



(21)申請案號：105117200

(22)申請日：中華民國 101 (2012) 年 02 月 17 日

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

G10L21/00 (2013.01)

(30)優先權：2011/02/18 日本

2011-033917

2011/09/29 日本

2011-215591

(71)申請人：N T T 都科摩股份有限公司 (日本) NTT DOCOMO, INC. (JP)

日本

(72)發明人：菊入圭 KIKUIRI, KEI (JP) ; 山口貴史 YAMAGUCHI, ATSUSHI (JP)

(74)代理人：林志剛

申請實體審查：有 申請專利範圍項數：2 項 圖式數：40 共 173 頁

(54)名稱

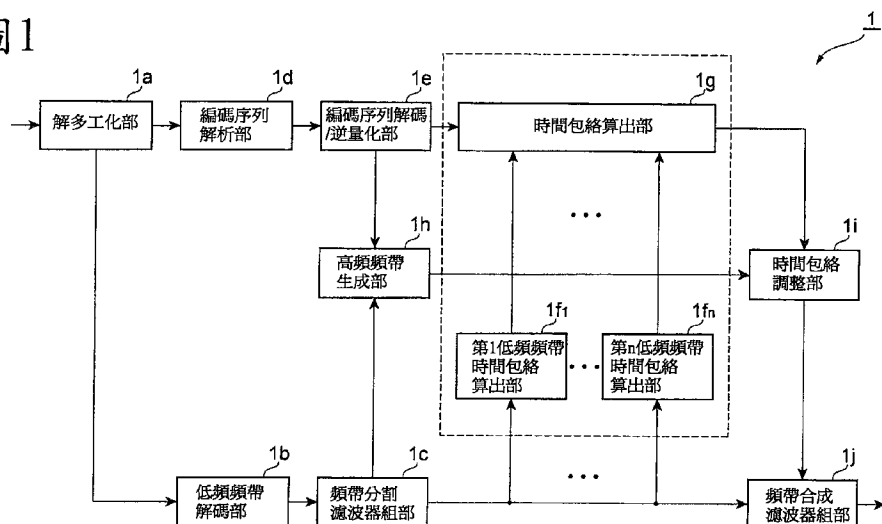
聲音解碼裝置及方法

(57)摘要

聲音解碼裝置(1)，係具備：解多工化部(1a)、低頻頻帶解碼部(1b)、頻帶分割濾波器組部(1c)、編碼序列解析部(1d)、編碼序列解碼/逆量化部(1e)、高頻頻帶生成部(1h)、取得複數低頻頻帶之時間包絡的低頻頻帶時間包絡算出部(1f₁~1f_n)、使用時間包絡資訊、及複數低頻頻帶之時間包絡而算出高頻頻帶之時間包絡的時間包絡算出部(1g)、使用已被時間包絡算出部(1g)所取得之時間包絡來調整高頻頻帶成分之時間包絡的時間包絡調整部(1i)、頻帶合成濾波器組部(1j)。

指定代表圖：

圖1



符號簡單說明：

- 1 . . . 聲音解碼裝置
- 1a . . . 解多工化部
- 1b . . . 低頻頻帶解碼部
- 1c . . . 頻帶分割濾波器組部
- 1d . . . 編碼序列解析部
- 1e . . . 逆量化部
- 1f1 . . . 第 1 低頻頻帶時間包絡算出部
- 1fn . . . 第 n 低頻頻帶時間包絡算出部
- 1g . . . 時間包絡算出部

- lh . . . 高頻頻帶生成部
- li . . . 時間包絡調整部
- lj . . . 頻帶合成濾波器組部

201637001

發明摘要

※申請案號：105117200

(由101105268分割)

※申請日：101年02月17日

※IPC分類：G10L 19/02 (2013.01)

【發明名稱】(中文/英文)

G10L 21/00 (2013.01)

聲音解碼裝置及方法

【中文】

聲音解碼裝置(1)，係具備：解多工化部(1a)、低頻頻帶解碼部(1b)、頻帶分割濾波器組部(1c)、編碼序列解析部(1d)、編碼序列解碼/逆量化部(1e)、高頻頻帶生成部(1h)、取得複數低頻頻帶之時間包絡的低頻頻帶時間包絡算出部(1f₁~1f_n)、使用時間包絡資訊、及複數低頻頻帶之時間包絡而算出高頻頻帶之時間包絡的時間包絡算出部(1g)、使用已被時間包絡算出部(1g)所取得之時間包絡來調整高頻頻帶成分之時間包絡的時間包絡調整部(1i)、頻帶合成濾波器組部(1j)。

【英文】

【代表圖】

【本案指定代表圖】：第(1)圖。

【本代表圖之符號簡單說明】：

1：聲音解碼裝置

1a：解多工化部

1b：低頻頻帶解碼部

1c：頻帶分割濾波器組部

1d：編碼序列解析部

1e：逆量化部

1f1：第1低頻頻帶時間包絡算出部

1fn：第n低頻頻帶時間包絡算出部

1g：時間包絡算出部

1h：高頻頻帶生成部

1i：時間包絡調整部

1j：頻帶合成濾波器組部

【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

(本說明書格式、順序，請勿任意更動)

【發明名稱】(中文/英文)

聲音解碼裝置及方法

【技術領域】

本發明係有關於聲音解碼裝置、聲音編碼裝置、聲音解碼方法、聲音編碼方法、聲音解碼程式、及聲音編碼程式。

【先前技術】

利用聽覺心理而摘除人類知覺上所不必要之資訊以將訊號之資料量壓縮成數十分之一的聲音音響編碼技術，是在訊號的傳輸及積存上極為重要的技術。作為被廣泛利用的知覺性音訊編碼技術的例子，可舉例如已被 ISO/IEC MPEG (Moving Picture Experts Group) 所標準化的 MPEG4 AAC (Advanced Audio Coding) 等。

又，作為更加提升聲音編碼之性能、以低位元速率獲得高聲音品質的方法，使用聲音的低頻成分來生成高頻成分的頻帶擴充技術，近年來是被廣泛利用。該頻帶擴充技術的代表性例子係為 MPEG4 AAC 中所利用的 SBR (Spectral Band Replication) 技術。在此種 SBR 中，對於藉由 QMF (Quadrature Mirror Filter) 濾波器組而被轉換成頻率領域的訊號，藉由進行從低頻頻帶往高頻頻帶的

頻譜係數之複寫，以生成高頻成分之後，藉由調整已被複寫之係數的頻譜包絡和調性（tonality），以進行高頻成分的調整。以下，將頻譜包絡與調性的調整，稱作「頻率包絡之調整」。此種利用頻帶擴充技術的聲音編碼方式，係僅使用少量的輔助資訊就能再生出訊號的高頻成分，因此對於聲音編碼的低位元速率化，是有效的。

此處，在以 SBR 為代表的頻率領域上的頻帶擴充技術中，藉由對於頻率領域中所展現的頻譜係數，進行頻率包絡之調整，將演說訊號或拍手音、響板音這類時間包絡變化較大的聲音訊號進行編碼之際，則在解碼訊號中，有時候會有稱作前回聲或後回聲的殘響狀之雜音被感覺出來。此問題係起因於，在調整處理的過程中，高頻成分的時間包絡會變形，許多情況下會變成比調整前還平坦的形狀所造成。因調整處理而變得平坦的高頻成分的時間包絡，係與編碼前的原訊號中的高頻成分之時間包絡不一致，而成為前回聲・後回聲之原因。

作為對該問題的解決法，係有如下的方法為人所知（參照下記專利文獻 1）。亦即，取得頻率領域訊號的每一時槽的低頻成分之功率，從已取得之功率，抽出時間包絡資訊，將所抽出的時間包絡資訊，以輔助資訊進行調整後，重疊至實施過頻率包絡之調整處理的高頻成分的方法。以下，將上記方法稱作「時間包絡變形手法」。藉此，將解碼訊號的時間包絡調整成失真較少的形狀，確認可以獲得改善了前回聲、後回聲的再生訊號。

〔 先前技術文獻 〕

〔 專利文獻 〕

〔 專利文獻 1 〕 國際公開 2010/114123 號公報

【發明內容】

〔 發明所欲解決之課題 〕

此處，上記專利文獻 1 中所記載之時間包絡變形手法中，是在以已被輸入之多工化位元串流為基礎而獲得之僅含低頻成分的解碼訊號被獲得後，從該解碼訊號獲得 QMF 領域之訊號。然後，從 QMF 領域之訊號取得時間包絡資訊，使用參數而將該時間包絡資訊再予調整後，使用調整後的時間包絡資訊，以高頻成分的 QMF 領域之訊號為對象而實施時間包絡變形處理。

然而，在上記的時間包絡變形手法中，由於是使用從低頻成分的 QMF 領域之訊號所獲得之時間的函數亦即單一之時間包絡資訊來進行時間包絡變形的處理，因此該當低頻成分的時間包絡與高頻成分的時間包絡的相關性不夠時，時間包絡的波形調整會有困難。其結果為，會有解碼訊號中的前回聲及後回聲未被充分改善之傾向。

於是，本發明係有鑑於所述課題而研發，其目的在提供一種聲音解碼裝置、聲音編碼裝置、聲音解碼方法、聲音編碼方法、聲音解碼程式、及聲音編碼程式，藉由將解碼訊號中的時間包絡調整成失真較少的形狀，而可獲得前回聲及後回聲有被充分改善的再生訊號。

〔用以解決課題之手段〕

爲了解決上記課題，本發明之一側面所述之解碼裝置，係屬於將聲音訊號所編碼而成之編碼序列予以解碼的聲音解碼裝置，具備：解多工化手段，係將編碼序列，解多工化成爲低頻頻帶編碼序列與高頻頻帶編碼序列；和低頻頻帶解碼手段，係將已被解多工化手段進行解多工化的低頻頻帶編碼序列加以解碼，以獲得低頻頻帶訊號；和頻率轉換手段，係將已被低頻頻帶解碼手段所得到之低頻頻帶訊號，轉換成頻率領域；和高頻頻帶編碼序列解析手段，係將已被解多工化手段進行解多工化的高頻頻帶編碼序列加以解析，取得已被編碼之高頻頻帶生成用輔助資訊及時間包絡資訊；和編碼序列解碼逆量化手段，係將已被高頻頻帶編碼序列解析手段所取得的高頻頻帶生成用輔助資訊及時間包絡資訊，進行解碼及逆量化；和高頻頻帶生成手段，係根據已被頻率轉換手段轉換成頻率領域的低頻頻帶訊號，使用已被編碼序列解碼逆量化手段所解碼之高頻頻帶生成用輔助資訊，生成聲音訊號的頻率領域之高頻頻帶成分；和第 1～第 N（N 係 2 以上之整數）低頻頻帶時間包絡算出手段，係將已被頻率轉換手段轉換成頻率領域的低頻頻帶訊號進行分析，取得複數低頻頻帶之時間包絡；和時間包絡算出手段，係使用已被編碼序列解碼逆量化手段所取得到的時間包絡資訊、及已被低頻頻帶時間包絡算出手段所取得到的複數之低頻頻帶之時間包絡，而

算出高頻頻帶之時間包絡；和時間包絡調整手段，係使用已被時間包絡算出手段所取得之時間包絡，來調整已被高頻頻帶生成手段所生成之高頻頻帶成分的時間包絡；和逆頻率轉換手段，係將已被時間頻率包絡調整手段所調整之高頻頻帶成分，和已被低頻頻帶解碼手段所解碼之低頻頻帶訊號，進行加算，輸出含有全頻帶成分的時間領域訊號。

或者，另一側面所述之解碼裝置，係屬於將聲音訊號所編碼而成之編碼序列予以解碼的聲音解碼裝置，具備：解多工化手段，係將編碼序列，解多工化成爲低頻頻帶編碼序列與高頻頻帶編碼序列；和低頻頻帶解碼手段，係將已被解多工化手段進行解多工化的低頻頻帶編碼序列加以解碼，以獲得低頻頻帶訊號；和頻率轉換手段，係將已被低頻頻帶解碼手段所得之低頻頻帶訊號，轉換成頻率領域；和高頻頻帶編碼序列解析手段，係將已被解多工化手段進行解多工化的高頻頻帶編碼序列加以解析，取得已被編碼之高頻頻帶生成用輔助資訊、頻率包絡資訊、及時間包絡資訊；和編碼序列解碼逆量化手段，係將已被高頻頻帶編碼序列解析手段所取得的高頻頻帶生成用輔助資訊、頻率包絡資訊、及時間包絡資訊，進行解碼及逆量化；和高頻頻帶生成手段，係根據已被頻率轉換手段轉換成頻率領域的低頻頻帶訊號，使用已被編碼序列解碼逆量化手段所解碼之高頻頻帶生成用輔助資訊，生成聲音訊號的頻率領域之高頻頻帶成分；和第 1～第 N（N 係 2 以上

之整數) 低頻頻帶時間包絡算出手段，係將已被頻率轉換手段轉換成頻率領域的低頻頻帶訊號進行分析，取得複數低頻頻帶之時間包絡；和時間包絡算出手段，係使用已被編碼序列解碼逆量化手段所取得到的時間包絡資訊、及已被低頻頻帶時間包絡算出手段所取得到的複數之低頻頻帶之時間包絡，而算出高頻頻帶之時間包絡；和頻率包絡重疊手段，係將已被編碼序列解碼逆量化手段所取得到的頻率包絡資訊，重疊至高頻頻帶之時間包絡以取得時間頻率包絡；和時間頻率包絡調整手段，係使用已被時間包絡算出手段所取得之時間包絡、及已被頻率包絡重疊手段所取得之時間頻率包絡，來調整已被高頻頻帶生成手段所生成之高頻頻帶成分的時間包絡與頻率包絡；和逆頻率轉換手段，係將已被時間頻率包絡調整手段所調整之高頻頻帶成分，和已被低頻頻帶解碼手段所解碼之低頻頻帶訊號，進行加算，輸出含有全頻帶成分的時間領域訊號。

或者，另一側面所述之解碼裝置，係屬於將聲音訊號所編碼而成之編碼序列予以解碼的聲音解碼裝置，具備：解多工化手段，係將編碼序列，解多工化成爲低頻頻帶編碼序列與高頻頻帶編碼序列；和低頻頻帶解碼手段，係將已被解多工化手段進行解多工化的低頻頻帶編碼序列加以解碼，以獲得低頻頻帶訊號；和頻率轉換手段，係將已被低頻頻帶解碼手段所得到之低頻頻帶訊號，轉換成頻率領域；和高頻頻帶編碼序列解析手段，係將已被解多工化手段進行解多工化的高頻頻帶編碼序列加以解析，取得已被

編碼之高頻頻帶生成用輔助資訊、頻率包絡資訊、及時間包絡資訊；和編碼序列解碼逆量化手段，係將已被高頻頻帶編碼序列解析手段所取得到的高頻頻帶生成用輔助資訊、頻率包絡資訊、及時間包絡資訊，進行解碼及逆量化；和高頻頻帶生成手段，係根據已被頻率轉換手段轉換成頻率領域的低頻頻帶訊號，使用已被編碼序列解碼逆量化手段所解碼之高頻頻帶生成用輔助資訊，生成聲音訊號的頻率領域之高頻頻帶成分；和第 1～第 N（N 係 2 以上之整數）低頻頻帶時間包絡算出手段，係將已被頻率轉換手段轉換成頻率領域的低頻頻帶訊號進行分析，取得複數低頻頻帶之時間包絡；和時間包絡算出手段，係使用已被編碼序列解碼逆量化手段所取得到的時間包絡資訊、及已被低頻頻帶時間包絡算出手段所取得到的複數之低頻頻帶之時間包絡，而算出高頻頻帶之時間包絡；和頻率包絡算出手段，係使用已被編碼序列解碼逆量化手段所取得到的頻率包絡資訊，來算出頻率包絡；和時間頻率包絡調整手段，係使用已被時間包絡算出手段所取得之時間包絡、及已被頻率包絡算出手段所取得之頻率包絡，來調整已被高頻頻帶生成手段所生成之高頻頻帶成分的時間包絡與頻率包絡；和逆頻率轉換手段，係將已被時間頻率包絡調整手段所調整之高頻頻帶成分，和已被低頻頻帶解碼手段所解碼之低頻頻帶訊號，進行加算，輸出含有全頻帶成分的時間領域訊號。

本發明之一側面所述之解碼方法，係屬於將聲音訊號

所編碼而成之編碼序列予以解碼的聲音解碼方法，具備：

解多工化步驟，係由解多工化手段，將編碼序列，解多工化成爲低頻頻帶編碼序列與高頻頻帶編碼序列；和低頻頻帶解碼步驟，係由低頻頻帶解碼手段，將已被解多工化手段進行解多工化的低頻頻帶編碼序列加以解碼，以獲得低頻頻帶訊號；和頻率轉換步驟，係由頻率轉換手段，將已被低頻頻帶解碼手段所得到之低頻頻帶訊號，轉換成頻率領域；和高頻頻帶編碼序列解析步驟，係由高頻頻帶編碼序列解析手段，將已被解多工化手段進行解多工化的高頻頻帶編碼序列加以解析，取得已被編碼之高頻頻帶生成用輔助資訊及時間包絡資訊；和編碼序列解碼逆量化步驟，係由編碼序列解碼逆量化手段，將已被高頻頻帶編碼序列解析手段所取得的高頻頻帶生成用輔助資訊及時間包絡資訊，進行解碼及逆量化；和高頻頻帶生成步驟，係由高頻頻帶生成手段，根據已被頻率轉換手段轉換成頻率領域的低頻頻帶訊號，使用已被編碼序列解碼逆量化手段所解碼之高頻頻帶生成用輔助資訊，生成聲音訊號的頻率領域之高頻頻帶成分；和第 1～第 N 低頻頻帶時間包絡算出步驟，係由第 1～第 N（N 係 2 以上之整數）低頻頻帶時間包絡算出手段，將已被頻率轉換手段轉換成頻率領域的低頻頻帶訊號進行分析，取得複數低頻頻帶之時間包絡；和時間包絡算出步驟，係由時間包絡算出手段，使用已被編碼序列解碼逆量化手段所取得到的時間包絡資訊、及已被低頻頻帶時間包絡算出手段所取得到的複數之低頻頻帶之

