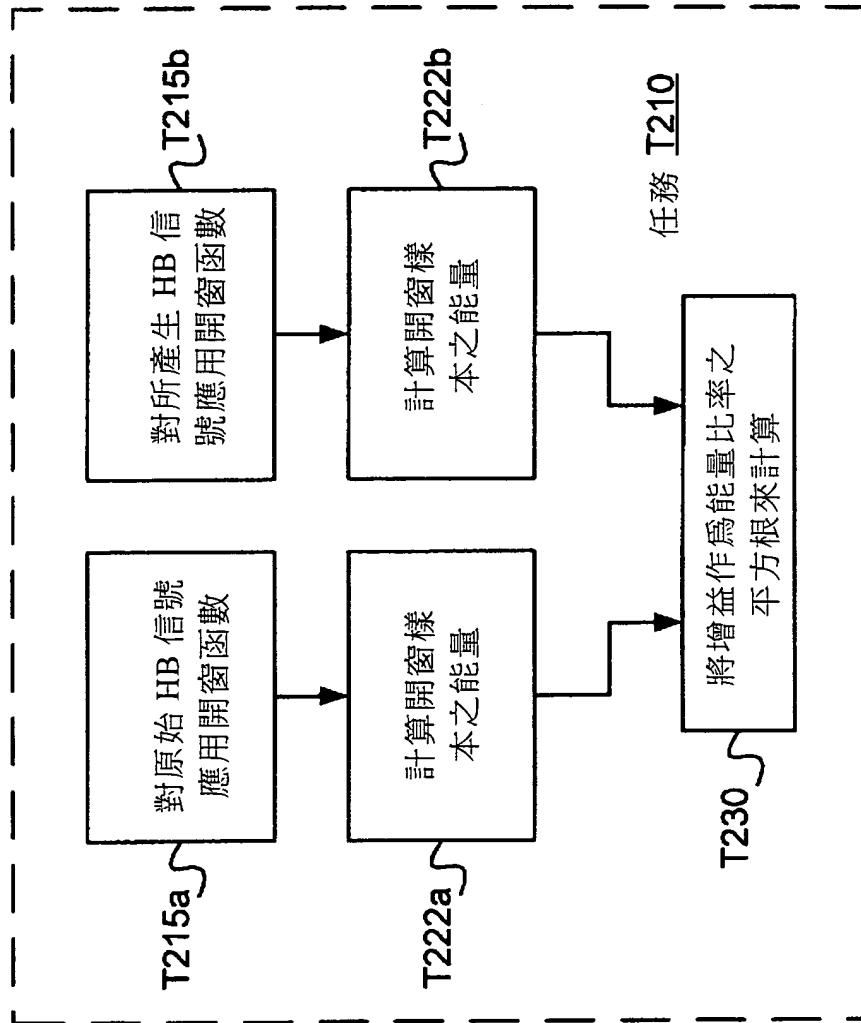


圖 22

98年10月6日修正替換頁

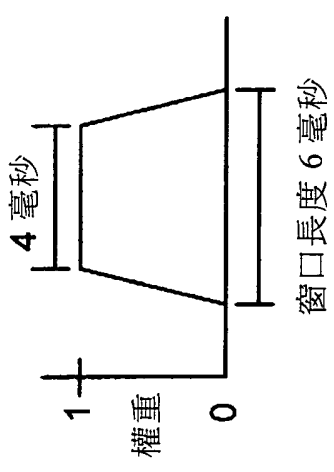


圖 23a

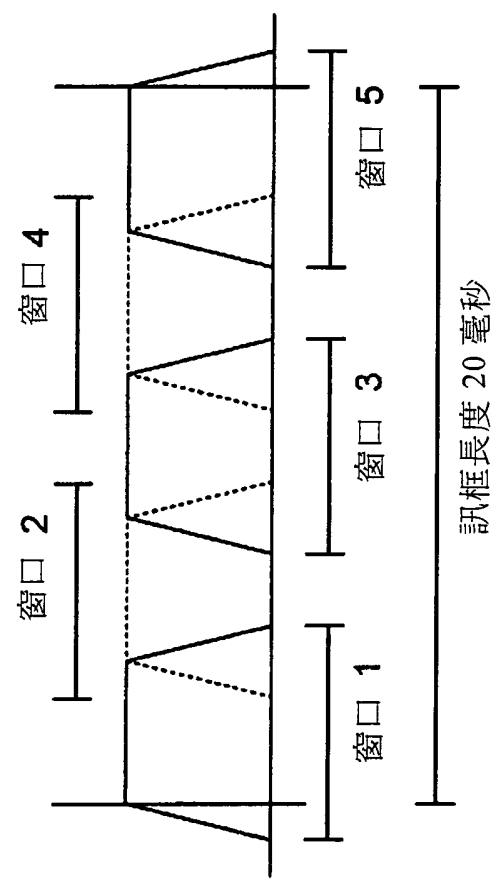


圖 23b