時間包絡，而算出高頻頻帶之時間包絡；和時間包絡調整步驟，係由時間包絡調整手段，使用已被時間包絡算出手段所取得之時間包絡，來調整已被高頻頻帶生成手段所生成之高頻頻帶成分的時間包絡；和逆頻率轉換步驟，係由逆頻率轉換手段，將已被時間包絡調整手段所調整之高頻頻帶成分，和已被低頻頻帶解碼手段所解碼之低頻頻帶訊號，進行加算，輸出含有全頻帶成分的時間領域訊號。

或者，本發明之另一側面所述之解碼方法，係屬於將聲音訊號所編碼而成之編碼序列予以解碼的聲音解碼方法，具備：解多工化步驟，係由解多工化手段，將編碼序列，解多工化成爲低頻頻帶編碼序列與高頻頻帶編碼序列；和低頻頻帶解碼步驟，係由低頻頻帶解碼手段，將已被解多工化手段進行解多工化的低頻頻帶編碼序列加以解碼，以獲得低頻頻帶訊號；和頻率轉換步驟，係由頻率轉換手段，將已被低頻頻帶解碼手段所得到之低頻頻帶訊號，轉換成頻率領域；和高頻頻帶編碼序列解析步驟，係由高頻頻帶編碼序列解析手段，將已被解多工化手段進行解多工化的高頻頻帶編碼序列加以解析，取得已被編碼之高頻頻帶生成用輔助資訊、頻率包絡資訊、及時間包絡資訊；和編碼序列解碼逆量化步驟，係由編碼序列解碼逆量化手段，將已被高頻頻帶編碼序列解析手段所取得的高頻頻帶生成用輔助資訊、頻率包絡資訊、及時間包絡資訊，進行解碼及逆量化；和高頻頻帶生成步驟，係由高頻頻帶生成手段，根據已被頻率轉換手段轉換成頻率領域的

低頻頻帶訊號，使用已被編碼序列解碼逆量化手段所解碼之高頻頻帶生成用輔助資訊，生成聲音訊號的頻率領域之高頻頻帶成分；和第 1～第 N 低頻頻帶時間包絡算出步驟，係由第 1～第 N（N 係 2 以上之整數）低頻頻帶時間包絡算出手段，將已被頻率轉換手段轉換成頻率領域的低頻頻帶訊號進行分析，取得複數低頻頻帶之時間包絡；和時間包絡算出步驟，係由時間包絡算出手段，使用已被編碼序列解碼逆量化手段所取得到的時間包絡資訊、及已被低頻頻帶時間包絡算出手段所取得到的複數之低頻頻帶之時間包絡，而算出高頻頻帶之時間包絡；和頻率包絡重疊步驟，係由頻率包絡重疊手段，將已被編碼序列解碼逆量化手段所取得到的頻率包絡資訊，重疊至高頻頻帶之時間包絡以取得時間頻率包絡；和時間頻率包絡調整步驟，係由時間頻率包絡調整手段，使用已被時間包絡算出手段所取得之時間包絡、及已被頻率包絡重疊手段所取得之時間頻率包絡，來調整已被高頻頻帶生成手段所生成之高頻頻帶成分的時間包絡與頻率包絡；和逆頻率轉換步驟，係由逆頻率轉換手段，將已被時間頻率包絡調整手段所調整之高頻頻帶成分，和已被低頻頻帶解碼手段所解碼之低頻頻帶訊號，進行加算，輸出含有全頻帶成分的時間領域訊號。

或者，本發明之另一側面所述之解碼方法，係屬於將聲音訊號所編碼而成之編碼序列予以解碼的聲音解碼方法，具備：解多工化步驟，係由解多工化手段，將編碼序

列，解多工化成爲低頻頻帶編碼序列與高頻頻帶編碼序列；和低頻頻帶解碼步驟，係由低頻頻帶解碼手段，將已被解多工化手段進行解多工化的低頻頻帶編碼序列加以解碼，以獲得低頻頻帶訊號；和頻率轉換步驟，係由頻率轉換手段，將已被低頻頻帶解碼手段所得到之低頻頻帶訊號，轉換成頻率領域；和高頻頻帶編碼序列解析步驟，係由高頻頻帶編碼序列解析手段，將已被解多工化手段進行解多工化的高頻頻帶編碼序列加以解析，取得已被編碼之高頻頻帶生成用輔助資訊、頻率包絡資訊、及時間包絡資訊；和編碼序列解碼逆量化步驟，係由編碼序列解碼逆量化手段，將已被高頻頻帶編碼序列解析手段所取得的高頻頻帶生成用輔助資訊、頻率包絡資訊、及時間包絡資訊，進行解碼及逆量化；和高頻頻帶生成步驟，係由高頻頻帶生成手段，根據已被頻率轉換手段轉換成頻率領域的低頻頻帶訊號，使用已被編碼序列解碼逆量化手段所解碼之高頻頻帶生成用輔助資訊，生成聲音訊號的頻率領域之高頻頻帶成分；和第 1～第 N（N 係 2 以上之整數）低頻頻帶時間包絡算出步驟，係由低頻頻帶時間包絡算出手段，將已被頻率轉換手段轉換成頻率領域的低頻頻帶訊號進行分析，取得複數低頻頻帶之時間包絡；和時間包絡算出步驟，係由時間包絡算出手段，使用已被編碼序列解碼逆量化手段所取得的時間包絡資訊、及已被低頻頻帶時間包絡算出手段所取得到的複數之低頻頻帶之時間包絡，而算出高頻頻帶之時間包絡；和頻率包絡算出步驟，係由

頻率包絡算出手段，使用已被編碼序列解碼逆量化手段所取得到的頻率包絡資訊，來算出頻率包絡；和時間頻率包絡調整步驟，係由時間頻率包絡調整手段，使用已被時間包絡算出手段所取得之時間包絡、及已被頻率包絡算出手段所取得之頻率包絡，來調整已被高頻頻帶生成手段所生成之高頻頻帶成分的時間包絡與頻率包絡；和逆頻率轉換步驟，係由逆頻率轉換手段，將已被時間頻率包絡調整手段所調整之高頻頻帶成分，和已被低頻頻帶解碼手段所解碼之低頻頻帶訊號，進行加算，輸出含有全頻帶成分的時間領域訊號。

本發明之一側面所述之解碼程式，係屬於將聲音訊號所編碼而成之編碼序列予以解碼的聲音解碼程式，使電腦發揮功能成為：解多工化手段，係將編碼序列，解多工化成為低頻頻帶編碼序列與高頻頻帶編碼序列；低頻頻帶解碼手段，係將已被解多工化手段進行解多工化的低頻頻帶編碼序列加以解碼，以獲得低頻頻帶訊號；頻率轉換手段，係將已被低頻頻帶解碼手段所得之低頻頻帶訊號，轉換成頻率領域；高頻頻帶編碼序列解析手段，係將已被解多工化手段進行解多工化的高頻頻帶編碼序列加以解析，取得已被編碼之高頻頻帶生成用輔助資訊及時間包絡資訊；編碼序列解碼逆量化手段，係將已被高頻頻帶編碼序列解析手段所取得到的高頻頻帶生成用輔助資訊及時間包絡資訊，進行解碼及逆量化；高頻頻帶生成手段，係根據已被頻率轉換手段轉換成頻率領域的低頻頻帶訊號，使

用已被編碼序列解碼逆量化手段所解碼之高頻頻帶生成用輔助資訊，生成聲音訊號的頻率領域之高頻頻帶成分；第1～第N（N係2以上之整數）低頻頻帶時間包絡算出手段，係將已被頻率轉換手段轉換成頻率領域的低頻頻帶訊號進行分析，取得複數低頻頻帶之時間包絡；時間包絡算出手段，係使用已被編碼序列解碼逆量化手段所取得到的時間包絡資訊、及已被低頻頻帶時間包絡算出手段所取得到的複數之低頻頻帶之時間包絡，而算出高頻頻帶之時間包絡；時間包絡調整手段，係使用已被時間包絡算出手段所取得之時間包絡，來調整已被高頻頻帶生成手段所生成之高頻頻帶成分的時間包絡；及逆頻率轉換手段，係將已被時間頻率包絡調整手段所調整之高頻頻帶成分，和已被低頻頻帶解碼手段所解碼之低頻頻帶訊號，進行加算，輸出含有全頻帶成分的時間領域訊號。

或者，本發明之另一側面所述之解碼程式，係屬於將聲音訊號所編碼而成之編碼序列予以解碼的聲音解碼程式，使電腦發揮功能成為：解多工化手段，係將編碼序列，解多工化成為低頻頻帶編碼序列與高頻頻帶編碼序列；低頻頻帶解碼手段，係將已被解多工化手段進行解多工化的低頻頻帶編碼序列加以解碼，以獲得低頻頻帶訊號；頻率轉換手段，係將已被低頻頻帶解碼手段所得到之低頻頻帶訊號，轉換成頻率領域；高頻頻帶編碼序列解析手段，係將已被解多工化手段進行解多工化的高頻頻帶編碼序列加以解析，取得已被編碼之高頻頻帶生成用輔助資

訊、頻率包絡資訊、及時間包絡資訊；編碼序列解碼逆量化手段，係將已被高頻頻帶編碼序列解析手段所取得到的高頻頻帶生成用輔助資訊、頻率包絡資訊、及時間包絡資訊，進行解碼及逆量化；高頻頻帶生成手段，係根據已被頻率轉換手段轉換成頻率領域的低頻頻帶訊號，使用已被編碼序列解碼逆量化手段所解碼之高頻頻帶生成用輔助資訊，生成聲音訊號的頻率領域之高頻頻帶成分；第 1～第 N（N 係 2 以上之整數）低頻頻帶時間包絡算出手段，係將已被頻率轉換手段轉換成頻率領域的低頻頻帶訊號進行分析，取得複數低頻頻帶之時間包絡；時間包絡算出手段，係使用已被編碼序列解碼逆量化手段所取得到的時間包絡資訊、及已被低頻頻帶時間包絡算出手段所取得到的複數之低頻頻帶之時間包絡，而算出高頻頻帶之時間包絡；頻率包絡重疊手段，係將已被編碼序列解碼逆量化手段所取得到的頻率包絡資訊，重疊至高頻頻帶之時間包絡以取得時間頻率包絡；時間頻率包絡調整手段，係使用已被時間包絡算出手段所取得之時間包絡、及已被頻率包絡重疊手段所取得之時間頻率包絡，來調整已被高頻頻帶生成手段所生成之高頻頻帶成分的時間包絡與頻率包絡；及逆頻率轉換手段，係將已被時間頻率包絡調整手段所調整之高頻頻帶成分，和已被低頻頻帶解碼手段所解碼之低頻頻帶訊號，進行加算，輸出含有全頻帶成分的時間領域訊號。

或者，本發明之另一側面所述之解碼程式，係屬於將

聲音訊號所編碼而成之編碼序列予以解碼的聲音解碼程式，使電腦發揮功能成為：解多工化手段，係將編碼序列，解多工化成為低頻頻帶編碼序列與高頻頻帶編碼序列；低頻頻帶解碼手段，係將已被解多工化手段進行解多工化的低頻頻帶編碼序列加以解碼，以獲得低頻頻帶訊號；頻率轉換手段，係將已被低頻頻帶解碼手段所得到之低頻頻帶訊號，轉換成頻率領域；高頻頻帶編碼序列解析手段，係將已被解多工化手段進行解多工化的高頻頻帶編碼序列加以解析，取得已被編碼之高頻頻帶生成用輔助資訊、頻率包絡資訊、及時間包絡資訊；編碼序列解碼逆量化手段，係將已被高頻頻帶編碼序列解析手段所取得到的高頻頻帶生成用輔助資訊、頻率包絡資訊、及時間包絡資訊，進行解碼及逆量化；高頻頻帶生成手段，係根據已被頻率轉換手段轉換成頻率領域的低頻頻帶訊號，使用已被編碼序列解碼逆量化手段所解碼之高頻頻帶生成用輔助資訊，生成聲音訊號的頻率領域之高頻頻帶成分；第 1～第 N（N 係 2 以上之整數）低頻頻帶時間包絡算出手段，係將已被頻率轉換手段轉換成頻率領域的低頻頻帶訊號進行分析，取得複數低頻頻帶之時間包絡；時間包絡算出手段，係使用已被編碼序列解碼逆量化手段所取得到的時間包絡資訊、及已被低頻頻帶時間包絡算出手段所取得到的複數之低頻頻帶之時間包絡，而算出高頻頻帶之時間包絡；頻率包絡算出手段，係使用已被編碼序列解碼逆量化手段所取得到的頻率包絡資訊，來算出頻率包絡；時間頻

率包絡調整手段，係使用已被時間包絡算出手段所取得之時間包絡、及已被頻率包絡算出手段所取得之頻率包絡，來調整已被高頻頻帶生成手段所生成之高頻頻帶成分的時間包絡與頻率包絡；及逆頻率轉換手段，係將已被時間頻率包絡調整手段所調整之高頻頻帶成分，和已被低頻頻帶解碼手段所解碼之低頻頻帶訊號，進行加算，輸出含有全頻帶成分的時間領域訊號。

若依據此種解碼裝置、解碼方法、或解碼程式，則可從編碼序列進行解多工化及解碼而獲得低頻頻帶訊號，可從編碼序列進行解多工化、解碼、及逆量化而獲得高頻頻帶生成用輔助資訊及時間包絡資訊。然後，從使用高頻頻帶生成用輔助資訊而已被轉換成頻率領域之低頻頻帶訊號，生成出頻率領域的高頻頻帶成分，另一方面，分析頻率領域之低頻頻帶訊號而取得了複數低頻頻帶之時間包絡後，使用該複數低頻頻帶之時間包絡、和時間包絡資訊，來算出高頻頻帶之時間包絡。然後，藉由已被算出之高頻頻帶之時間包絡來調整高頻頻帶成分的時間包絡，將已被調整之高頻頻帶成分與低頻頻帶訊號進行加算而輸出時間領域訊號。如此，高頻頻帶成分的時間包絡的調整時會使用複數低頻頻帶之時間包絡，因此可利用低頻頻帶成分的時間包絡與高頻頻帶成分的時間包絡的相關而高精度地調整高頻頻帶成分的時間包絡的波形。其結果為，解碼訊號中的時間包絡是被調整成失真較少的形狀，可獲得充分改善前回聲及後回聲的再生訊號。

此處，還具備：時間包絡算出控制手段，係使用已被頻率轉換手段轉換成頻率領域的低頻頻帶訊號，來控制第 1～第 N 低頻頻帶時間包絡算出手段中的低頻頻帶之時間包絡之算出、及時間包絡算出手段中的高頻頻帶之時間包絡之算出的其中至少 1 者，較為理想。若具備所述之時間包絡算出控制手段，則可隨著低頻頻帶訊號的功率等性質而省略低頻頻帶之時間包絡的算出、或高頻頻帶之時間包絡的算出之處理，可削減演算量。

又，還具備：時間包絡算出控制手段，係使用已被編碼序列解碼逆量化手段所取得的時間包絡資訊，來控制第 1～第 N 低頻頻帶時間包絡算出手段中的低頻頻帶之時間包絡之算出、及時間包絡算出手段中的高頻頻帶之時間包絡之算出的其中至少 1 者，也很理想。若具備所述之時間包絡算出控制手段，則可隨著從編碼序列所得到之時間包絡資訊而省略低頻頻帶之時間包絡的算出、或高頻頻帶之時間包絡的算出之處理，可削減演算量。

甚至，高頻頻帶編碼序列解析手段，係更進一步取得時間包絡算出控制資訊；還具備：時間包絡算出控制手段，係使用已被高頻頻帶編碼序列解析手段所取得的時間包絡算出控制資訊，來控制第 1～第 N 低頻頻帶時間包絡算出手段中的低頻頻帶之時間包絡之算出、及時間包絡算出手段中的高頻頻帶之時間包絡之算出的其中至少 1 者，也很理想。若採用所述構成，則可隨著從編碼序列所得到之時間包絡算出控制資訊而省略低頻頻帶之時間包絡的算

出、或高頻頻帶之時間包絡的算出之處理，可削減演算量。

又甚至，高頻頻帶編碼序列解析手段，係更進一步取得時間包絡算出控制資訊；編碼序列解碼/逆量化手段，係更進一步取得第 2 頻率包絡資訊；還具備：時間包絡算出控制手段，係根據時間包絡算出控制資訊，判斷是否將高頻頻帶成分的頻率包絡基於第 2 頻率包絡資訊來進行調整，若判斷為要調整該當頻率包絡時，則控制成不進行第 1～第 N 低頻頻帶時間包絡算出手段中的低頻頻帶之時間包絡之算出、及時間包絡算出手段中的高頻頻帶之時間包絡之算出，也很理想。此時也是，可隨著從編碼序列所得到之時間包絡算出控制資訊而省略低頻頻帶之時間包絡的算出、或高頻頻帶之時間包絡的算出之處理，可削減演算量。

又甚至，時間頻率包絡調整手段，係將已被高頻頻帶生成手段所生成的聲音訊號之高頻頻帶成分，基於所定的函數而加以處理，也很理想。又，低頻頻帶時間包絡算出手段，係將已取得之複數低頻頻帶的時間包絡，基於所定的函數而加以處理，也很理想。

又，本發明之一側面所述之編碼裝置，係屬於將聲音訊號予以編碼的聲音編碼裝置，具備：頻率轉換手段，係將聲音訊號，轉換成頻率領域；和降頻取樣手段，係將聲音訊號予以降頻取樣以取得低頻頻帶訊號；和低頻頻帶編碼手段，係將降頻取樣手段所取得的低頻頻帶訊號予以編

碼；和第 1～第 N（N 係 2 以上之整數）低頻頻帶時間包絡算出手段，係將已被頻率轉換手段轉換成頻率領域的聲音訊號的低頻頻帶成分的時間包絡予以複數算出；和時間包絡資訊算出手段，係使用已被第 1～第 N 低頻頻帶時間包絡算出手段所算出的低頻頻帶成分的時間包絡，而算出爲了取得已被頻率轉換手段所轉換之聲音訊號高頻頻帶成分的時間包絡所必須的時間包絡資訊；和輔助資訊算出手段，係分析聲音訊號而算出爲了從低頻頻帶訊號生成高頻頻帶成分時所使用的高頻頻帶生成用輔助資訊；和量化編碼手段，係將已被輔助資訊算出手段所生成的高頻頻帶生成用輔助資訊、及已被時間包絡資訊算出手段所算出的時間包絡資訊，進行量化及編碼；和編碼序列構成手段，係將已被量化編碼手段所量化及編碼過的高頻頻帶生成用輔助資訊及時間包絡資訊，構成爲高頻頻帶編碼序列；和多工化手段，係生成由已被低頻頻帶編碼手段所取得之低頻頻帶編碼序列、和已被編碼序列構成手段所構成之高頻頻帶編碼序列所多工化而成的編碼序列。