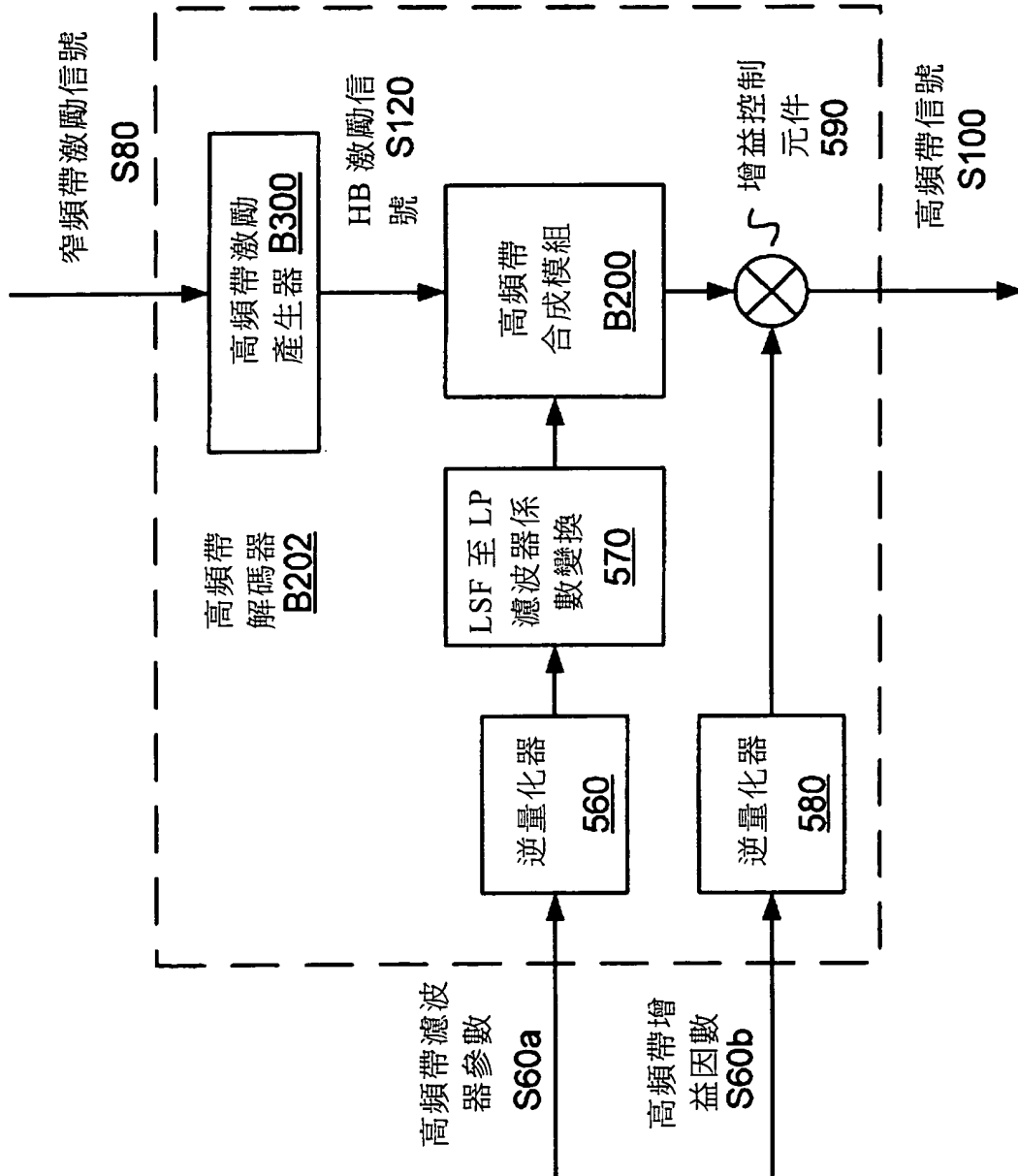


圖 24

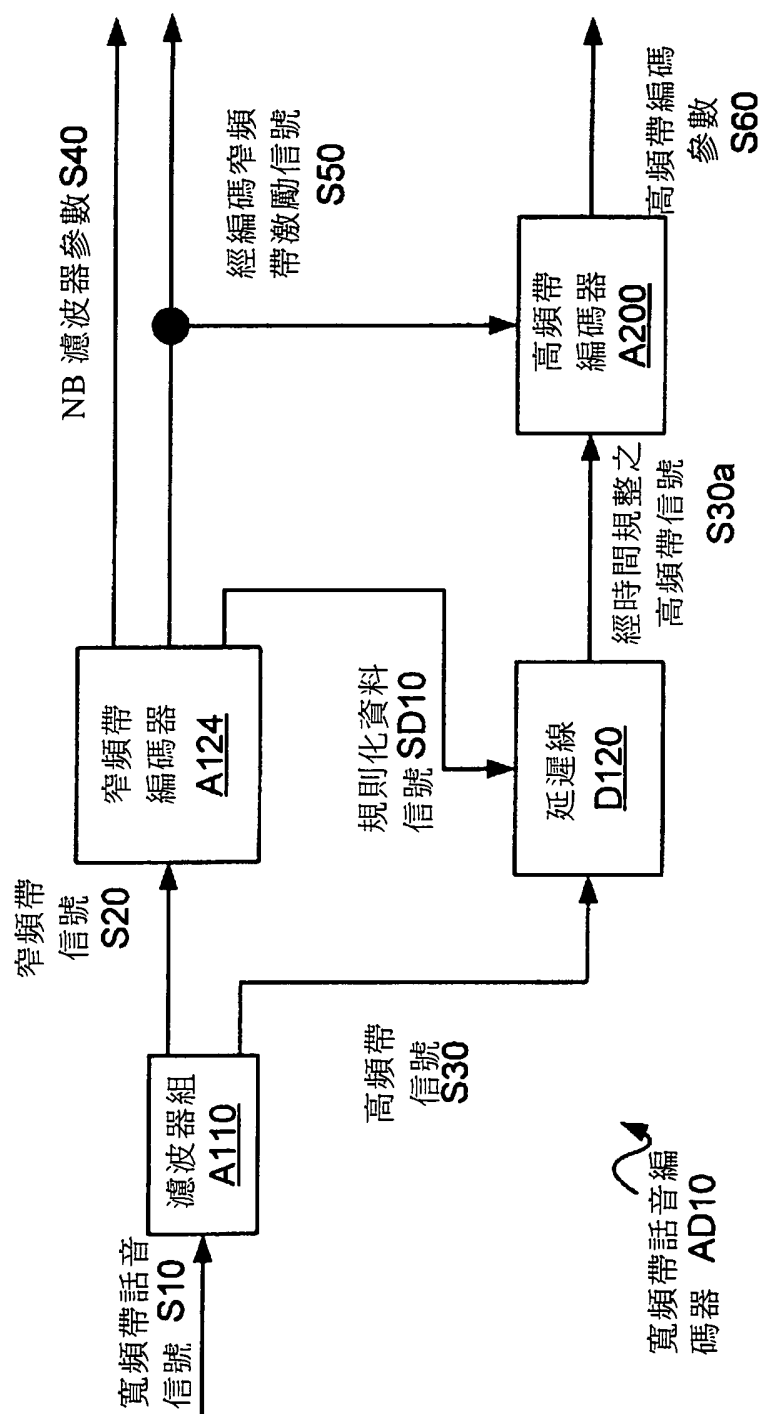


圖 25