本發明之一側面所述之編碼方法，係屬於將聲音訊號予以編碼的聲音編碼方法，具備：頻率轉換步驟，係由頻率轉換手段，將聲音訊號，轉換成頻率領域；和降頻取樣步驟，係由降頻取樣手段，將聲音訊號予以降頻取樣以取得低頻頻帶訊號；和低頻頻帶編碼步驟，係由低頻頻帶編碼手段，將降頻取樣手段所取得的低頻頻帶訊號予以編碼；和第 1～第 N 低頻頻帶時間包絡算出步驟，係由第 1

～第 N (N 係 2 以上之整數) 低頻頻帶時間包絡算出手段，將已被頻率轉換手段轉換成頻率領域的聲音訊號的低頻頻帶成分的時間包絡，予以複數算出；和時間包絡資訊算出步驟，係由時間包絡資訊算出手段，使用已被第 1～第 N 低頻頻帶時間包絡算出手段所算出的低頻頻帶成分的時間包絡，而算出爲了取得已被頻率轉換手段所轉換之聲音訊號高頻頻帶成分的時間包絡所必須的時間包絡資訊；和輔助資訊算出步驟，係由輔助資訊算出手段，分析聲音訊號而算出爲了從低頻頻帶訊號生成高頻頻帶成分時所使用的高頻頻帶生成用輔助資訊；和量化編碼步驟，係由量化編碼手段，將已被輔助資訊算出手段所生成的高頻頻帶生成用輔助資訊、及已被時間包絡資訊算出手段所算出的時間包絡資訊，進行量化及編碼；和編碼序列構成步驟，係由編碼序列構成手段，將已被量化編碼手段所量化及編碼過的高頻頻帶生成用輔助資訊及時間包絡資訊，構成爲高頻頻帶編碼序列；和多工化步驟，係由多工化手段，生成由已被低頻頻帶編碼手段所取得之低頻頻帶編碼序列、和已被編碼序列構成手段所構成之高頻頻帶編碼序列所多工化而成的編碼序列。

本發明之一側面所述之編碼程式，係屬於將聲音訊號予以編碼的聲音編碼程式，使電腦發揮功能成爲：頻率轉換手段，係將聲音訊號，轉換成頻率領域；降頻取樣手段，係將聲音訊號予以降頻取樣以取得低頻頻帶訊號；低頻頻帶編碼手段，係將降頻取樣手段所取得的低頻頻帶訊



號予以編碼；第 1～第 N（N 係 2 以上之整數）低頻頻帶時間包絡算出手段，係將已被頻率轉換手段轉換成頻率領域的聲音訊號的低頻頻帶成分的時間包絡予以複數算出；時間包絡資訊算出手段，係使用已被第 1～第 N 低頻頻帶時間包絡算出手段所算出的低頻頻帶成分的時間包絡，而算出爲了取得已被頻率轉換手段所轉換之聲音訊號高頻頻帶成分的時間包絡所必須的時間包絡資訊；輔助資訊算出手段，係分析聲音訊號而算出爲了從低頻頻帶訊號生成高頻頻帶成分時所使用的高頻頻帶生成用輔助資訊；量化編碼手段，係將已被輔助資訊算出手段所生成的高頻頻帶生成用輔助資訊、及已被時間包絡資訊算出手段所算出的時間包絡資訊，進行量化及編碼；編碼序列構成手段，係將已被量化編碼手段所量化及編碼過的高頻頻帶生成用輔助資訊及時間包絡資訊，構成爲高頻頻帶編碼序列；及多工化手段，係生成由已被低頻頻帶編碼手段所取得之低頻頻帶編碼序列、和已被編碼序列構成手段所構成之高頻頻帶編碼序列所多工化而成的編碼序列。

若依據此種編碼裝置、編碼方法、或編碼程式，則聲音訊號會被降頻取樣而獲得低頻頻帶訊號，該低頻頻帶訊號係被編碼，而另一方面，根據頻率領域之聲音訊號而複數算出低頻頻帶成分的時間包絡，使用該複數低頻頻帶成分的時間包絡來算出用來取得高頻頻帶成分的時間包絡所需的時間包絡資訊。然後，算出用來從低頻頻帶訊號生成高頻頻帶成分所需的高頻頻帶生成用輔助資訊，將高頻頻

帶生成用輔助資訊與時間包絡資訊進行量化及編碼後，構成含有高頻頻帶生成用輔助資訊與時間包絡資訊的高頻頻帶編碼序列。然後，生成由低頻頻帶編碼序列及高頻頻帶編碼序列所多工化而成的編碼序列。藉此，在編碼序列被輸入至解碼裝置之際，在解碼裝置側上，高頻頻帶成分的時間包絡的調整時可以使用複數低頻頻帶之時間包絡，在解碼裝置側上可利用低頻頻帶成分的時間包絡與高頻頻帶成分的時間包絡的相關而高精度地調整高頻頻帶成分的時間包絡的波形。其結果為，解碼訊號中的時間包絡是被調整成失真較少的形狀，在解碼裝置側上可獲得充分改善前回聲及後回聲的再生訊號。

此處，還具備：頻率包絡算出手段，係算出已被頻率轉換手段轉換成頻率領域的聲音訊號的高頻頻帶成分的頻率包絡資訊；量化編碼手段，係更進一步將頻率包絡資訊予以量化及編碼；編碼序列構成手段，係再加上已被量化編碼手段所量化及編碼過的頻率包絡資訊而構成高頻頻帶編碼序列，較為理想。若採用所述構成，則在解碼裝置側上，高頻頻帶成分的頻率包絡之調整亦成為可能，因此在解碼裝置側上可獲得改善了頻率特性的再生訊號。

又，還具備：控制資訊生成手段，係使用已被頻率轉換手段轉換成頻率領域的聲音訊號、和已被時間包絡資訊算出手段所算出的時間包絡資訊的其中至少 1 者，來生成用來控制聲音解碼裝置中的時間包絡算出所需的時間包絡算出控制資訊；編碼序列構成手段，係再加上已被控制資

訊生成手段所生成的時間包絡算出控制資訊，而構成高頻頻帶編碼序列，也很理想。此情況下，可參照聲音訊號之功率等性質或時間包絡資訊，使解碼裝置側上的時間包絡之算出處理更有效率，可削減演算量。

又甚至，時間包絡資訊算出手段，係算出已被頻率轉換手段轉換成頻率領域的聲音訊號的高頻頻帶成分的時間包絡，基於從第 1～第 N 低頻頻帶成分的時間包絡所算出的時間包絡、與上記頻帶成分的時間包絡的相關，而算出時間包絡資訊，也很理想。

〔發明效果〕

若依據本發明，則藉由將解碼訊號中的時間包絡調整成失真較少的形狀，可獲得充分改善前回聲及後回聲的再生訊號。

【圖式簡單說明】

〔圖 1〕本發明之第 1 實施形態所述之聲音解碼裝置 1 的概略構成圖。

〔圖 2〕藉由圖 1 的聲音解碼裝置 1 而被實現的聲音解碼方法之程序的流程圖。

〔圖 3〕本發明之第 1 實施形態所述之聲音編碼裝置 2 的概略構成圖。

〔圖 4〕藉由圖 3 的聲音編碼裝置 2 而被實現的聲音編碼方法之程序的流程圖。

〔圖 5〕第 1 實施形態所述之聲音解碼裝置 1 的第 1 變形例中的關於包絡算出之重點構成的圖示。

〔圖 6〕圖 5 的聲音解碼裝置 1 所進行的包絡算出之程序的流程圖。

〔圖 7〕第 1 實施形態所述之聲音解碼裝置 1 的第 2 變形例中的關於包絡算出之重點構成的圖示。

〔圖 8〕圖 7 的聲音解碼裝置 1 所進行的包絡算出之程序的流程圖。

〔圖 9〕第 1 實施形態所述之聲音解碼裝置 1 的第 3 變形例中的關於包絡算出之重點構成的圖示。

〔圖 10〕圖 9 的聲音解碼裝置 1 所進行的包絡算出之程序的流程圖。

〔圖 11〕第 1 實施形態所述之聲音解碼裝置 1 的第 4 變形例所進行的包絡算出之程序的流程圖。

〔圖 12〕第 1 實施形態所述之聲音解碼裝置 1 的第 5 變形例所進行的包絡算出之程序的流程圖。

〔圖 13〕第 1 實施形態所述之聲音解碼裝置 1 的第 6 變形例中的關於包絡算出之重點構成的圖示。

〔圖 14〕第 1 實施形態所述之聲音解碼裝置 1 的第 7 變形例中的時間包絡算出部 1g 的時間包絡算出之程序的流程圖。

〔圖 15〕第 1 實施形態所述之聲音解碼裝置 1 的第 2 變形例中，將第 1 實施形態所述之聲音解碼裝置 1 的第 7 變形例予以適用之際，時間包絡算出控制部 1m 之處理之

一部分的流程圖。

〔圖 16〕第 1 實施形態所述之聲音解碼裝置 1 的第 4 變形例中，將第 1 實施形態所述之聲音解碼裝置 1 的第 7 變形例予以適用之際，時間包絡算出控制部 1n 之處理之一部分的流程圖。

〔圖 17〕第 1 實施形態所述之聲音編碼裝置 2 的第 1 變形例之構成的圖示。

〔圖 18〕圖 17 的聲音編碼裝置 2 所進行之聲音編碼之程序的流程圖。

〔圖 19〕第 1 實施形態所述之聲音編碼裝置 2 的第 2 變形例之構成的圖示。

〔圖 20〕圖 19 的聲音編碼裝置 2 所進行之聲音編碼之程序的流程圖。

〔圖 21〕第 1 實施形態所述之聲音編碼裝置 2 的第 3 變形例之構成的圖示。

〔圖 22〕圖 21 的聲音編碼裝置 2 所進行之聲音編碼之程序的流程圖。

〔圖 23〕第 2 實施形態所述之聲音解碼裝置 101 之構成的圖示。

〔圖 24〕圖 23 的聲音解碼裝置 101 所進行之聲音解碼之程序的流程圖。

〔圖 25〕第 2 實施形態所述之聲音編碼裝置 102 之構成的圖示。

〔圖 26〕圖 25 的聲音編碼裝置 102 所進行之聲音編

碼之程序的流程圖。

〔圖 27〕將本發明的第 1 實施形態所述之聲音編碼裝置 2 的第 1 變形例，適用於本發明的第 2 實施形態所述之聲音編碼裝置 102 之際的構成的圖示。

〔圖 28〕圖 27 的聲音編碼裝置 102 所進行之聲音編碼之程序的流程圖。

〔圖 29〕將本發明的第 1 實施形態所述之聲音編碼裝置 2 的第 2 變形例，適用於本發明的第 2 實施形態所述之聲音編碼裝置 102 之際的構成的圖示。

〔圖 30〕圖 29 的聲音編碼裝置 102 所進行之聲音編碼之程序的流程圖。

〔圖 31〕第 3 實施形態所述之聲音解碼裝置 201 之構成的圖示。

〔圖 32〕圖 31 的聲音解碼裝置 201 所進行之聲音解碼之程序的流程圖。

〔圖 33〕第 4 實施形態所述之聲音解碼裝置 301 之構成的圖示。

〔圖 34〕圖 33 的聲音解碼裝置 301 所進行之聲音解碼之程序的流程圖。

〔圖 35〕第 3 實施形態所述之聲音編碼裝置 202 之構成的圖示。

〔圖 36〕圖 35 的聲音編碼裝置 202 所進行之聲音編碼之程序的流程圖。

〔圖 37〕第 4 實施形態所述之聲音編碼裝置 302 之

構成的圖示。

〔圖 38〕圖 37 的聲音編碼裝置 302 所進行之聲音編碼之程序的流程圖。

〔圖 39〕第 2 實施形態所述之聲音解碼裝置 101 的第 3 變化例之構成的圖示。

〔圖 40〕圖 39 的聲音解碼裝置 101 所進行之聲音解碼之程序的流程圖。

【實施方式】

以下，根據圖面來詳細說明本發明所述之聲音解碼裝置、聲音編碼裝置、聲音解碼方法、聲音編碼方法、聲音解碼程式、及聲音編碼程式的理想實施形態。此外，於圖面的說明中，對同一要素係標示同一符號，並省略重複說明。

〔第 1 實施形態〕

圖 1 係本發明的第 1 實施形態所述之聲音解碼裝置 1 之構成的圖示，圖 2 係藉由聲音解碼裝置 1 而被實現的聲音解碼方法之程序的流程圖。聲音解碼裝置 1，係實體上具備未圖示的 CPU、ROM、RAM 及通訊裝置等，該 CPU，係將 ROM 等之聲音解碼裝置 1 的內藏記憶體中所儲存的所定之電腦程式（例如圖 2 的流程圖所示之處理執行所需的電腦程式）載入至 RAM 中並執行，藉此以統籌控制聲音解碼裝置 1。聲音解碼裝置 1 的通訊裝置，係將

從後述的聲音編碼裝置 2 所輸出之已被多工化的編碼序列，加以接收，然後將已解碼之聲音訊號，輸出至外部。

聲音解碼裝置 1，係如圖 1 所示，在功能上是具備：解多工化部（解多工化手段）1a、低頻頻帶解碼部（低頻頻帶解碼手段）1b、頻帶分割濾波器組部（頻率轉換手段）1c、編碼序列解析部（高頻頻帶編碼序列解析手段）1d、編碼序列解碼/逆量化部（編碼序列解碼逆量化手段）1e、第 1～第 n（n 係 2 以上之整數）低頻頻帶時間包絡算出部（低頻頻帶時間包絡算出手段）1f₁～1f_n、時間包絡算出部（時間包絡算出手段）1g、高頻頻帶生成部（高頻頻帶生成手段）1h、時間包絡調整部（時間包絡調整手段）1i、及頻帶合成濾波器組部（逆頻率轉換手段）1j（1c～1e、及 1h～1i 係亦稱作頻帶擴充部（頻帶擴充手段））。圖 1 所示的聲音解碼裝置 1 之各機能部，係藉由聲音解碼裝置 1 的 CPU 去執行聲音解碼裝置 1 的內藏記憶體中所儲存的電腦程式，所實現的功能。聲音解碼裝置 1 的 CPU，係藉由執行該電腦程式（使用圖 1 的各機能部），而依序執行圖 2 的流程圖中所示的處理（步驟 S01～步驟 S10 之處理）。該電腦程式之執行上所被須的各種資料、及該電腦程式之執行所產生的各種資料，係全部都被保存在聲音解碼裝置 1 的 ROM 或 RAM 等之內藏記憶體中。

以下詳細說明聲音解碼裝置 1 的各機能部之機能。

解多工化部 1a 係將透過聲音解碼裝置 1 之通訊裝置

而被輸入的已被多工化之編碼序列，解多工化成為低頻頻帶編碼序列與高頻頻帶編碼序列而予以分離。

低頻頻帶解碼部 1b，係將從解多工化部 1a 所給予之低頻頻帶編碼序列予以解碼，獲得只含低頻頻帶成分的解碼訊號。此時，解碼的方式係可為基於以 CELP (Code-Excited Linear Prediction) 方式為代表的聲音編碼方式，或亦可為基於以 AAC (Advanced Audio Coding) 或 TCX (Transform Coded Excitation) 方式等之音響編碼。又，亦可基於 PCM (Pulse Code Modulation) 編碼方式。又，亦可基於切換這些編碼方式而進行編碼的方式來為之。於本實施形態，編碼方式係沒有限定。

頻帶分割濾波器組部 1c，係將從低頻頻帶解碼部 1b 所給予的只含低頻頻帶成分的解碼訊號加以分析，將該解碼訊號轉換成頻率領域之訊號。以後，將由上記頻帶分割濾波器組部 1c 所取得之低頻頻帶所對應之頻率領域之訊號，表示成 $X_{dec}(j, i) \{ 0 \leq j < k_x, t(s) \leq i < t(s+1), 0 \leq s < s_E \}$ 。此處，j 係為頻率方向的索引，i 係為時間方向的索引， k_x 係為非負整數。又，t 係被定義成，使得針對上記訊號 $X_{dec}(j, i)$ 的索引 i 的範圍 $t(s) \leq i < t(s+1)$ ，會對應於第 s ($0 \leq s < s_E$) 個訊框。又， s_E 係為所有訊框之數目。上記訊框係對應於，例如，依照低頻頻帶解碼部 1b 之解碼方式的編碼方式所規定的訊框。又，上記訊框係亦可對應於“ISO/IEC 14496-3”中所規定之“MPEG4 AAC”裡所被利用的 SBR 中的所謂 SBR 訊框

(SBR frame)、或是 SBR 包絡時間區段 (SBR envelope time segment)。此外，本實施形態中，上記訊框所規定的時間間隔，係不限定於上記的例子。上記索引 i 係亦可對應於“ISO/IEC 14496-3”中所規定之“MPEG4 AAC”裡所被利用的 SBR 中的所謂 QMF 子頻帶次樣本 (QMF subband subsample)、或將其整合之時槽 (time slot)。

編碼序列解析部 1d，係將從解多工化部 1a 所給予之高頻頻帶編碼序列加以解析，取得已被編碼之高頻頻帶生成用輔助資訊、和已被編碼之時間/頻率包絡資訊。

編碼序列解碼/逆量化部 1e，係將從編碼序列解析部 1d 所給予之已被編碼的高頻頻帶生成用輔助資訊加以解碼、逆量化，獲得高頻頻帶生成用輔助資訊，並且將從編碼序列解析部 1d 所給予之已被編碼的時間包絡資訊加以解碼、逆量化，取得時間包絡資訊。

第 1～第 n 低頻頻帶時間包絡算出部 $1f_1 \sim 1f_n$ ，係分別算出不同的時間包絡。亦即，第 k 低頻頻帶時間包絡算出部 $1f_k$ ($1 \leq k \leq n$)，係從頻帶分割濾波器組部 1c，收取低頻頻帶之訊號 $X(j, i)$ ($\{0 \leq j < k_x, t(s) \leq i < t(s+1), 0 \leq s < s_E\}$)，算出低頻頻帶的第 k 個時間包絡 $L_{dec}(k, i)$ 。(步驟 Sb6 之處理)。具體而言，第 k 低頻頻帶時間包絡算出部 $1f_k$ ，係將時間包絡 $L_{dec}(k, i)$ 算出如下。

首先，低頻頻帶內的不同副頻帶，可用滿足下記條件的二個整數 k_l 、 k_h 來指定。

[數 1]

$$0 \leq k_l \leq k_h < k_x$$

滿足上記條件的可能之整數組（ k_l 、 k_h ），全部係有 $n_{\max} = k_x (k_x + 1) / 2$ 個。若選擇這些整數組之內的任意一者，則可指定上記副頻帶。

接著，從上記 $n_{\max}$ 個整數組中，選擇 n 個，藉此而指定 n 個副頻帶。以下，爲了表示這些 n 個頻帶，將這二個大小 n 的陣列 B_l 與 B_h ，定義成使得訊號 $X_{dec}(j, i) \{ B_l(k) \leq j \leq B_h(k) \text{、} t(s) \leq i < t(s+1) \text{、} 0 \leq s < s_E \}$ ，對應於第 k （ $1 \leq k \leq n$ ）個副頻帶成分。

然後，將上記 n 個副頻帶成分之功率的時間包絡，以下式取得之。

[數 2]

$$E_L(k, i) = \frac{1}{k_h - k_l + 1} \sum_{j=k_l}^{k_h} |X_{dec}(j, i)|^2$$

$$k_l = B_l(k), \quad k_h = B_h(k),$$

$$1 \leq k \leq n, \quad t(s) \leq i < t(s+1), \quad 0 \leq s < s_E$$

然後，以上記 $E_L(k, i)$ 爲對象，計算下式。

[數 3]

$$L_0(k, i) = 10 \log_{10} E_L(k, i),$$

$$1 \leq k \leq n, \quad t(s) \leq i < t(s+1), \quad 0 \leq s < s_E$$

接著，對該量 $L_0(k, i)$ 實施所定的處理以取得時間包絡 $L(k, i)$ 。例如，亦可使用下式，將該量 $L_0(k, i)$ 在時間方向上進行平滑化，以取得時間包絡 $L(k, i)$ 。

[數 4]

$$L_1(k, i) = \begin{cases} \sum_{j=0}^d L_0(k, i-j) sc(j) & d \leq i \\ \sum_{j=0}^i L_0(k, i-j) sc(j) & i < d \end{cases}$$

$$1 \leq k \leq n, \quad t(s) \leq i < t(s+1), \quad 0 \leq s < s_E$$

在上記式中， $sc(j)$ 、 $0 \leq j \leq d$ 係為平滑化係數， d 係為平滑化的次數。 $sc(j)$ 係藉由例如下式：

[數 5]

$$sc(j) = 1/(d+1), \quad 0 \leq j \leq d$$

而被設定，但本實施形態中 $sc(j)$ 之值係不限定於上式。

又，上記 $L_0(k, i)$ 係亦可例如藉由下式來計算。

[數 6]

$$L_0(k, i) = E_L(k, i),$$

$$1 \leq k \leq n, \quad t(s) \leq i < t(s+1), \quad 0 \leq s < s_E$$

甚至，上記 $L_0(k, i)$ 係亦可例如藉由下式來計算。

[數 7]

$$L_0(k, i) = 10 \log_{10} \left(\frac{E_L(k, i)}{\sum_{i=t(s)}^{t(s+1)-1} E_L(k, i) + \varepsilon} \right),$$

$$1 \leq k \leq n, \quad t(s) \leq i < t(s+1), \quad 0 \leq s < s_E$$

其中， ε 係為用來避免除數為零用的緩和係數。又甚至，上記 $L_0(k, i)$ 係亦可例如藉由下式來計算。

[數 8]

$$L_0(k, i) = \frac{E_L(k, i)}{\sum_{i=t(s)}^{t(s+1)-1} E_L(k, i) + \varepsilon},$$

$$1 \leq k \leq n, \quad t(s) \leq i < t(s+1), \quad 0 \leq s < s_E$$

然後，第 k 低頻頻帶時間包絡算出部 1f_k 所算出的時

間包絡 $L_{dec}(k, i)$ ，係可使用例如下式：

[數 9]

$$L_{dec}(k, i) = L_0(k, i)$$

$$1 \leq k \leq n, \quad t(s) \leq i < t(s+1), \quad 0 \leq s < s_E$$

或下式：

[數 10]

$$L_{dec}(k, i) = L_1(k, i)$$

$$1 \leq k \leq n, \quad t(s) \leq i < t(s+1), \quad 0 \leq s < s_E$$

$$1 \leq l, m \leq n-1$$

其中，上記 $L_{dec}(k, i)$ 係只要是表示第 k 個上記副頻帶之訊號的訊號功率或訊號振幅之時間變動的參數即可，並不限定於上記的 $L_0(k, i)$ 及 $L_1(k, i)$ 之形態。

又，上記 $L_{dec}(k, i)$ 係亦可如下述般地使用主成分分析的方法來算出。

首先，上述的 $L_{dec}(k, i) \{ 1 \leq k \leq n, t(s) \leq i \leq t(s+1), 0 \leq s < s_E \}$ 的算出過程中，藉由把上記 n 置換成別的整數 $m = n-1$ ，以將上記 $L_{dec}(k, i)$ 所對應的量，針對索引 k 決定 m 種類，改變這些量，而可表示成 $L_2(k, i) \{ 1 \leq k \leq m (= n-1), t(s) \leq i < t(s+1), 0 \leq s < s_E \}$ 。然後，將第 $s (0 \leq s < s_E)$ 個訊框所對應之上記 L_2

$(l, i) \in \{ 1 \leq l \leq m, t(s) \leq i < t(s+1) \}$ ，視為次方 $D = t(s+1) - t(s)$ 之向量的 m 個所集合而成的樣本，則這些樣本的平均是可藉由下式：

[數 11]

$$L_{2,ave}(i) = \frac{1}{m} \sum_{l=1}^m L_2(l, i)$$

$$t(s) \leq i < t(s+1), \quad 0 \leq s < s_E$$

而求出。使用上記平均，將位移向量以下式定義之。

[數 12]

$$\delta L_2(l, i) = L_2(l, i) - L_{2,ave}(i)$$

$$1 \leq l \leq m,$$

$$t(s) \leq i < t(s+1), \quad 0 \leq s < s_E$$

根據這些位移向量，將尺寸 $D \times D$ 的變異數共變異數矩陣 Cov ，以下式加以算出。

[數 13]

$$Cov(i, j) = \frac{1}{m} \sum_{l=1}^m \delta L(l, i + t(s) - 1) \delta L(l, j + t(s) - 1)$$

$$i, j = 1, 2, \dots, D$$

$$0 \leq s < s_E$$

接著，算出滿足下式：

[數 14]

$$\sum_{j=1}^D \text{Cov}(i, j) V^{(k)}_j = V^{(k)}_i \lambda^{(k)}$$

$$i, k = 1, 2, \dots, D$$

的彼此正交之；矩陣 Cov 的固有向量 $V^{(k)}$ 。此處，上記 $V^{(k)}_i$ 係為固有向量 $V^{(k)}$ 的成分， $\lambda^{(k)}$ 係為 $V^{(k)}$ 所對應之矩陣 Cov 的固有值。此處，上記向量 $V^{(k)}$ 之各者，係亦可被正規化。只不過，正規化的方法在本發明中係沒有限定。以下，為了簡化論述，令 $\lambda^{(1)} \geq \lambda^{(2)} \geq \dots \geq \lambda^{(D)}$ 。

使用以上取得的固有向量，低頻頻帶時間包絡算出部 1f_k（其中， $1 \leq k \leq n$ ）係將時間包絡 $L_{dec}(k, i)$ 算出如下。亦即，若 $D \geq m (= n-1)$ ，則從上記固有向量之中，按照對應之固有值的大小順序而選擇出 $n-1$ 個，以下式加以算出。

[數 15]

$$L_{dec}(k, i) = \begin{cases} V^{(k)}_i & 1 \leq k \leq n-1 \\ L_{2,ave}(i) & k = n \end{cases}$$

$$t(s) \leq i < t(s+1), \quad 0 \leq s < s_E$$

反之，若 $D < m (= n-1)$ ，則使用上記固有向量，以下式加以算出。

[數 16]

$$L_{dec}(k, i) = \begin{cases} V^{(k)}_i & 1 \leq k \leq D \\ \alpha & D+1 \leq k \leq n-1 \\ L_{2,ave}(i) & k = n \end{cases}$$

$$t(s) \leq i < t(s+1), \quad 0 \leq s < s_E$$

此處， α 係為定數，例如亦可設 $\alpha = 0$ 。又，同樣是 $D < m (= n-1)$ 的情況下，亦可用下式來算出。

[數 17]

$$L_{dec}(k, i) = \begin{cases} V^{(k)}_i & 1 \leq k \leq D \\ L_2(k-D, i) & D+1 \leq k \leq n-1 \\ L_{2,ave}(i) & k = n \end{cases}$$

$$t(s) \leq i < t(s+1), \quad 0 \leq s < s_E$$

又，上記 $L_{dec}(k, i)$ 係亦可用如下的方法來算出。
首先，於上記 $L_2(1, i)$ 的算出過程中，令 $m = n$ ，算出 $L_2(1, i)$ 、 $1 \leq l \leq m$ 、 $t(s) \leq i < t(s+1)$ 、 $0 \leq s < s_E$ 。這些係可視為，維度 $D = t(s+1) - t(s)$ 之向量的 n 個所

集結成之集合。使用上記 n 個向量，以格拉姆-施密特的正交化方法等方法，算出 n 個正交向量，令它們為 $L_{dec}(k, i)$ 、 $1 \leq l \leq n$ 、 $t(s) \leq i < t(s+1)$ 、 $0 \leq s < s_E$ 。只不過，正交化的方法係不限定於上記例子。又亦可為，正交向量係不一定要被正規化。

時間包絡算出部 1g，係使用從第 1～第 n 低頻頻帶時間包絡算出部 1f₁～1f_n 所給予的 n 個低頻頻帶之時間包絡、與從編碼序列解碼/逆量化部 1e 所給予的時間包絡資訊，來算出高頻頻帶之時間包絡。詳言之，時間包絡算出部 1g 所進行之時間包絡之算出，係進行如下。

首先，將高頻頻帶分割成 n_H ($n_H \geq 1$ 個副頻帶，將這些副頻帶表示成 $B^{(T)}_l$ ($l = 1, 2, 3, \dots, n_H$)。接著，使用上記時間包絡 $L_{dec}(k, i)$ ，算出高頻頻帶的副頻帶 $B^{(T)}_l$ 的時間包絡 $g_{dec}(l, i)$ 。 i 係時間方向的索引。

例如，上記 $g_{dec}(l, i)$ 係由下式給定。

[數 18]

$$g_{dec}(l, i) = \sum_{k=1}^n A_{l,k}(s) \cdot L_{dec}(k, i),$$

$$1 \leq l \leq n_H, \quad t(s) \leq i < t(s+1), \quad 0 \leq s < s_E$$

此處，上記式中所示的值：

[數 19]

$$A_{l,k}(s), \quad 1 \leq l \leq n_H, \quad 1 \leq k \leq n, \quad 0 \leq s < s_E$$

，係從編碼序列解碼/逆量化部 1e 所給予的時間包絡資訊。

又，從編碼序列解碼/逆量化部 1e 所給予的時間包絡資訊，係亦可為含有使得係數 $A_{l,k}(s)$ 變成

[數 20]

$$A_{l,0}(s), \quad 1 \leq l \leq n_H, \quad 0 \leq s < s_E$$

之係數，此時，上記 $g_{dec}(l, i)$ 係亦可藉由下式：

[數 21]

$$g_{dec}(l, i) = \sum_{k=1}^n (A_{l,k}(s) \cdot L_{dec}(k, i)) + A_{l,0}(s)$$

$$1 \leq l \leq n_H, \quad t(s) \leq i < t(s+1), \quad 0 \leq s < s_E$$

來給定。

然後，從編碼序列解碼/逆量化部 1e 所給予的時間包絡資訊，係除了上記係數 $A_{l,k}(s)$ $\{ 1 \leq l \leq n_H, 1 \leq k \leq n, 0 \leq s < s_E \}$ 、或上記係數 $A_{l,k}(s)$ $\{ 1 \leq l \leq n_H, 0 \leq k \leq n, 0 \leq s < s_E \}$ 以外，還可含有下式：

[數 22]

$$A_{l,-k}(s), \quad 1 \leq l \leq n_H, \quad 1 \leq k \leq g, \quad 0 \leq s < s_E$$

所給予之係數，此時，上記 $g_{dec}(l, i)$ 係亦可藉由下式：

[數 23]

$$g_{dec}(l, i) = \sum_{k=1}^n (A_{l,k}(s) \cdot L_{dec}(k, i)) + \sum_{k=1}^g (A_{l,-k}(s) \cdot U(k, i))$$

$$1 \leq l \leq n_H, \quad t(s) \leq i < t(s+1), \quad 0 \leq s < s_E$$

或下式：

[數 24]

$$g_{dec}(l, i) = \sum_{k=1}^n (A_{l,k}(s) \cdot L_{dec}(k, i)) + A_{l,0}(s) + \sum_{k=1}^g (A_{l,-k}(s) \cdot U(k, i))$$

$$1 \leq l \leq n_H, \quad t(s) \leq i < t(s+1), \quad 0 \leq s < s_E$$

來給定。此處， $U(k, i) \{ 1 \leq k \leq g, t(s) \leq i < t(s+1), 0 \leq s < s_E \}$ 係為所定之係數、或所定之函數。例如，上記 $U(k, i)$ 係亦可為由下式給定的函數。

[數 25]

$$U(k, i) = \cos(\Omega \cdot k \cdot (i - t(s)))$$

$$1 \leq k \leq g, \quad t(s) \leq i < t(s+1), \quad 0 \leq s < s_E$$

此處， Ω 係為所定之係數。

此處，上記 $g_{dec}(l, i)$ 係只要能以 $L_{dec}(k, i)$ 來表現則亦可容許其他的形態，時間包絡資訊的形態也有限定於係數 $A_{l, k}(s)$ 的形態。

最後，時間包絡算出部 1g 係使用上記 $g_{dec}(l, i)$ ，藉由下式：

[數 26]

$$E_T(l, i) = 10^{0.1 \times g_{dec}(l, i)},$$

$$1 \leq l \leq n_H, \quad t(s) \leq i < t(s+1), \quad 0 \leq s < s_E$$

或下式：

[數 27]

$$E_{T,}(l, i) = g_{dec}(l, i),$$

$$1 \leq l \leq n_H, \quad t(s) \leq i < t(s+1), \quad 0 \leq s < s_E$$

而算出時間包絡。

高頻頻帶生成部 1h，係將頻帶分割濾波器組部 1c 所給予的低頻頻帶之訊號 $X_{dec}(j, i)$ $\{0 \leq j < k_x, t(s) \leq i < t(s+1), 0 \leq s < s_E\}$ ，使用從編碼序列解碼/逆量化部 1e 所給予的高頻頻帶生成用輔助資訊而對高頻頻帶進行複寫，以生成高頻頻帶之訊號 $X_{dec}(j, i)$ $\{k_x \leq j \leq k_{max}, t(s) \leq i < t(s+1), 0 \leq s < s_E\}$ 。上記高頻頻帶之生成，係依照“ISO/IEC 14496-3”中所規定的

“MPEG4 AAC”的 SBR 中的 HF 世代 (HF generation) 之方法來進行 (“ISO/IEC 14496-3 subpart 4 General Audio Coding”)。

時間包絡調整部 1i，係將從高頻頻帶生成部 1h 所給予的高頻頻帶訊號 $X_H(j, i) \{ k_x \leq j \leq k_{\max}, t(s) \leq i < t(s+1), 0 \leq s < s_E \}$ 的時間包絡，使用從時間包絡算出部 1g 所給予的時間包絡 $E_T(l, i) \{ 1 \leq l \leq n_H, t(s) \leq i < t(s+1), 0 \leq s < s_E \}$ 來加以調整。

亦即上記時間包絡之調節，係如下記般地，藉由與“MPEG4 AAC”的 SBR 中的 HF 調整 (HF adjustment) 類似的手段來進行。但是，爲了簡便起見，在下記中係展示僅考慮 HF 調整中的雜訊添加 (Noise addition) 的方法，其他的增益限制器 (Gain limiter)、增益平滑器 (Gain smother)、正弦波添加 (Sinusoid addition) 等之對應處理係省略。但是，包含上述省略之處理而使處理一般化，是較爲容易。此外，假設進行雜訊添加對應處理所必須的雜訊基準比例因子、或上記省略之處理進行之際所必須之參數，係已經藉由編碼序列解碼/逆量化部 1e 而被給定。

首先，爲了簡化以下的論述，將表示副頻帶 $B^{(T)}_l$ ($1 \leq l \leq n_H$) 之交界的以 $n_H + 1$ 個之索引爲要素的陣列 F_H ，定義成使得訊號 $X_H(j, i) \{ F_H(1) \leq j < F_H(1+1), t(s) \leq i < t(s+1), 0 \leq s < s_E \}$ 會對應於副頻帶 $B^{(T)}_l$ 之成分。其中， $F_H(1) = k_x$ 、 $F_H(n_H + 1) = k_{\max} + 1$ 。