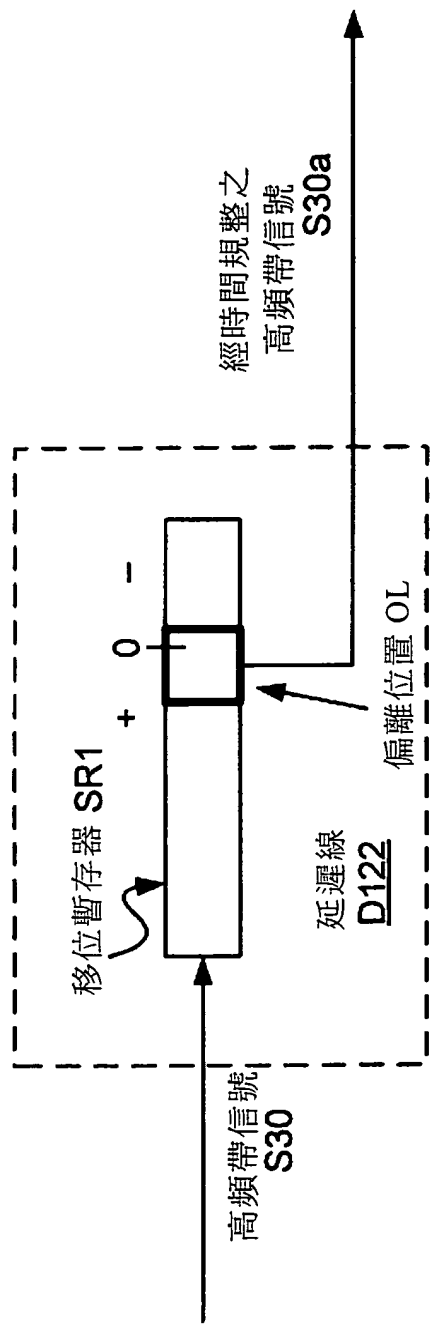


圖 26a

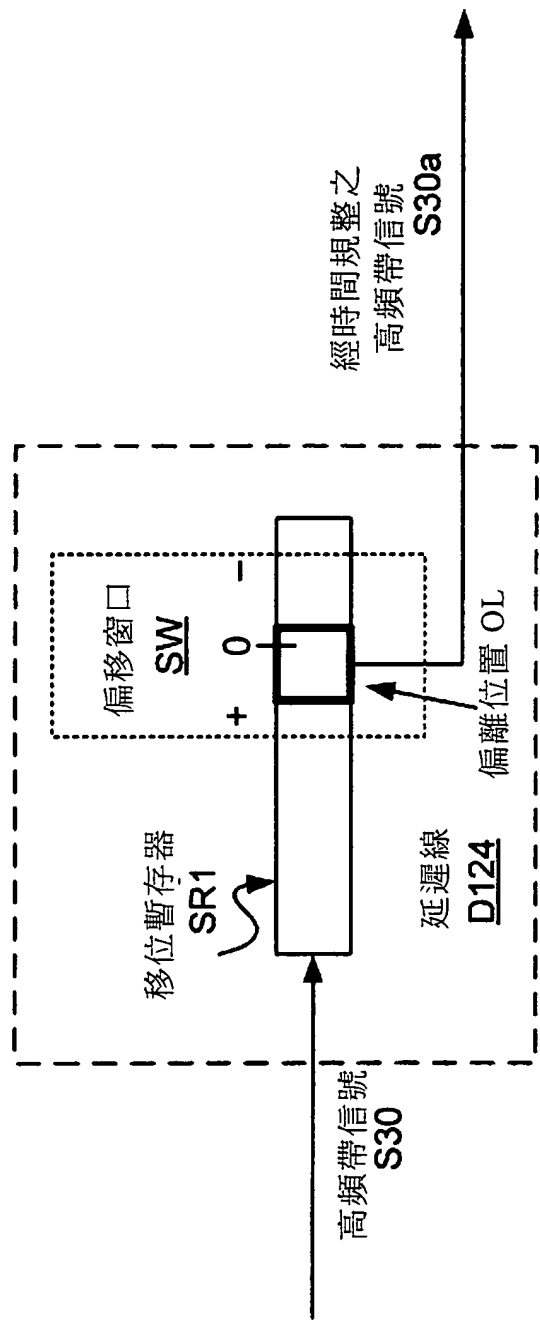