根據上記定義，時間包絡係可藉由下式進行轉換。

[數 28]

$$E(m, i) = E_T(l, i)$$

$$k_l - k_x \leq m \leq k_h - k_x, \quad \begin{cases} k_l = F_H(l) \\ k_h = F_H(l+1) - 1 \end{cases}$$

$$1 \leq l \leq n_H, \quad t(s) \leq i < t(s+1), \quad 0 \leq s < s_E$$

其後，將已被編碼序列解碼/逆量化部 1e 所給定的雜訊基準比例因子 $Q(m, i)$ ，以下式進行轉換。

[數 29]

$$Q_2(m, i) = \sqrt{E(m, i) \cdot \frac{Q(m, i)}{1 + Q(m, i)}},$$

$$0 \leq m < M, \quad t(s) \leq i < t(s+1), \quad 0 \leq s < s_E$$

其中， $M = F(n_H + 1) - F(1)$ 。又，以下式算出增益。

[數 30]

$$G(m, i) = \sqrt{\frac{E(m, i)}{(\varepsilon + E_{curr}(m, i))} \cdot \frac{Q(m, i)}{1 + Q(m, i)}},$$

$$0 \leq m < M, \quad t(s) \leq i < t(s+1), \quad 0 \leq s < s_E$$

此處，定義由下式所表示的量。

[數 31]

$$E_{curr}(k-k_x, i) = \frac{1}{(k_h - k_l + 1)} \cdot \sum_{j=k_l}^{k_h} |X_H(j, i)|^2,$$

$$k_l \leq k \leq k_h, \quad \begin{cases} k_l = F_H(p) \\ k_h = F_H(p+1) - 1 \end{cases}$$

$$1 \leq p \leq n_H, \quad t(s) \leq i < t(s+1), \quad 0 \leq s < s_E$$

最後，時間包絡調整部 1i 係藉由下式，獲得已經做了時間包絡調節的訊號。

[數 32]

$$\text{Re}\{Y(m+k_x, i)\} = \text{Re}\{W_1(m, i)\} + Q_2(m, i) \cdot V_0(f(i)),$$

$$\text{Im}\{Y(m+k_x, i)\} = \text{Im}\{W_1(m, i)\} + Q_2(m, i) \cdot V_1(f(i)),$$

$$W_1(m, i) = G(m, i) \cdot X_{dec}(m+k_x, i),$$

$$0 \leq m < M, \quad t(s) \leq i < t(s+1), \quad 0 \leq s < s_E$$

此處， V_0 、 V_1 係用來規定雜訊成分的陣列， f 係用來將索引 i 投影至上述陣列上之索引所用的函數（具體例子請參照“ISO/IEC 14496-3 4.B.18”。）。

頻帶合成濾波器組部 1j，係將從時間包絡調整部 1i 所給予的高頻帶訊號 $Y(i, j) \{ k_x \leq j \leq k_{\max} \cdot t(s) \leq i < t(s+1) \cdot 0 \leq s < s_E \}$ 、和從頻帶分割濾波器組部 1c 所給予的低頻帶訊號 $X(j, i) \{ 0 \leq j < k_x \cdot t(s) \leq i < t(s+1) \cdot 0 \leq s < s_E \}$ ，

1) 、 $0 \leq s < s_E$ } 進行加算後，進行頻帶合成，藉此而取得含有全頻帶成分的時間領域之解碼聲音訊號，將已取得之聲音訊號透過內建的通訊裝置而輸出至外部。

以下，參照圖 2，說明聲音解碼裝置 1 之動作，同時詳述聲音解碼裝置 1 中的聲音解碼方法。

首先，藉由解多工化部 1a，從所被輸入的編碼序列中，分離出低頻頻帶編碼序列與高頻頻帶編碼序列（步驟 S01）。接著，藉由低頻頻帶解碼部 1b，低頻頻帶編碼序列係被解碼，獲得僅含低頻頻帶成分的解碼訊號（步驟 S02）。其後，藉由頻帶分割濾波器組部 1c，僅含低頻頻帶成分的解碼訊號會被分析，並被轉換成頻率領域之訊號（步驟 S03）。

然後，藉由編碼序列解析部 1d，高頻頻帶編碼序列會被解析，取得已被編碼之高頻頻帶生成用輔助資訊、和已被量化之時間包絡資訊（步驟 S04）。然後，藉由編碼序列解碼/逆量化部 1e，高頻頻帶生成用輔助資訊會被解碼，並且時間包絡資訊會被逆量化（步驟 S05）。其後，藉由高頻頻帶生成部 1h，將低頻頻帶之訊號 $X_{dec}(j, i)$ ，使用高頻頻帶生成用輔助資訊而對高頻頻帶進行複寫，以生成高頻頻帶之訊號 $X_{dec}(j, i)$ （步驟 S06）。接著，藉由第 1～第 n 低頻頻帶時間包絡算出部 1f₁～1f_n，以低頻頻帶之訊號 $X(j, i)$ 為基礎，算出複數低頻頻帶之時間包絡 $L_{dec}(k, i)$ （步驟 S07）。

然後，藉由時間包絡算出部 1g，使用複數低頻頻帶

內之時間包絡 $L_{dec}(k, i)$ 與時間包絡資訊，來算出高頻頻帶之時間包絡 $E_T(l, i)$ （步驟 S08）。然後，藉由時間包絡調整部 1i，高頻頻帶訊號 $X_H(j, i)$ 的時間包絡會被使用時間包絡 $E_T(l, i)$ 而被調整（步驟 S09）。最後，藉由頻帶合成濾波器組部 1j，高頻帶訊號 $Y(i, j)$ 與低頻帶訊號 $X(j, i)$ 被加算後，藉由頻帶合成，而取得時間領域之解碼聲音訊號，將該解碼聲音訊號予以輸出（步驟 S10）。

圖 3 係本發明的第 1 實施形態所述之聲音編碼裝置 2 之構成的圖示，圖 4 係藉由聲音編碼裝置 2 而被實現的聲音編碼方法之程序的流程圖。聲音編碼裝置 2，係實體上具備未圖示的 CPU、ROM、RAM 及通訊裝置等，該 CPU，係將 ROM 等之聲音編碼裝置 2 的內藏記憶體中所儲存的所定之電腦程式（例如圖 4 的流程圖所示之處理執行所需的電腦程式）載入至 RAM 中並執行，藉此以統籌控制聲音編碼裝置 2。聲音編碼裝置 2 的通訊裝置，係將作為編碼對象的聲音訊號，從外部予以接收，還有，將已被編碼之多工化位元串流，輸出至外部。

如圖 3 所示，聲音編碼裝置 2，係在機能上是具備有：降頻取樣部（降頻取樣手段）2a、低頻頻帶編碼部（低頻頻帶編碼手段）2b、頻帶分割濾波器組部（頻率轉換手段）2c、高頻頻帶生成用輔助資訊算出部（輔助資訊算出手段）2d、第 1～第 n（n 係 2 以上之整數）低頻頻帶時間包絡算出部（低頻頻帶時間包絡算出手段）2e₁～

2e_n、時間包絡資訊算出部（時間包絡資訊算出手段）2f、量化/編碼部（量化編碼手段）2g、高頻頻帶編碼序列構成部（編碼序列構成手段）2h、及多工化部（多工化手段）2i。圖 3 所示的聲音編碼裝置 2 之各機能部，係藉由聲音編碼裝置 2 的 CPU 去執行聲音編碼裝置 2 的內藏記憶體中所儲存的電腦程式，所實現的功能。聲音編碼裝置 2 的 CPU，係藉由執行該電腦程式（使用圖 3 的各機能部），而依序執行圖 4 的流程圖中所示的處理（步驟 S11～步驟 S20 之處理）。該電腦程式之執行上所被須的各種資料、及該電腦程式之執行所產生的各種資料，係全部都被保存在聲音編碼裝置 2 的 ROM 或 RAM 等之內藏記憶體中。

降頻取樣部 2a，係將透過聲音編碼裝置 2 的通訊裝置而從外部所接收到的輸入訊號，加以處理，獲得已被縮減取樣的低頻頻帶之時間領域訊號。低頻頻帶編碼部 2b，係將已被縮減取樣的時間領域訊號進行編碼，獲得低頻頻帶編碼序列。低頻頻帶編碼部 2b 中的編碼係亦可基於以 CELP 方式為代表的聲音編碼方式，或是基於以 AAC 為代表的轉換編碼或是 TCX 方式等之音響編碼。又，亦可基於 PCM 編碼方式。又，亦可基於切換這些編碼方式而進行編碼的方式來為之。於本實施形態，編碼方式係沒有限定。

頻帶分割濾波器組部 2c，係將透過聲音編碼裝置 2 之通訊裝置而被接收的來自外部之輸入訊號，加以分析，

轉換成頻率領域之全頻帶的訊號 $X(j, i)$ 。其中， j 係為頻率方向的索引， i 係為時間方向的索引。

高頻頻帶生成用輔助資訊算出部 2d，係從頻帶分割濾波器組部 2c 收取頻率領域之訊號 $X(j, i)$ ，基於高頻頻帶之功率、訊號變化、或調性等之分析，算出在從低頻頻帶之訊號成分生成高頻頻帶之訊號成分時所使用的高頻頻帶生成用輔助資訊。

第 1～第 n 低頻頻帶時間包絡算出部 $2e_1 \sim 2e_n$ ，係分別算出複數個不同的低頻頻帶成分之時間包絡。具體而言，第 k 低頻頻帶時間包絡算出部 $2e_k$ ($1 \leq k \leq n$)，係從頻帶分割濾波器組部 2c，收取低頻頻帶之訊號 $X(j, i)$ $\{0 \leq j < k_x, t(s) \leq i < t(s+1), 0 \leq s < s_E\}$ ，依照上述聲音解碼裝置 1 的第 k 低頻頻帶時間包絡算出部 $1f_k$ (其中， $1 \leq k \leq n$) 的時間包絡 $L_{dec}(k, i)$ 之算出方法，算出低頻頻帶之第 k 個時間包絡 $L(k, i)$ $\{t(s) \leq i < t(s+1), 0 \leq s < s_E\}$ 。

時間包絡資訊算出部 2f，係從頻帶分割濾波器組部 2c，收取高頻頻帶之訊號 $X(j, i)$ $\{k_x \leq j < N, t(s) \leq i < t(s+1), 0 \leq s < s_E\}$ ，又，從第 k 低頻頻帶時間包絡算出部 $2e_k$ ($1 \leq k \leq n$)，係收取時間包絡 $L(k, i)$ $\{t(s) \leq i < t(s+1), 0 \leq s < s_E\}$ ，算出訊號 $X(j, i)$ 的高頻頻帶成分的時間包絡取得時所必須的時間包絡資訊。上記時間包絡資訊係為，在上述的聲音解碼裝置 1 側，上記時間包絡 $L_{dec}(k, i)$ 已被給定之際，可將高頻頻帶之

參照時間包絡之近似加以復原的資訊。

具體而言，上記時間包絡資訊的算出，是被進行如下。首先，功率的時間包絡係藉由下式而被算出。

[數 33]

$$E_H(l, i) = \frac{1}{k_h - k_l + 1} \sum_{j=k_l}^{k_h} |X(j, i)|^2$$

$$k_h = F_H(l), \quad k_l = F_H(l+1) - 1,$$

$$1 \leq l \leq n_H, \quad t(s) \leq i < t(s+1), \quad 0 \leq s < s_E$$

接著，上記高頻頻帶之第 l ($1 \leq l \leq n_H$) 個頻率領域之參照時間包絡，若表示成 $H(l, i) \{ t(s) \leq i < t(s+1) \}$ ，則參照時間包絡 $H(l, i)$ 係藉由下式：

[數 34]

$$H(l, i) = 10 \log_{10} E_H(l, i),$$

$$k_h = F_H(l), \quad k_l = F_H(l+1) - 1,$$

$$t(s) \leq i < t(s+1), \quad 0 \leq s < s_E$$

或下式：

[數 35]

$$H(l,i) = E_H(l,i),$$

$$k_h = F_H(l), \quad k_l = F_H(l+1)-1,$$

$$t(s) \leq i < t(s+1), \quad 0 \leq s < s_E$$

而被算出。

此外，亦可和上述的低頻頻帶之時間包絡同樣地，對 $H(l, i)$ 實施所定之處理（例如平滑化），來作為高頻頻帶之參照時間包絡。又，高頻頻帶的參照時間包絡，係只要是表示高頻頻帶之訊號的訊號功率或訊號振幅之時間變化的參數即可，不限定於上記的算出方法。上記參照時間包絡 $H(l, i)$ 的以上記時間包絡 $L(k, i)$ 所取之近似若表示成 $g(l, i)$ ，則上記 $g(l, i)$ 之型態，係依照聲音解碼裝置 1 中的 $g_{dec}(l, i)$ 之型態。此處，使上記時間包絡 $L(k, i)$ ，對應至聲音解碼裝置 1 側的時間包絡 $L_{dec}(k, i)$ 。

例如，時間包絡資訊係為，定義相對於上記參照時間包絡 $H(l, i)$ 的上記 $g(l, i)$ 之誤差，藉由求出使該誤差呈最小的 $g(l, i)$ ，就可算出。亦即，將誤差視為時間包絡資訊的函數，只要將能給予該誤差最小值的時間包絡資訊加以探索而算出即可。該當時間包絡資訊之算出，亦可以數值性的方式來進行。又，亦可使用數式來計算。

更詳言之，相對於參照時間包絡 $H(l, i)$ 的上記 $g(l, i)$ 之誤差，係可藉由下式：

[數 36]

$$error = \sum_{i=t(s)}^{t(s+1)-1} (H(l, i) - g(l, i))^2,$$

$$1 \leq l \leq n_H, \quad 0 \leq s < s_E$$

而被計算。又，該誤差係亦可利用下式而被當成加權誤差來計算。

[數 37]

$$error = \sum_{i=t(s)}^{t(s+1)-1} w(i) (H(l, i) - g(l, i))^2,$$

$$1 \leq l \leq n_H, \quad 0 \leq s < s_E$$

甚至，誤差係亦可藉由下式來計算。

[數 38]

$$error = \sum_{l=1}^{n_H} \sum_{i=t(s)}^{t(s+1)-1} w(l, i) (H(l, i) - g(l, i))^2,$$

$$0 \leq s < s_E$$

此處，權重 $w(l, i)$ 係可定義成隨時間索引 i 而變化

的權重，或可定義成隨頻率索引 l 而變化的權重皆可，甚至亦可定義成隨時間索引 i 及頻率索引 l 而變化的權重。此外，本實施形態中，對於上記誤差的形態，及上記例子的權重形態，並沒有限定。

量化/編碼部 2g，係從時間包絡資訊算出部 2f 收取時間包絡資訊，進行時間包絡資訊的量化、編碼，從高頻頻帶生成用輔助資訊算出部 2d 收取高頻頻帶生成用輔助資訊而將高頻頻帶生成用輔助資訊予以編碼。

作為此種時間包絡資訊的量化、編碼方法係亦可為，例如，若該當資訊是係數 $A_{l,k}(s)$ 之形態，則將上記 $A_{l,k}(s)$ 進行純量量化後，進行熵編碼。甚至亦可將 $A_{l,k}(s)$ 使用所定之碼簿而進行向量量化，將該索引予以編碼。此外，本實施形態中，時間包絡資訊的量化、編碼方法係不限定於上記。

高頻頻帶編碼序列構成部 2h，係從量化/編碼部 2g 收取已被編碼之高頻頻帶生成用輔助資訊和已被量化之時間包絡資訊，構成含有它們之高頻頻帶編碼序列。

多工化部 2i 係從低頻頻帶編碼部 2b 收取低頻頻帶編碼序列，從高頻頻帶編碼序列構成部 2h 收取高頻頻帶編碼序列，藉由將 2 個編碼序列進行多工化而生成編碼序列，將所生成之編碼序列予以輸出。

以下，參照圖 4，說明聲音編碼裝置 2 之動作，同時詳述聲音編碼裝置 2 中的聲音編碼方法。

首先，已被輸入之聲音訊號係藉由頻帶分割濾波器組

部 2c 而被分析，藉此，頻率領域之全頻帶的訊號 $X(j, i)$ 會被取得（步驟 S11）。接著，藉由降頻取樣部 2a，來自外部的輸入聲音訊號會被處理，取得已被縮減取樣的時間領域訊號（步驟 S12）。其後，藉由低頻頻帶編碼部 2b，已被縮減取樣的時間領域訊號會被編碼，獲得低頻頻帶編碼序列（步驟 S13）。

然後，藉由高頻頻帶生成用輔助資訊算出部 2d，從頻帶分割濾波器組部 2c 所取得之頻率領域之訊號 $X(j, i)$ 會被分析，算出在高頻頻帶之訊號成分生成之際所使用的高頻頻帶生成用輔助資訊（步驟 S14）。然後，藉由第 1～第 n 低頻頻帶時間包絡算出部 $2e_1 \sim 2e_n$ ，以低頻頻帶之訊號 $X(j, i)$ 為基礎，算出低頻頻帶之複數時間包絡 $L(k, i)$ （步驟 S15）。其後，藉由時間包絡資訊算出部 2f，以高頻頻帶之訊號 $X(j, i)$ 及低頻頻帶之複數時間包絡 $L(k, i)$ 為基礎，算出訊號 $X(j, i)$ 的高頻頻帶成分的時間包絡取得時所必須的時間包絡資訊（步驟 S16）。接著，藉由量化/編碼部 2g，時間包絡資訊會被量化、編碼，並且高頻頻帶生成用輔助資訊會被編碼（步驟 S17）。

然後，藉由高頻頻帶編碼序列構成部 2h，含有已被編碼之高頻頻帶生成用輔助資訊和已被量化之時間包絡資訊的高頻頻帶編碼序列，會被構成（步驟 S18）。然後，藉由多工化部 2i，將低頻頻帶編碼序列與高頻頻帶編碼序列進行多工化而生成編碼序列，所生成之編碼序列會被輸

出（步驟 S19）。

若依據以上說明的聲音解碼裝置 1、解碼方法、或解碼程式，則可從編碼序列進行解多工化及解碼而獲得低頻頻帶訊號，可從編碼序列進行解多工化、解碼、及逆量化而獲得高頻頻帶生成用輔助資訊及時間包絡資訊。然後，從使用高頻頻帶生成用輔助資訊而已被轉換成頻率領域之低頻頻帶訊號 $X_{dec}(j, i)$ ，生成出頻率領域的高頻頻帶成分 $X_{dec}(j, i)$ ，另一方面，分析頻率領域之低頻頻帶訊號 $X_{dec}(j, i)$ 而取得了複數低頻頻帶之時間包絡 $L_{dec}(k, i)$ 後，使用該複數低頻頻帶之時間包絡 $L_{dec}(k, i)$ 、和時間包絡資訊，來算出高頻頻帶之時間包絡 $E_T(1, i)$ 。然後，藉由已被算出之高頻頻帶之時間包絡 $E_T(1, i)$ 來調整高頻頻帶成分 $X_H(j, i)$ 的時間包絡，將已被調整之高頻頻帶成分與低頻頻帶訊號進行加算而輸出時間領域訊號。如此，高頻頻帶成分 $X_H(j, i)$ 的時間包絡的調整時會使用複數低頻頻帶之時間包絡 $L_{dec}(k, i)$ ，因此可利用低頻頻帶成分的時間包絡與高頻頻帶成分的時間包絡的相關而高精度地調整高頻頻帶成分的時間包絡的波形。其結果為，解碼訊號中的時間包絡是被調整成失真較少的形狀，可獲得充分改善前回聲及後回聲的再生訊號。

又，若依據上述的聲音編碼裝置 2、編碼方法、或編碼程式，則聲音訊號會被降頻取樣而獲得低頻頻帶訊號，該低頻頻帶訊號係被編碼，而另一方面，根據頻率領域之

聲音訊號 $X(j, i)$ 而複數算出低頻頻帶成分的時間包絡 $L(k, i)$ ，使用該複數低頻頻帶成分的時間包絡 $L(k, i)$ 來算出用來取得高頻頻帶成分的時間包絡所需的時間包絡資訊。然後，算出用來從低頻頻帶訊號生成高頻頻帶成分所需的高頻頻帶生成用輔助資訊，將高頻頻帶生成用輔助資訊與時間包絡資訊進行量化及編碼後，構成含有高頻頻帶生成用輔助資訊與時間包絡資訊的高頻頻帶編碼序列。然後，生成由低頻頻帶編碼序列及高頻頻帶編碼序列所多工化而成的編碼序列。藉此，在編碼序列被輸入至聲音解碼裝置 1，在聲音解碼裝置 1 側上，高頻頻帶成分的時間包絡的調整時可以使用複數低頻頻帶之時間包絡，在聲音解碼裝置 1 側上可利用低頻頻帶成分的時間包絡與高頻頻帶成分的時間包絡的相關而高精度地調整高頻頻帶成分的時間包絡的波形。其結果為，解碼訊號中的時間包絡是被調整成失真較少的形狀，在解碼裝置側上可獲得充分改善前回聲及後回聲的再生訊號。

〔第 1 實施形態的聲音解碼裝置的第 1 變形例〕

圖 5 係第 1 實施形態所述之聲音解碼裝置 1 的第 1 變形例中的關於包絡算出之重點構成的圖示，圖 6 係圖 5 的聲音解碼裝置 1 所進行的包絡算出之程序的流程圖。

圖 5 所示的聲音解碼裝置 1，係除了具備低頻頻帶時間包絡算出部 $1f_1 \sim 1f_n$ 及時間包絡算出部 $1g$ ，還具備時間包絡算出控制部（時間包絡算出控制手段） $1k$ 。該時間包

絡算出控制部 1k，係從頻帶分割濾波器組部 1c 收取低頻頻帶訊號，算出該當訊框中的低頻頻帶訊號之功率（步驟 S31），將所算出之低頻頻帶訊號之功率，與所定閾值進行比較（步驟 S32）。然後，時間包絡算出控制部 1k，係當低頻頻帶訊號之功率沒有大於所定閾值時（步驟 S32：NO），則對低頻頻帶時間包絡算出部 1f₁~1f_n 係輸出低頻頻帶時間包絡算出控制訊號，對時間包絡算出部 1g 係輸出時間包絡算出控制訊號，控制成在低頻頻帶時間包絡算出部 1f₁~1f_n 及時間包絡算出部 1g 中不進行時間包絡之算出處理。此時，高頻頻帶訊號的時間包絡係並未基於上記時間包絡而做調整（例如，上記數式 29 中，令 E(m, i) 為 E_{curr}(m, i)，取代上記數式 30 而改成下式：

[數 39]

$$G(m, i) = \sqrt{\frac{Q(m, i)}{1 + Q(m, i)}}$$

來為之）（步驟 S36），就被送往頻帶合成濾波器組部 1j。另一方面，時間包絡算出控制部 1k，係當低頻頻帶訊號之功率大於所定閾值時，則對低頻頻帶時間包絡算出部 1f₁~1f_n 係輸出低頻頻帶時間包絡算出控制訊號，對時間包絡算出部 1g 係輸出時間包絡算出控制訊號，控制成低頻頻帶時間包絡算出部 1f₁~1f_n 及時間包絡算出部 1g 會實施時間包絡之算出處理。此時，在時間包絡調整部 1i

中基於上記時間包絡而調整過時間包絡的高頻頻帶訊號，係會被送往頻帶合成濾波器組部 1j。

參照圖 6，在聲音解碼裝置 1 的第 1 變形例中，步驟 S31～S36 所示的包絡算出處理，是被置換成圖 2 所示的第 1 實施形態所述之聲音解碼裝置 1 的步驟 S07～S09 之處理而被執行。

藉由此種聲音解碼裝置 1 的第 1 變形例，例如當低頻頻帶訊號之功率較小、無法被使用於高頻頻帶訊號的時間包絡算出時，藉由省略步驟 S07～S08 之處理，就可削減演算量。

此外，時間包絡算出控制部 1k，係亦可將第 1～第 n 低頻頻帶時間包絡算出部 $1f_1 \sim 1f_n$ 中所被算出之第 1～第 n 低頻頻帶時間包絡所相當之部分的功率予以算出，也可基於將已被算出之第 1～第 n 低頻頻帶時間包絡所相當之功率與所定閾值之比較結果而輸出低頻頻帶時間包絡算出控制訊號，以控制是否省略上記第 1～第 n 低頻頻帶時間包絡算出部 $1f_1 \sim 1f_n$ 之處理。

此情況下，若時間包絡算出控制部 1k 係控制成省略所有第 1～第 n 低頻頻帶時間包絡算出部 $1f_1 \sim 1f_n$ 之處理，則向時間包絡算出部 1g 輸出時間包絡算出控制訊號以控制成省略時間包絡算出處理。又，若時間包絡算出控制部 1k 係控制成，要由第 1～第 n 低頻頻帶時間包絡算出部 $1f_1 \sim 1f_n$ 當中至少 1 者以上來實施低頻頻帶時間包絡之算出處理的情況下，則向時間包絡算出部 1g 輸出時間

包絡算出控制訊號以控制成實施時間包絡算出處理。

〔第 1 實施形態的聲音解碼裝置的第 2 變形例〕

圖 7 係第 1 實施形態所述之聲音解碼裝置 1 的第 2 變形例中的關於包絡算出之重點構成的圖示，圖 8 係圖 7 的聲音解碼裝置 1 所進行的包絡算出之程序的流程圖。

圖 7 所示的聲音解碼裝置 1，係除了具備低頻頻帶時間包絡算出部 $1f_1 \sim 1f_n$ 及時間包絡算出部 $1g$ ，還具備時間包絡算出控制部（時間包絡算出控制手段） $1m$ 。該時間包絡算出控制部 $1m$ ，係基於從編碼序列解碼/逆量化部 $1e$ 所收取到的時間包絡資訊，而向第 1～第 n 低頻頻帶時間包絡算出部 $1f_1 \sim 1f_n$ 輸出低頻頻帶時間包絡算出控制訊號，藉此而控制第 1～第 n 低頻頻帶時間包絡算出部 $1f_1 \sim 1f_n$ 中的低頻頻帶時間包絡算出處理之實施。

詳言之，聲音解碼裝置 1 的第 2 變形例中，圖 8 所示的步驟 S41～S48 的包絡算出處理，是被置換成圖 2 所示的第 1 實施形態所述之聲音解碼裝置 1 的步驟 S07～S09 之處理而被執行。

首先，藉由時間包絡算出控制部 $1m$ ，計數值 $count$ 係被設定成 0（步驟 S41）。接著，藉由時間包絡算出控制部 $1m$ ，判定從編碼序列解碼/逆量化部 $1e$ 所收取到的時間包絡資訊中所含有之係數 $A_{l, count+1}(s)$ 是否為 0（步驟 S42）。

判定的結果若係數 $A_{l, count+1}(s)$ 為 0（步驟 S42：

NO)，則藉由時間包絡算出控制部 $1m$ ，向第 $count$ 個低頻頻帶時間包絡算出部 $1f_{count}$ 輸出低頻頻帶時間包絡算出控制訊號，控制成不會實施低頻頻帶時間包絡算出部 $1f_{count}$ 中的低頻頻帶時間包絡算出處理，前進至步驟 S44 之處理。另一方面，若係數 $A_{l, count+1}(s)$ 被判定為非 0 時（步驟 S42：YES），則向第 $count$ 個低頻頻帶時間包絡算出部 $1f_{count}$ 輸出低頻頻帶時間包絡算出控制訊號，控制成會實施低頻頻帶時間包絡算出部 $1f_{count}$ 中的低頻頻帶時間包絡算出處理。藉此，藉由低頻頻帶時間包絡算出部 $1f_{count}$ ，低頻頻帶時間包絡就被算出（步驟 S43）。

然後，藉由時間包絡算出控制部 $1m$ ，將計數值 $count$ 增加 1（步驟 S44）之後，計數值 $count$ 與低頻頻帶時間包絡算出部 $1f_1 \sim 1f_n$ 的個數 n 會被進行比較（步驟 S45）。比較之結果，若計數值 $count$ 小於個數 n （步驟 S45：YES），則返回步驟 S42 之處理，重複時間包絡資訊中所含之下個係數 $A_{l, count}(s)$ 之判定。另一方面，若計數值 $count$ 為個數 n 以上時（步驟 S45：NO），則進入步驟 S46 之處理。然後，藉由時間包絡算出控制部 $1m$ ，判定是否在 1 個以上的低頻頻帶時間包絡算出部 $1f_1 \sim 1f_n$ 中實施低頻頻帶時間包絡的算出處理（步驟 S46）。判定之結果，若所有的低頻頻帶時間包絡算出部 $1f_1 \sim 1f_n$ 中都不實施低頻頻帶時間包絡的算出處理（步驟 S46：NO），則向時間包絡算出部 $1g$ 輸出時間包絡算出控制訊號以控制成省略時間包絡算出處理。此時，取代步驟 S47～S48

之處理改爲實施步驟 S49，前進至步驟 S10 之處理（圖 2）。相對於此，若在 1 個以上的低頻頻帶時間包絡算出部 $1f_1 \sim 1f_n$ 中要實施低頻頻帶時間包絡的算出處理（步驟 S46：YES），則在時間包絡算出部 $1g$ 中實施時間包絡之算出處理（步驟 S47）。接著，藉由時間包絡調整部 $1i$ ，高頻頻帶訊號的時間包絡調整處理會被實施（步驟 S48）。其後，藉由頻帶合成濾波器組部 $1j$ ，實施輸出訊號的合成處理。

藉由此種聲音解碼裝置 1 的第 2 變形例，若根據從編碼序列所得到之時間包絡資訊而有部分處理是不需要時，則藉由省略步驟 S07～S08 之任一處理，就可削減演算量。

〔第 1 實施形態的聲音解碼裝置的第 3 變形例〕

圖 9 係第 1 實施形態所述之聲音解碼裝置 1 的第 3 變形例中的關於包絡算出之重點構成的圖示，圖 10 係圖 9 的聲音解碼裝置 1 所進行的包絡算出之程序的流程圖。

圖 9 所示的聲音解碼裝置 1，係除了具備低頻頻帶時間包絡算出部 $1f_1 \sim 1f_n$ 及時間包絡算出部 $1g$ ，還具備時間包絡算出控制部（時間包絡算出控制手段） $1n$ 。該時間包絡算出控制部 $1n$ ，係從編碼序列解析部 $1d$ 收取時間包絡算出控制資訊。於本變形例中，時間包絡算出控制資訊裡係會描述，是否於該當訊框中實施時間包絡算出處理。在讀取時間包絡算出控制資訊的描述內容之際，若解碼/逆

量化處理是必要時，則藉由編碼序列解碼/逆量化部 1e 而實施解碼逆量化處理。又，時間包絡算出控制部 1n 係藉由參照時間包絡算出控制資訊，以決定是否要在該當訊框中實施時間包絡算出處理。然後，時間包絡算出控制部 1n，係在已決定不實施時間包絡算出處理的情況下，對低頻頻帶時間包絡算出部 1f₁~1f_n 係輸出低頻頻帶時間包絡算出控制訊號，對時間包絡算出部 1g 係輸出時間包絡算出控制訊號，控制成在低頻頻帶時間包絡算出部 1f₁~1f_n 及時間包絡算出部 1g 中不進行時間包絡之算出處理。此時，高頻頻帶訊號，係不將時間包絡基於上記時間包絡進行調整，就送往頻帶合成濾波器組部 1j。反之，時間包絡算出控制部 1n，係在已決定要實施時間包絡算出處理的情況下，對低頻頻帶時間包絡算出部 1f₁~1f_n 係輸出低頻頻帶時間包絡算出控制訊號，對時間包絡算出部 1g 係輸出時間包絡算出控制訊號，控制成在低頻頻帶時間包絡算出部 1f₁~1f_n 及時間包絡算出部 1g 中會進行時間包絡之算出處理。此時，被時間包絡調整部 1i 調整過時間包絡的高頻頻帶訊號，會被送往頻帶合成濾波器組部 1j。

參照圖 10，在聲音解碼裝置 1 的第 3 變形例中，步驟 S51~S54 所示的包絡算出處理，是被置換成圖 2 所示的第 1 實施形態所述之聲音解碼裝置 1 的步驟 S07~S09 之處理而被執行。

藉由此種聲音解碼裝置 1 的第 3 變形例也是，基於來自編碼裝置側的控制資訊而省略步驟 S07~S08 之處理，

就可削減演算量。

〔第 1 實施形態的聲音解碼裝置的第 4 變形例〕

圖 11 係第 1 實施形態所述之聲音解碼裝置 1 的第 4 變形例所進行的包絡算出之程序的流程圖。此外，該聲音解碼裝置 1 的第 4 變形例之構成，係和圖 9 所示構成相同。

在該第 4 變形例中，圖 11 所示的步驟 S61～S64 所示的包絡算出處理，係被置換成圖 2 所示的第 1 實施形態所述之聲音解碼裝置 1 的步驟 S07～S09 之處理而被執行。

亦即，在時間包絡算出控制資訊中係描述了，於該當訊框中，第 1～n 低頻頻帶時間包絡當中要被使用於時間包絡算出處理的低頻頻帶時間包絡。此處，在讀取時間包絡算出控制資訊的描述內容之際，若解碼/逆量化處理是必要時，則藉由編碼序列解碼/逆量化部 1e 而實施解碼逆量化處理。然後，藉由時間包絡算出控制部 1n，基於時間包絡算出控制資訊，於該當訊框中被用於時間包絡算出處理的低頻頻帶時間包絡會被選擇（步驟 S61）。

接著，藉由時間包絡算出控制部 1n，對第 1～n 低頻頻帶時間包絡算出部 1f₁～1f_n 輸出低頻頻帶時間包絡算出控制訊號。藉此，會被控制成，藉由已被上記選擇處理所選擇之低頻頻帶時間包絡所相當之低頻頻帶時間包絡算出部 1f₁～1f_n 來算出低頻頻帶時間包絡，且被控制成，不會藉由未被上記選擇處理所選擇之低頻頻帶時間包絡所相當

之低頻頻帶時間包絡算出部 $1f_1 \sim 1f_n$ 來算出低頻頻帶時間包絡（步驟 S62）。

其後，藉由時間包絡算出控制部 $1n$ ，對時間包絡算出部 $1g$ 輸出時間包絡算出控制訊號，控制成僅使用已被選擇之低頻頻帶時間包絡，來算出時間包絡（步驟 S63）。然後，藉由時間包絡調整部 $1i$ ，使用已被算出的時間包絡，調整已被高頻頻帶生成部 $1h$ 所生成之高頻頻帶訊號的時間包絡（步驟 S64）。

又，亦可為，於上記選擇處理中，若任一低頻頻帶時間包絡均未被選擇時，則略過上記步驟 S62～S63，高頻頻帶訊號係不基於上記時間包絡來調整時間包絡（圖 6 的步驟 S36），就被送往頻帶合成濾波器組部 $1j$ 。

藉由此種聲音解碼裝置 1 的第 4 變形例也是，基於來自編碼裝置側的控制資訊而省略步驟 S07～S08 之處理，就可削減演算量。

〔第 1 實施形態的聲音解碼裝置的第 5 變形例〕

圖 12 係第 1 實施形態所述之聲音解碼裝置 1 的第 5 變形例所進行的包絡算出之程序的流程圖。此外，該聲音解碼裝置 1 的第 5 變形例之構成，係和圖 9 所示構成相同。

在該第 5 變形例中，圖 12 所示的步驟 S71～S75 所示的包絡算出處理，係被置換成圖 2 所示的第 1 實施形態所述之聲音解碼裝置 1 的步驟 S07～S09 之處理而被執行。

亦即，在時間包絡算出控制資訊中係描述了，於該當訊框中，第 $1 \sim n$ 低頻頻帶時間包絡之算出方法。在讀取時間包絡算出控制資訊的描述內容之際，若解碼/逆量化處理是必要時，則藉由編碼序列解碼/逆量化部 1e 而實施解碼逆量化處理。時間包絡算出控制資訊中所描述的第 $1 \sim n$ 低頻頻帶時間包絡之算出方法，係亦可為例如表示副頻帶之陣列 B_l 與 B_h 之設定的相關內容，可根據此種時間包絡算出控制資訊來控制副頻帶的頻率領域。陣列 B_l 與 B_h 之設定的相關內容，係亦可由設定陣列 B_l 與 B_h 的整數組 (k_l, k_h) 來描述，也可描述為關於要從所定之複數陣列 B_l 與 B_h 的設定內容中選擇出何者。於本變形例中，陣列 B_l 與 B_h 之設定的相關內容的描述方法係沒有限定。又，時間包絡算出控制資訊中所描述的第 $1 \sim n$ 低頻頻帶時間包絡之算出方法，係只要是關於上記所定處理之設定的內容（例如關於上記平滑化係數 $sc(j)$ 之設定的內容）即可，藉此就可根據時間包絡算出控制資訊來控制上記所定之處理（例如上記平滑化處理）。平滑化係數 $sc(j)$ 之設定的相關內容，係可為將平滑化係數 $sc(j)$ 之值予以量化、編碼而成者，也可為有關於從所定複數平滑化係數 $sc(j)$ 中選擇何者之內容。或者，亦可含有描述了是否進行平滑化處理的內容。於本變形例中，上記所定之處理的設定（例如上記平滑化係數 $sc(j)$ 之設定）的相關內容的描述方法係沒有限定。甚至，時間包絡算出控制資訊中所描述的第 $1 \sim n$ 低頻頻帶時間包絡之算出方