圖 26b

98年10月6 日修正替換頁

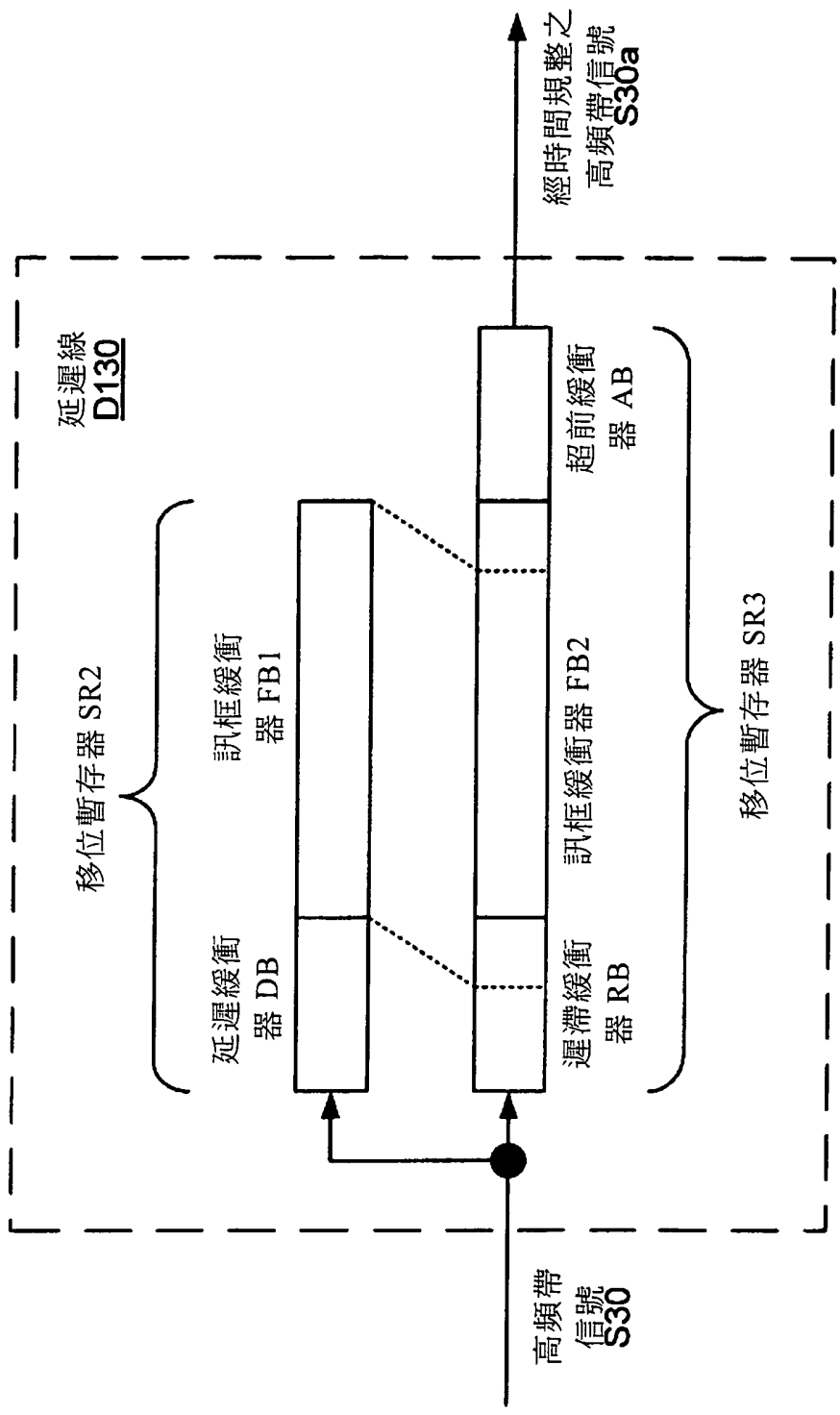


圖 27

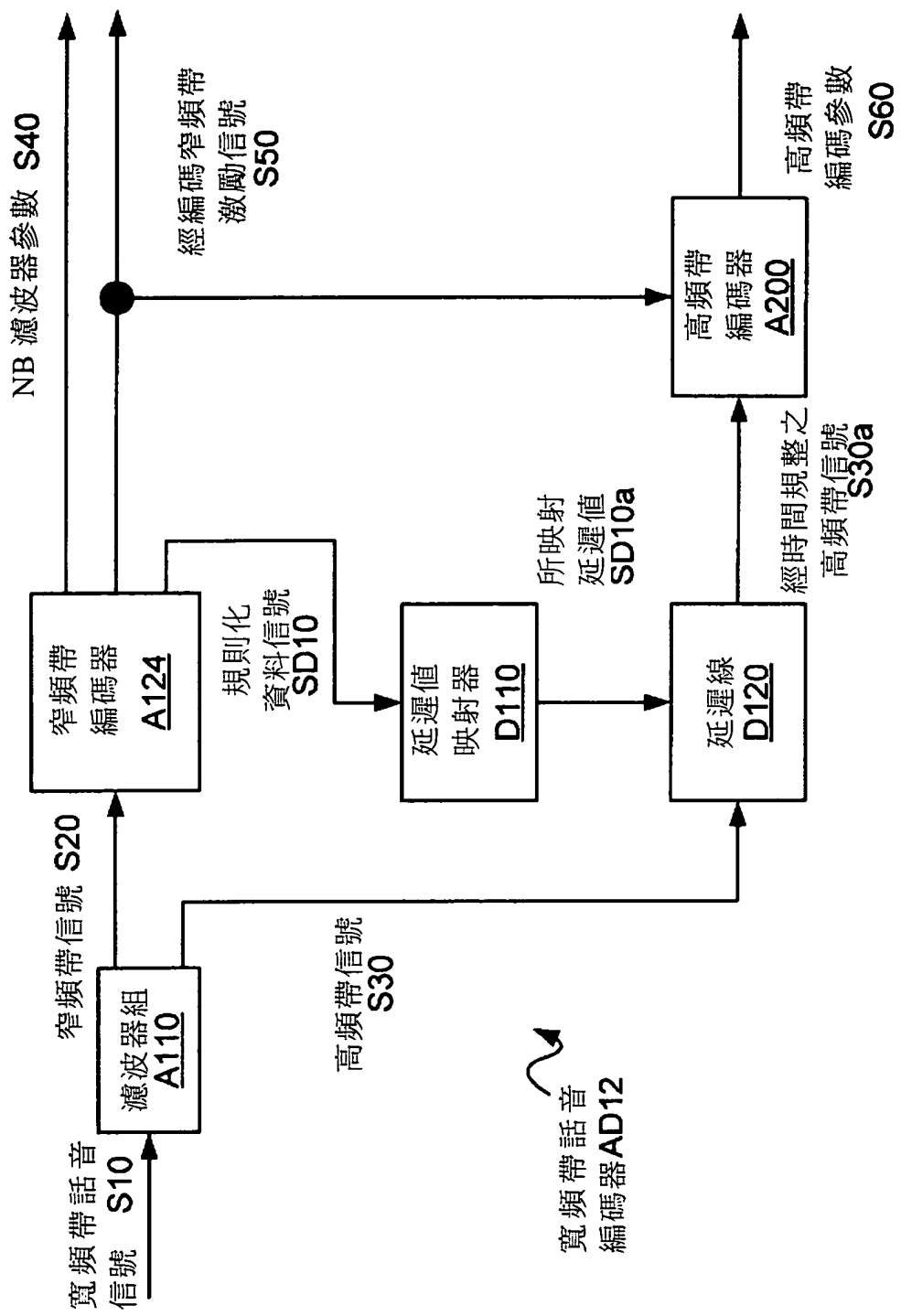


圖 28

98年10月6日修正替換頁

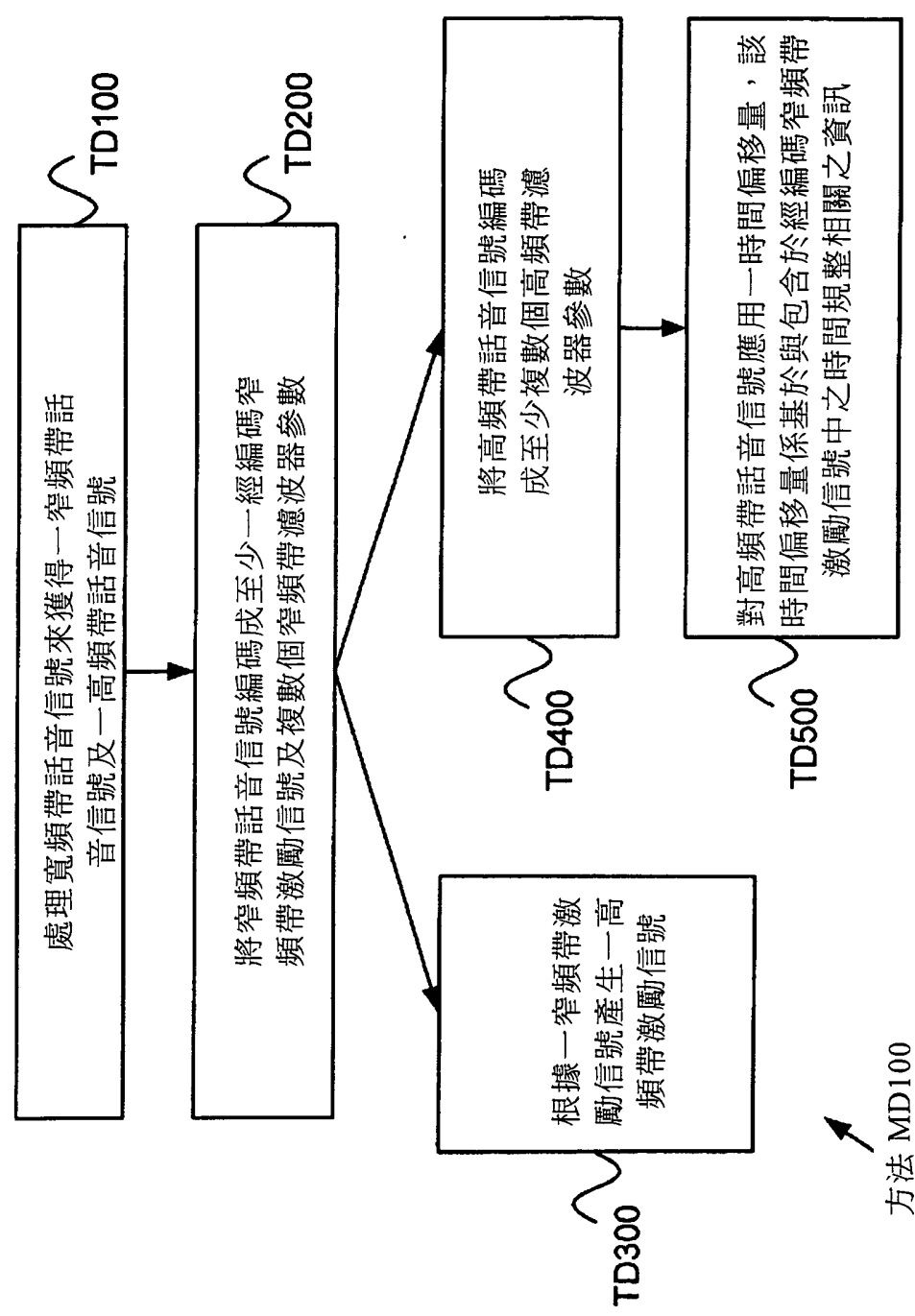