法，係只要含有上述算出方法當中的至少 1 者以上即可。此外，於本變形例中，時間包絡算出控制資訊中所描述的第 1～n 低頻頻帶時間包絡之算出方法，係只要有描述低頻頻帶時間包絡之算出方法的相關內容即可，不限定於上記的內容。

在步驟 S71 中，藉由時間包絡算出控制部 1n，基於時間包絡算出控制資訊，決定是否於該當訊框中變更低頻頻帶時間包絡之算出方法。接著，若不變更低頻頻帶時間包絡之算出方法（步驟 S71：NO），則不變更低頻頻帶時間包絡之算出方法，在低頻頻帶時間包絡算出部 1f₁～1f_n 中算出第 1～n 低頻頻帶時間包絡（步驟 S73）。另一方面，若要變更低頻頻帶時間包絡之算出方法（步驟 S71：YES），則藉由時間包絡算出控制部 1n，對低頻頻帶時間包絡算出部 1f₁～1f_n 輸出低頻頻帶時間包絡算出控制訊號以指示低頻頻帶時間包絡之算出方法，低頻頻帶時間包絡之算出方法就會被變更（步驟 S72）。其後，在低頻頻帶時間包絡算出部 1f₁～1f_n 中，藉由已被變更之低頻頻帶時間包絡算出方法，算出第 1～n 低頻頻帶時間包絡（步驟 S73）。然後，藉由時間包絡算出部 1g，使用已被低頻頻帶時間包絡算出部 1f₁～1f_n 所算出的第 1～n 低頻頻帶時間包絡，來算出時間包絡（步驟 S74）。然後，藉由時間包絡調整部 1i，使用已被時間包絡算出部 1g 所算出的時間包絡，調整已被高頻頻帶生成部 1h 所生成之高頻頻帶訊號的時間包絡（步驟 S75）。

藉由此種聲音解碼裝置 1 的第 5 變形例也是，基於來自編碼裝置側的控制資訊而精密地控制步驟 S07～S08 之處理，就可更高精度地削減時間包絡之調整。

〔第 1 實施形態的聲音解碼裝置的第 6 變形例〕

圖 13，係第 1 實施形態所述之聲音解碼裝置 1 的第 6 變形例中的關於包絡算出之重點構成的圖示。圖 13 所示的聲音解碼裝置 1，係除了具備低頻頻帶時間包絡算出部 $1f_1 \sim 1f_n$ 及時間包絡算出部 $1g$ ，還具備時間包絡算出控制部（時間包絡算出控制手段） $1o$ 。該時間包絡算出控制部 $1o$ 係被構成爲，會執行聲音解碼裝置 1 的第 1～第 5 變形例中的包絡算出處理當中的任 1 者以上。

〔第 1 實施形態的聲音解碼裝置的第 7 變形例〕

圖 14 係第 1 實施形態所述之聲音解碼裝置 1 的第 7 變形例所進行的包絡算出之程序的流程圖。此外，該聲音解碼裝置 1 的第 7 變形例之構成，係和第 1 實施形態所述之聲音解碼裝置 1 相同。圖 14 的步驟 S261～S262，係將上記第 1 實施形態所述之聲音解碼裝置 1 之處理加以表示的流程圖圖 2 中的步驟 S08 予以置換而成者。

於本變形例中，係時間包絡算出部 $1g$ ，係使用從低頻頻帶時間包絡算出部 $1f_1 \sim 1f_n$ 所給予的低頻頻帶內的時間包絡 $L_{dec}(k, i) \{ 1 \leq k \leq n, t(s) \leq i < t(s+1), 0 \leq s < s_E \}$ ，和從編碼序列解碼/逆量化部 $1e$ 所給予的時

間包絡資訊，來進行所定處理（步驟 S261 之處理）後，算出時間包絡（步驟 S262 之處理）。此處，作為所定之處理、及其所涉及之時間包絡之算出，係有以下所示的例子。

在第 1 例中，是將數式 18、數式 21、數式 23、或數式 24 中的係數 $A_{l,k}(s)$ ，使用從編碼序列解碼/逆量化部 1e 以別的型態所給予的時間包絡資訊而加以算出。例如，上記係數係藉由下式而算出。

[數 40]

$$A_{lk}(s) = F_{lk}(\alpha_1(s), \alpha_2(s), \dots, \alpha_{Num}(s))$$

$$1 \leq l \leq n_H, \quad 1 \leq k \leq n$$

$$0 \leq s < s_E$$

此處， $\alpha_k(s)$ 、 $k = 1, 2, \dots, Num$ 、 $0 \leq s < s_E$ 係為從編碼序列解碼/逆量化部 1e 所給予的時間包絡資訊， $F_{lk}(x_1, x_2, \dots, x_{Num})$ 、 $1 \leq l \leq n_H$ 、 $1 \leq k \leq n$ 係以 Num 個之變數為引數的所定函數。其後，使用已被上記方法所取得的係數 $A_{l,k}(s)$ ，來藉由數式 18、數式 21、數式 23、或數式 24，算出時間包絡。

在第 2 例中，首先，算出下式所給定的量。

[數 41]

$$g^{(0)}(l, i) = \sum_{k=1}^n \left(A^{(0)}_{l,k} \cdot L_{dec}(k, i) \right) + A^{(0)}_{l,0} + \sum_{k=1}^g \left(A^{(0)}_{l,-k} \cdot U(k, i) \right)$$

$$1 \leq l \leq n_H, \quad t(s) \leq i < t(s+1), \quad 0 \leq s < s_E$$

此處，下式：

[數 42]

$$A^{(0)}_{l,k}, \quad 1 \leq l \leq n_H, \quad -g \leq k \leq n$$

係為所定之係數。

又，上記 $g^{(0)}(l, i)$ 係可為所定之係數，或亦可為針對索引 l, i 的所定之函數。例如，上記 $g^{(0)}(l, i)$ 係亦可為由下式給定之函數。

[數 43]

$$g^{(0)}(l, i) = \lambda^l \omega^{i-t(s)}$$

$$1 \leq l \leq n, \quad t(s) \leq i < t(s+1), \quad 0 \leq s < s_E$$

此處， λ 、 ω 係為所定之係數。

接下來，算出數式 18、數式 21、數式 23、或數式 24 左邊所對應的量，將它們改為表示成 $g^{(1)}(l, i)$ $\{ 1 \leq l \leq n_H, \quad t(s) \leq i < t(s+1), \quad 0 \leq s < s_E \}$ 。然後，時間包絡係例如藉由下式而算出。

[數 44]

$$g_{dec}(l,i) = g^{(1)}(l,i) + g^{(0)}(l,i)$$

$$1 \leq l \leq n_H, \quad t(s) \leq i < t(s+1), \quad 0 \leq s < s_E$$

又，時間包絡係亦可藉由下式而算出。

[數 45]

$$g_{dec}(l,i) = g^{(0)}(l,i) \cdot g^{(1)}(l,i)$$

$$1 \leq l \leq n_H, \quad t(s) \leq i < t(s+1), \quad 0 \leq s < s_E$$

甚至，亦可藉由下式：

[數 46]

$$g_{dec}(l,i) = g^{(1)}(l,i)$$

$$1 \leq l \leq n_H, \quad t(s) \leq i < t(s+1), \quad 0 \leq s < s_E$$

而算出時間包絡。

又，若從編碼序列解碼/逆量化部 1e 沒有給予時間包絡資訊時，則亦可藉由下式：

[數 47]

$$g_{dec}(l,i) = g^{(0)}(l,i)$$

$$1 \leq l \leq n_H, \quad t(s) \leq i < t(s+1), \quad 0 \leq s < s_E$$

而算出時間包絡。

於本變形例中，上記 $g_{dec}(l, i)$ 的形態，係不限定於上記例子。

此外，於本發明中，所定處理、及其所涉及之時間包絡之算出的內容，係不限定於上記的例子。

本變形例係亦可對第 1 實施形態所述之聲音解碼裝置 1 的第 1～第 6 變形例，適用如下之方法。

對第 1 實施形態所述之聲音解碼裝置 1 的第 1 變形例做適用時，例如，係將圖 6 的步驟 S34，置換成圖 14 的步驟 S261～S262。此處，亦可預先複數準備上記所定之處理，依照低頻訊號之功率大小來切換之。甚至，亦可隨著低頻訊號之功率大小，來選擇：a) 僅實施上記所定之處理以算出時間包絡；b) 實施上記所定之處理，然後再使用時間包絡資訊來算出時間包絡；c) 不實施上記所定之處理，使用時間包絡資訊來算出時間包絡；當中之任一者。

圖 15 係對第 1 實施形態所述之聲音解碼裝置 1 的第 2 變形例做適用時，第 1 實施形態所述之聲音解碼裝置 1 的第 7 變形例中的時間包絡算出控制部 1m 之處理之一部分的流程圖。

對第 1 實施形態所述之聲音解碼裝置 1 的第 2 變形例做適用時，例如，係將圖 8 的步驟 S42 置換成圖 15 的步驟 S271，將圖 8 的步驟 S47 置換成圖 14 的步驟 S261～

S262。又，亦可預先複數準備所定之處理，基於時間包絡資訊來切換之。甚至，亦可隨著時間包絡資訊，來選擇：
a) 僅實施上記所定之處理以算出時間包絡；b) 實施上記所定之處理，然後再使用時間包絡資訊來算出時間包絡；
c) 不實施上記所定之處理，使用時間包絡資訊來算出時間包絡；當中之任一者。

又，對第 1 實施形態所述之聲音解碼裝置 1 的第 3 變形例做適用時，係將圖 10 的步驟 S53，置換成圖 14 的步驟 S261～S262。又，亦可預先複數準備所定之處理，基於時間包絡算出控制資訊來切換之。甚至，亦可隨著時間包絡算出控制資訊，來選擇：a) 僅實施上記所定之處理以算出時間包絡；b) 實施上記所定之處理，然後再使用時間包絡資訊來算出時間包絡；c) 不實施上記所定之處理，使用時間包絡資訊來算出時間包絡；當中之任一者。

圖 16 係對第 1 實施形態所述之聲音解碼裝置 1 的第 4 變形例做適用時，第 1 實施形態所述之聲音解碼裝置 1 的第 7 變形例中的時間包絡算出控制部 1n 之處理之一部分的流程圖。

對第 1 實施形態所述之聲音解碼裝置 1 的第 4 變形例做適用時，係將圖 11 的步驟 S61 置換成圖 16 的步驟 S281，將圖 11 的步驟 S63 置換成圖 14 的步驟 S261～S262。於圖 16 的步驟 S281 中，作為從第 1～n 低頻帶成分的時間包絡選擇所算出之低頻帶成分之時間包絡的方法，係例如，調查上記所定之處理之一例中的 $A^{(0)}_{l,k}$ 是否

爲零，若 $A^{(0)}_{l,k}$ 非零，且時間包絡算出控制資訊是指示了藉由低頻訊號時間包絡算出部 $1f_k$ 來算出 $L_{dec}(k, i)$ 的情況下，低頻訊號時間包絡算出部 $1f_k$ 係亦可算出 $L_{dec}(k, i)$ 。

對第 1 實施形態所述之聲音解碼裝置 1 的第 5 變形例做適用時，係將圖 12 的步驟 S74，置換成圖 14 的步驟 S261～S262。此處，低頻帶成分之時間包絡算出方法若有變更時，則亦可配合其來變更所定之處理方法。

又，對第 1 實施形態所述之聲音解碼裝置 1 的第 6 變形例之適用，係按照對上記第 1～第 5 變形例的適用方法。

此外，在圖 14 中，雖然圖示了在所定處理之後算出時間包絡的流程，但亦可在時間包絡算出後，進行所定之處理。例如，亦可對已算出之時間包絡，實施平滑化等之所定處理。甚至，亦可在所定處理之後，算出時間包絡，然後再對該時間包絡實施別的所定處理。

〔第 1 實施形態的聲音編碼裝置的第 1 變形例〕

圖 17 係第 1 實施形態所述之聲音編碼裝置 2 的第 1 變形例之構成的圖示，圖 18 係圖 17 的聲音編碼裝置 2 所進行之聲音編碼之程序的流程圖。

圖 17 所示的聲音編碼裝置 2，係對第 1 實施形態所述之聲音編碼裝置 2，還追加了時間包絡算出控制資訊生成部（控制資訊生成手段）2j。

該時間包絡算出控制資訊生成部 2j，係使用從頻帶分割濾波器組部 2c 所收取的頻率領域之訊號 $X(j, i)$ 、及從時間包絡資訊算出部 2f 所收取的時間包絡資訊當中之至少 1 者以上，來生成時間包絡算出控制資訊。所生成之時間包絡算出控制資訊，係只要是第 1 實施形態所述之聲音解碼裝置 1 的第 3～第 7 變形例中的時間包絡算出控制資訊當中之任一者即可。

此處，時間包絡算出控制資訊生成部 2j 係亦可例如，將從頻帶分割濾波器組部 2c 所收取的頻率領域之訊號 $X(j, i)$ 當中相當於低頻頻帶訊號的頻率領域之訊號功率予以算出，隨應於所算出之訊號功率而生成是否在聲音解碼裝置 1 中實施時間包絡算出處理的時間包絡算出控制資訊。

又，時間包絡算出控制資訊生成部 2j 係亦可算出頻率領域之訊號 $X(j, i)$ 之中相當於高頻頻帶訊號的頻率領域之訊號功率，隨應於所算出之訊號功率而生成是否在聲音解碼裝置 1 中實施時間包絡算出處理的時間包絡算出控制資訊。

甚至，時間包絡算出控制資訊生成部 2j 係亦可算出頻率領域之訊號 $X(j, i)$ 之中相當於全頻帶訊號的頻率領域（亦即相當於低頻頻帶訊號之頻帶與相當於高頻頻帶之頻帶）之訊號功率，隨應於所算出之訊號功率而生成是否在解碼裝置中實施時間包絡算出處理的時間包絡算出控制資訊。

甚至，時間包絡算出控制資訊生成部 2j 係亦可將第 1 ~ 第 n 低頻頻帶時間包絡算出部 $2e_1 \sim 2e_n$ 中所被算出之第 1 ~ 第 n 低頻頻帶時間包絡所相當之部分的功率予以算出，而隨應於所算出的訊號功率而生成在聲音解碼裝置 1 中用於時間包絡算出處理的低頻頻帶時間包絡之選擇所相關的時間包絡算出控制資訊。

又，時間包絡算出控制資訊生成部 2j 係亦可算出頻率領域之訊號 $X(j, i)$ 之中相當於低頻頻帶訊號的頻率領域之訊號功率，隨應於所算出之訊號功率而生成關於聲音解碼裝置 1 中的低頻頻帶時間包絡算出方法的時間包絡算出控制資訊。

於本變形例中，所算出的訊號功率的頻帶係沒有限定，隨應於所算出之訊號功率而被生成的時間包絡算出控制資訊，係只要是上記第 1 實施形態所述之聲音解碼裝置 1 的第 3 ~ 第 7 變形例中的時間包絡算出控制資訊當中之任 1 者以上即可。

甚至，時間包絡算出控制資訊生成部 2j 係亦可偵測/測定頻率領域之訊號 $X(j, i)$ 的訊號特性，隨應於訊號特性，而生成是否在聲音解碼裝置 1 中實施時間包絡算出處理的時間包絡算出控制資訊。

又，時間包絡算出控制資訊生成部 2j，係亦可隨應於頻率領域之訊號 $X(j, i)$ 的訊號特性，而生成在聲音解碼裝置 1 中用於時間包絡算出處理的低頻頻帶時間包絡之選擇所相關的時間包絡算出控制資訊。

甚至，時間包絡算出控制資訊生成部 2j，係亦可隨應於頻率領域之訊號 $X(j, i)$ 的訊號特性，而生成關於聲音解碼裝置 1 中的低頻頻帶時間包絡算出方法的時間包絡算出控制資訊。

此外，被時間包絡算出控制資訊生成部 2j 所偵測/測定的訊號特性，係亦可為有關於訊號上揚/下挫之劇烈度的特性。甚至，亦可為關於訊號之定常性的特性。甚至，亦可為關於訊號之音調性之強度的特性。甚至，亦可為上記特性當中之至少 1 者以上。

於本變形例中，所被偵測/測定的訊號特性係沒有限定，隨著已被偵測/測定出來的訊號特性而被生成的時間包絡算出控制資訊，係只要是第 1 實施形態所述之聲音解碼裝置 1 的第 3～第 6 變形例中的時間包絡算出控制資訊當中之任 1 者以上即可。

又，時間包絡算出控制資訊生成部 2j，係亦可例如隨著從時間包絡資訊算出部 2f 所收取的上記時間包絡資訊 $A_{l, k}(s)$ ($1 \leq l \leq n_H$, $1 \leq k \leq n$, $0 \leq s < s_E$) 的值，來生成在聲音解碼裝置 1 中是否實施時間包絡算出處理的時間包絡算出控制資訊。甚至，時間包絡算出控制資訊生成部 2j，係亦可生成在聲音解碼裝置 1 中用於時間包絡算出處理的低頻頻帶時間包絡之選擇所相關的時間包絡算出控制資訊。甚至，亦可生成關於聲音解碼裝置 1 中的低頻頻帶時間包絡算出方法的時間包絡算出控制資訊。