圖 29

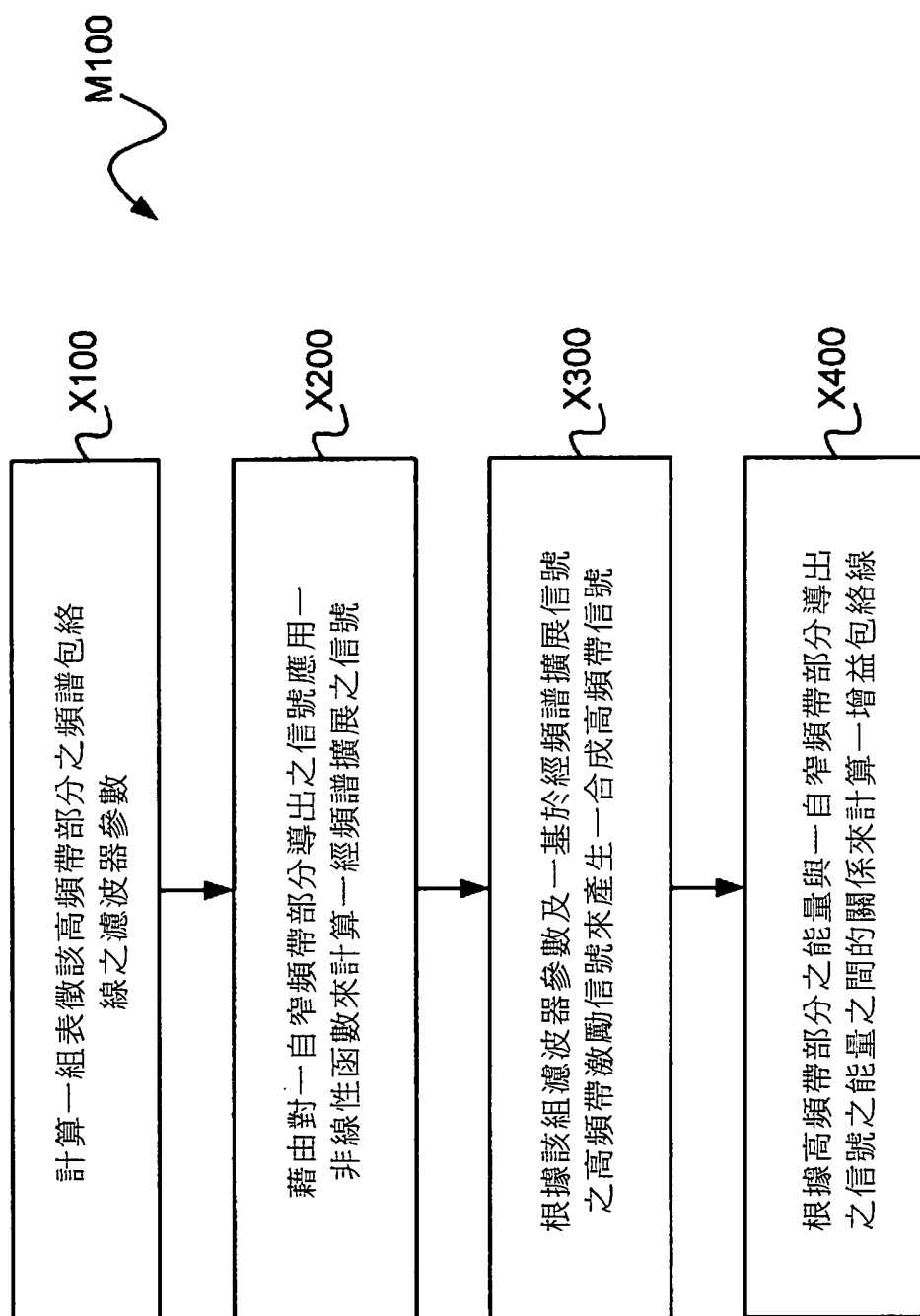


圖 30

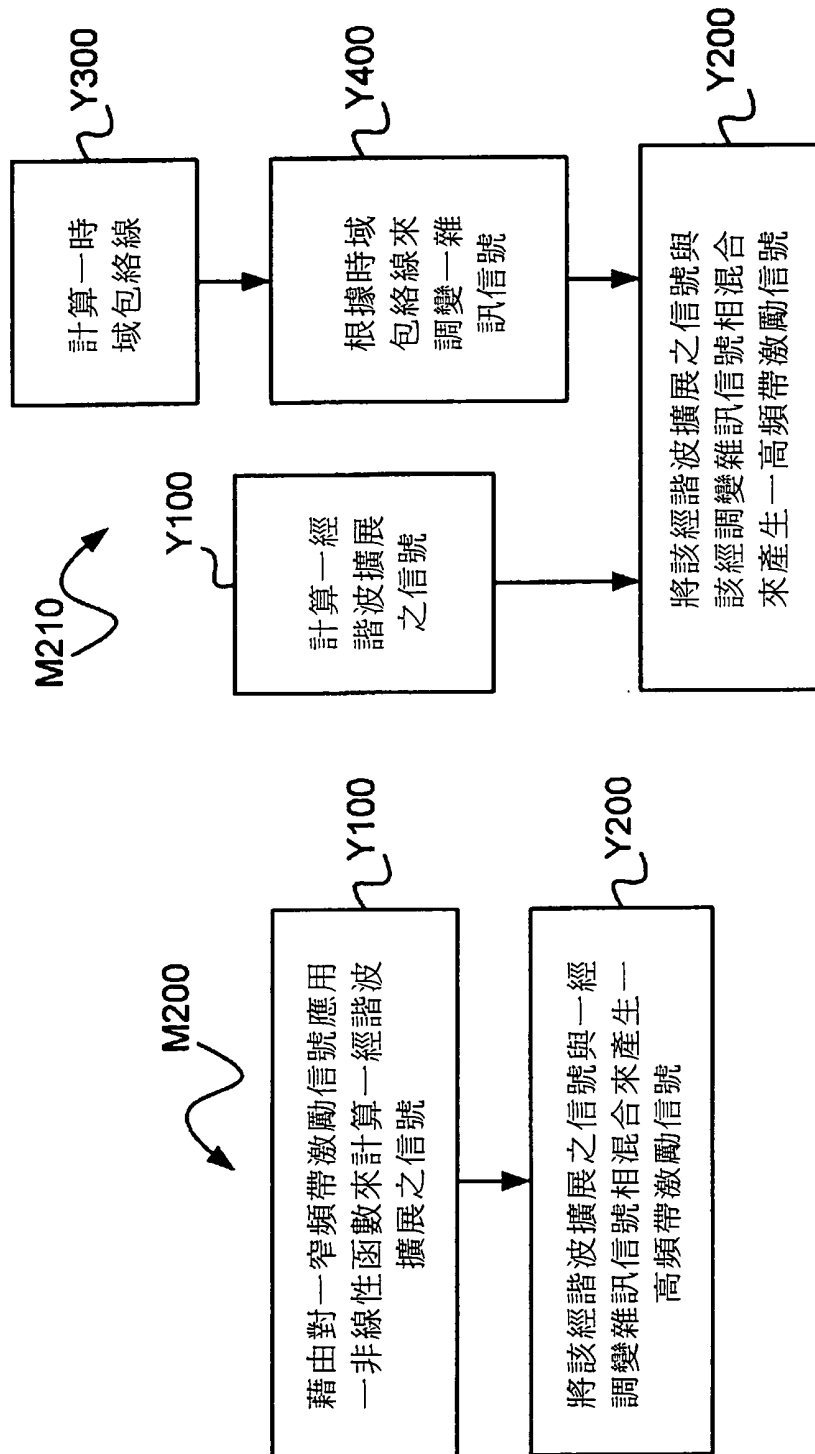


圖 31a

圖 31b

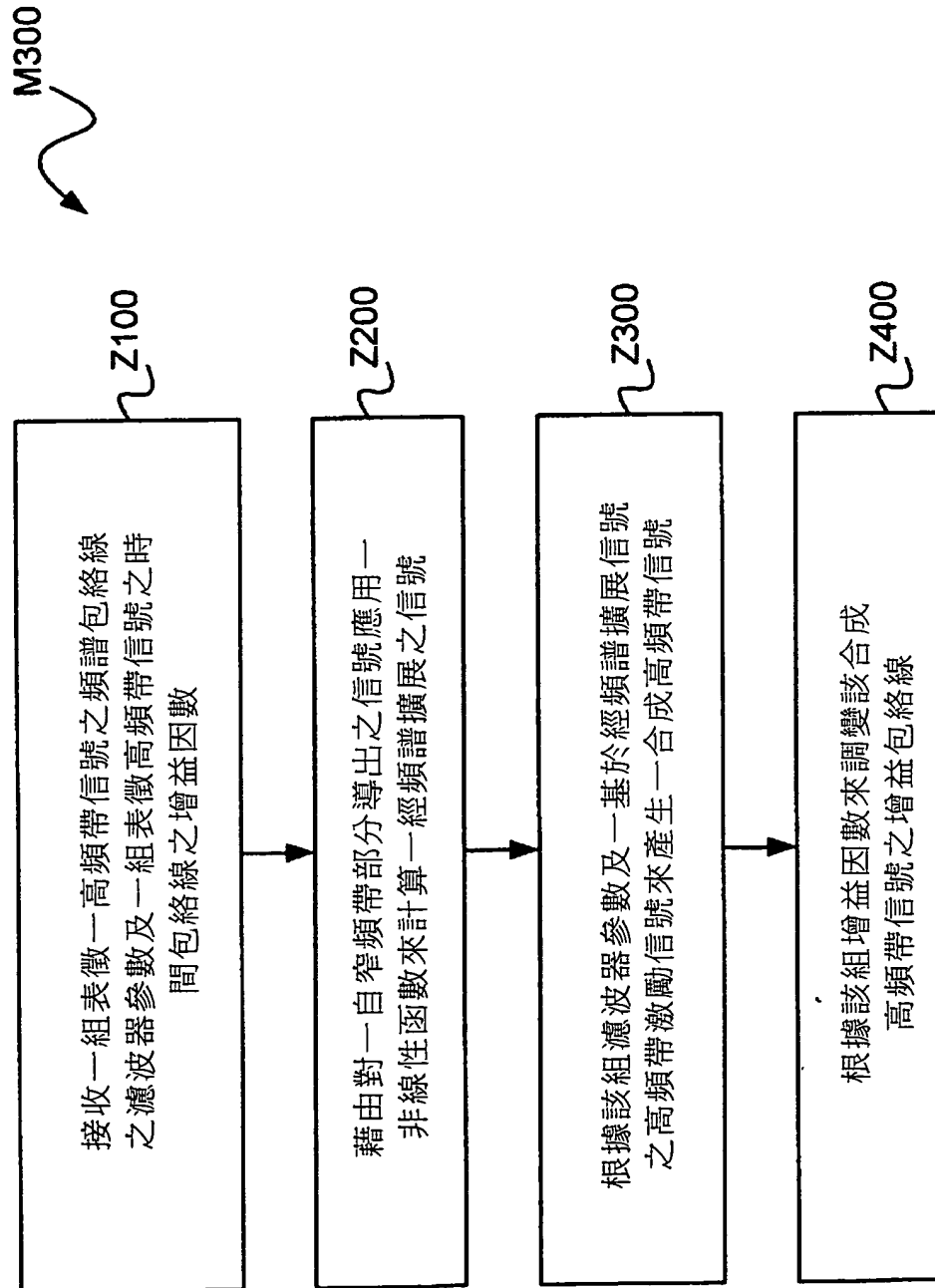


圖 32