於本變形例中，隨應於時間包絡資訊而被生成的時間

包絡算出控制資訊，係只要是第 1 實施形態所述之聲音解碼裝置 1 的第 3～第 6 變形例中的時間包絡算出控制資訊當中之任 1 者以上即可。

又，時間包絡算出控制資訊生成部 2j 係亦可使用，例如從頻帶分割濾波器組部 2c 所收取的頻率領域之訊號 $X(j, i)$ 、及從量化/編碼部 2g 所收取的高頻頻帶生成用輔助資訊的編碼序列，來生成在聲音解碼裝置 1 中是否實施時間包絡算出處理的時間包絡算出控制資訊。甚至，時間包絡算出控制資訊生成部 2j，係亦可生成在聲音解碼裝置 1 中用於時間包絡算出處理的低頻頻帶時間包絡之選擇所相關的時間包絡算出控制資訊。甚至，時間包絡算出控制資訊生成部 2j 係亦可生成，關於聲音解碼裝置 1 中的低頻頻帶時間包絡算出方法的時間包絡算出控制資訊。

更具體而言，時間包絡算出控制資訊生成部 2j，係例如，將從量化/編碼部 2g 所收取的高頻頻帶生成用輔助資訊的編碼序列予以解碼/逆量化而取得局部解碼高頻頻帶生成用輔助資訊之後，使用該當局部解碼高頻頻帶生成用輔助資訊、及頻率領域之訊號 $X(j, i)$ ，來生成擬似局部解碼高頻頻帶訊號。擬似局部解碼高頻頻帶訊號，係可藉由實施和第 1 實施形態所述之聲音解碼裝置 1 的高頻頻帶生成部 1h 相同的處理，就可生成。將所被生成之擬似局部解碼高頻頻帶訊號、與頻率領域之訊號 $X(j, i)$ 的相當於高頻頻帶訊號的頻帶進行比較，基於比較結果而生成時間包絡算出控制資訊。

此處，擬似局部解碼高頻頻帶訊號與頻率領域之訊號 $X(j, i)$ 的相當於高頻頻帶訊號的頻帶之比較，係亦可算出該當兩訊號的差分訊號，基於該當差分訊號的功率大小而為之。甚至，亦可將擬似局部解碼高頻頻帶訊號與頻率領域之訊號 $X(j, i)$ 的相當於高頻頻帶訊號之頻帶的時間包絡予以算出，基於該當時間包絡的差分、或差分之大小的至少 1 者而為之。

又，時間包絡算出控制資訊生成部 2j，係亦可使用例如從頻帶分割濾波器組部 2c 所收取的頻率領域之訊號 $X(j, i)$ 、從時間包絡資訊算出部 2f 所收取的時間包絡資訊、及從量化/編碼部 2g 所收取的高頻頻帶生成用輔助資訊的編碼序列，來生成在聲音解碼裝置 1 中是否實施時間包絡算出處理的時間包絡算出控制資訊。甚至，時間包絡算出控制資訊生成部 2j，係亦可生成在聲音解碼裝置 1 中用於時間包絡算出處理的低頻頻帶時間包絡之選擇所相關的時間包絡算出控制資訊。甚至，時間包絡算出控制資訊生成部 2j 係亦可生成，關於聲音解碼裝置 1 中的低頻頻帶時間包絡算出方法的時間包絡算出控制資訊。

更具體而言，時間包絡算出控制資訊生成部 2j，係在生成了擬似局部解碼高頻頻帶訊號後，使用從時間包絡資訊算出部 2f 所收取的時間包絡資訊來調整該當擬似局部解碼高頻頻帶訊號的時間包絡，將該當調整過時間包絡之擬似局部解碼高頻頻帶訊號與頻率領域之訊號 $X(j, i)$ 的相當於高頻頻帶訊號之頻帶進行比較，基於比較結果而生

成時間包絡算出控制資訊。

又，調整過時間包絡之擬似局部解碼高頻頻帶訊號與頻率領域之訊號 $X(j, i)$ 的相當於高頻頻帶訊號之頻帶的比較，係可和擬似局部解碼高頻頻帶訊號與頻率領域之訊號 $X(j, i)$ 的相當於高頻頻帶訊號之頻帶的比較，同樣地實施。

又，於第 1 實施形態所述之聲音編碼裝置 2 的時間包絡資訊算出部 2f 中，亦可使用擬似局部解碼高頻頻帶訊號來算出時間包絡資訊。更具體而言，對時間包絡資訊算出部 2f 係還會輸入著從量化/編碼部 2g 所收取的高頻頻帶生成用輔助資訊的編碼序列，將該當高頻頻帶生成用輔助資訊的編碼序列予以解碼/逆量化而取得了局部解碼高頻頻帶生成用輔助資訊後，使用該當局部解碼高頻頻帶生成用輔助資訊、及頻率領域之訊號 $X(j, i)$ ，來生成擬似局部解碼高頻頻帶訊號。

例如，時間包絡資訊算出部 2f，係亦可使用由時間包絡資訊所算出之時間包絡來調整擬似局部解碼高頻頻帶訊號之時間包絡之際，將能夠最接近於頻率領域之訊號 $X(j, i)$ 之相當於高頻頻帶訊號之頻帶的時間包絡資訊，當作所被算出之時間包絡資訊而加以輸出。此處，是否接近於頻率領域之訊號 $X(j, i)$ 之相當於高頻頻帶訊號之頻帶的判斷，係可基於調整過時間包絡之擬似局部解碼高頻頻帶訊號與頻率領域之訊號 $X(j, i)$ 的相當於高頻頻帶訊號之頻帶的差分訊號來為之，甚至也可算出該當兩訊號的

時間包絡，基於該時間包絡之誤差來為之。

又，時間包絡算出控制資訊生成部 2j 係亦可例如，隨應於從量化/編碼部 2g 所收取的時間包絡資訊的編碼所需之資訊量（更具體而言是位元數），來生成在聲音解碼裝置 1 中是否實施時間包絡算出處理的時間包絡算出控制資訊。甚至，時間包絡算出控制資訊生成部 2j，係亦可生成在聲音解碼裝置 1 中用於時間包絡算出處理的低頻頻帶時間包絡之選擇所相關的時間包絡算出控制資訊。甚至，時間包絡算出控制資訊生成部 2j 係亦可生成，關於聲音解碼裝置 1 中的低頻頻帶時間包絡算出方法的時間包絡算出控制資訊。

更具體而言，時間包絡算出控制資訊生成部 2j，係例如，當從量化/編碼部 2g 所收取的時間包絡資訊的編碼所需之資訊量（更具體而言是位元數）是等於所定閾值、或小於閾值時，則生成用來指示在聲音解碼裝置 1 中實施時間包絡算出處理的時間包絡算出控制資訊。另一方面，時間包絡算出控制資訊生成部 2j，係當時間包絡資訊之編碼所需的資訊量是大於閾值時，則生成用來指示在聲音解碼裝置 1 中不實施時間包絡算出處理的時間包絡算出控制資訊。

甚至，亦可生成在聲音解碼裝置 1 中用於時間包絡算出處理的低頻頻帶時間包絡之選擇所相關的時間包絡算出控制資訊，以使得時間包絡資訊之編碼所需的資訊量會等於所定閾值、或小於閾值。此時，亦可將時間包絡資訊之

編碼所需的資訊量與閾值之比較結果，通知給時間包絡資訊算出部 2f，時間包絡資訊算出部 2f 係隨著所被通知的比較結果，來重新算出時間包絡資訊。此外，當重新算出時間包絡資訊時，量化/編碼部 2g 係將已被重新算出之時間包絡資訊，進行編碼/量化。此處，時間包絡資訊的重新算出次數係沒有被限定。

於本變形例中，只要基於時間包絡資訊之編碼所需的資訊量來算出時間包絡算出控制資訊即可，所生成之時間包絡算出控制資訊係只要是第 1 實施形態所述之聲音解碼裝置 1 的第 3～第 6 變形例中的時間包絡算出控制資訊當中之任意 1 者以上即可。

如上述而被時間包絡算出控制資訊生成部 2j 所生成的時間包絡算出控制資訊，係藉由高頻頻帶編碼序列構成部 2h 而被再加上高頻頻帶編碼序列而構成了高頻頻帶編碼序列。

〔第 1 實施形態的聲音編碼裝置的第 2 變形例〕

圖 19 係第 1 實施形態所述之聲音編碼裝置 2 的第 2 變形例之構成的圖示，圖 20 係圖 19 的聲音編碼裝置 2 所進行之聲音編碼之程序的流程圖。

圖 19 所示的聲音編碼裝置 2，係對第 1 實施形態所述之聲音編碼裝置 2，還追加了低頻頻帶解碼部 2k。

該低頻頻帶解碼部 2k，係從低頻頻帶編碼部 2b 收取低頻頻帶編碼序列，將低頻頻帶編碼序列予以解碼逆量化

而取得局部解碼低頻訊號。此外，在可以從低頻頻帶編碼部 2b 取得已量化之低頻頻帶訊號的情況下，低頻頻帶解碼部 2k 係亦可將已量化之低頻頻帶訊號加以逆量化而取得局部解碼低頻訊號。相對於此，藉由低頻頻帶時間包絡算出部 $2e_1 \sim 2e_n$ ，使用低頻頻帶解碼部 2k 中所取得的局部解碼低頻訊號，而算出第 1～第 n 低頻頻帶時間包絡。

此外，該當第 1 實施形態所述之聲音編碼裝置 2 的第 2 變形例，係亦可適用於第 1 實施形態所述之聲音編碼裝置 2 的第 1 變形例。

〔第 1 實施形態的聲音編碼裝置的第 3 變形例〕

圖 21 係第 1 實施形態所述之聲音編碼裝置 2 的第 3 變形例之構成的圖示，圖 22 係圖 21 的聲音編碼裝置 2 所進行之聲音編碼之程序的流程圖。

圖 21 所示的聲音編碼裝置 2，係對第 1 實施形態所述之聲音編碼裝置 2，取代掉降頻取樣部 2a 而具備頻帶合成濾波器組部 2m 這點有所不同。

該頻帶合成濾波器組部 2m，係從頻帶分割濾波器組部 2c 收取頻率領域之訊號 $X(j, i)$ ，針對相當於低頻頻帶訊號之頻帶進行頻帶合成以取得縮減取樣訊號。頻帶合成所述之縮減取樣訊號之取得，係可依照例如，“ISO/IEC 14496-3”中所規定之“MPEG4 AAC”的 SBR 中的縮減取樣合成濾波器組（Downsampledsynthesis filterbank）之方法而進行（“ISO/IEC 14496-3 subpart 4 General Audio

Coding”)。

此外，該當第 1 實施形態所述之聲音編碼裝置 2 的第 3 變形例，係亦可適用於第 1 實施形態所述之聲音編碼裝置 2 的第 1～第 2 變形例。

第 1 實施形態所述之聲音編碼裝置 2 的第 4 變形例，係在前記第 1 實施形態所述之聲音編碼裝置 2 的時間包絡資訊算出部 2f 中算出 $g(l, i)$ 之際，實施對應於上記第 1 實施形態所述之聲音解碼裝置 1 之第 7 變形例的所定處理。此外，和第 1 實施形態所述之聲音解碼裝置 1 的第 7 變形例同樣地，可在實施所定處理後使用低頻頻帶之時間包絡來算出 $g(l, i)$ ，也可使用低頻頻帶之時間包絡而算出 $g(l, i)$ 後，實施所定處理以算出 $g(l, i)$ 。

此外，該當第 1 實施形態所述之聲音編碼裝置 2 的第 4 變形例，係亦可適用於第 1 實施形態所述之聲音編碼裝置 2 的第 1～第 3 變形例。

將該當第 1 實施形態所述之聲音編碼裝置 2 的第 4 變形例，適用於第 1 實施形態所述之聲音編碼裝置 2 的第 1 變形例之際，係基於對上記 $H(l, i)$ 的 $g(l, i)$ 之誤差，在上記時間包絡資訊算出控制資訊中，含有上記第 1 實施形態所述的聲音解碼裝置 1 中是否實施上記所定處理的資訊。

〔第 2 實施形態〕

接著，說明本發明的第 2 實施形態。

圖 23 係第 2 實施形態所述之聲音解碼裝置 101 之構成的圖示，圖 24 係圖 23 的聲音解碼裝置 101 所進行之聲音解碼之程序的流程圖。與圖 23 所示的聲音解碼裝置 101 的第 1 實施形態所述之聲音解碼裝置 1 的相異點係為，還有追加了頻率包絡重疊部（頻率包絡重疊手段）1q 這點，和取代時間包絡調整部 1i 改為具備時間/頻率包絡調整部（時間頻率包絡調整手段）1p 這點（1c~1e、1h、1j、及 1p 有時也會稱作頻帶擴充部（頻帶擴充手段）。）。

編碼序列解析部 1d，係將從解多工化部 1a 所給予之高頻頻帶編碼序列加以解析，取得已被編碼之高頻頻帶生成用輔助資訊、和已被量化之時間/頻率包絡資訊。

編碼序列解碼/逆量化部 1e，係將從編碼序列解析部 1d 所給予之已被編碼的高頻頻帶生成用輔助資訊加以解碼，獲得高頻頻帶生成用輔助資訊，並且將從編碼序列解析部 1d 所給予之已被量化的時間/頻率包絡資訊加以逆量化，取得時間/頻率包絡資訊。

頻率包絡重疊部 1q，係從時間包絡算出部 1g 收取時間包絡 $E_T(l, i)$ ，從編碼序列解碼/逆量化部 1e 收取頻率包絡資訊。然後，頻率包絡重疊部 1q，係從頻率包絡資訊算出頻率包絡，將頻率包絡重疊至時間包絡。詳言之，頻率包絡重疊部 1q 係用以下的程序來進行處理。

首先，頻率包絡重疊部 1q 係將時間包絡以下式進行轉換。

[數 48]

$$E_0(m, i) = E_T(l, i)$$

$$k_l - k_x \leq m \leq k_h - k_x, \quad \begin{cases} k_l = F_H(l) \\ k_h = F_H(l+1) - 1 \end{cases}$$

$$1 \leq l \leq n_H, \quad t(s) \leq i < t(s+1), \quad 0 \leq s < s_E$$

接著，頻率包絡重疊部 $1q$ 係將高頻頻帶分割成 m_H ($m_H \geq 1$) 個副頻帶。此處，將這些副頻帶表示成 $B^{(F)}_k$ ($k = 1, 2, 3, \dots, m_H$)。又，以下爲了簡化論述，將表示副頻帶 $B^{(F)}_k$ ($1 \leq k \leq m_H$) 之交界的以 $m_H + 1$ 個之索引爲要素的陣列 G_H ，定義成使得訊號 $X_H(j, i)$ 、 $G_H(k) \leq j < G_H(k+1)$ 、 $t(s) \leq i < t(s+1)$ 、 $0 \leq s < s_E$ 會對應於副頻帶 $B^{(F)}_k$ 之成分。其中， $G_H(1) = k_x$ 、 $G_H(m_H + 1) = k_{\max} + 1$ 。

接著，頻率包絡重疊部 $1q$ ，係將頻率包絡以下面的數式來算出。

[數 49]

$$E_{F,dec}(k, s) = 10^{0.1 \times sf_{dec}(k, s)}, \quad 1 \leq k \leq m_H,$$

$$0 \leq s < s_E$$

此處，上記 $sf_{dec}(k, s)$ (其中 $1 \leq k \leq m_H$ 、 $0 \leq s <$

s_E) ，係對應於副頻帶 $B^{(F)}_k$ 的尺度因子 。

此外，上記頻率包絡，係亦可藉由以下數式而算出 。

[數 50]

$$E_{F,dec}(k,s)=64\times 2^{sf_{dec}(k,s)},\quad 1\leq k\leq m_H$$

$$0\leq s<s_E$$

於本實施形態中，上記 $E_{F,dec}(k,s)$ 的形態，係不限定於上記例子 。

此處，頻率包絡重疊部 1q，係上記 $sf_{dec}(k,s)$ 以如下的方法加以算出。首先，上記 $sf_{dec}(k,s)$ 之內，對應於數個副頻帶者，係如下式表示，是設成不隨時間改變的常數（以下，將這些副頻帶所對應的索引 k 的集合，標示為 N_c ） 。

[數 51]

$$sf_{dec}(k,s)=C,\quad \forall k\in N_c,\quad 0\leq s<s_E$$

此處，雖然亦可 $C=0$ ，但於本實施形態中， C 的值係沒有規定。然後，頻率包絡重疊部 1q 係若整數 1 未被包含在集合 N_c 中，則從頻率包絡資訊，取得尺度因子 $sf_{dec}(1,s)$ 、 $0\leq s<s$ 。

其後，頻率包絡重疊部 1q，係將下記的（步驟 k ）的處理重複 $k=2$ 至 $k=m_H$ ，算出上記尺度因子 。

(步驟 k)

若整數 k 未被包含在集合 N_c ，則從頻率包絡資訊，取得尺度因子的差分 $dsf_{dec}(k, s)$ 、 $0 \leq s < s_E$ ，以下式：

[數 52]

$$sf_{dec}(k, s) = sf_{dec}(k-1, s) + dsf_{dec}(k, s)$$

$$0 \leq s < s_E$$

算出尺度因子，對整數 k 加算 1 而進入以下（步驟 k ）之處理。另一方面，若整數 k 有被包含在集合 N_c 中，則對整數 k 加算 1 而進入以下（步驟 k ）之處理。

又，從頻率包絡資訊，收取尺度因子之差分 $sf_{dec}(1, s)$ 、 $0 \leq s < s_E$ 時，係將 $sf_{dec}(0, s)$ 、 $0 \leq s < s_E$ ，使用從頻帶分割濾波器組部 1c 所收取到的頻率領域訊號之低頻頻帶成分而加以算出，實施上記步驟 k 之處理。例如，於後述之數式 63、64、及 65 中，將 $X(j, i)$ 置換成 $X_{dec}(j, i)$ ，將使用在 $k=0$ 時滿足 $0 \leq k_l \leq k_h < k_x$ 之所定的 k_l 、及 k_h 所算出的 $sf(0, s)$ ，當作 $sf_{dec}(0, s)$ 。

此處，與上記例子不同，頻率包絡資訊，係亦可對應於尺度因子 $sf_{dec}(k, s)$ 本身。又，頻率包絡資訊係為，將第 s ($s \geq 1$) 個畫格中的尺度因子 $sf_{dec}(k, s)$ 、 $1 \leq k \leq m_H$ ，使用第 $s-1$ 個畫格中的尺度因子 $sf_{dec}(k, s-1)$ ，以下式來算出之際，亦可為時間方向之差分 $dtsf$



(s 、 k) 、 $1 \leq s < s_E$ 、 $1 \leq k \leq m_H$ 。

[數 53]

$$sf_{dec}(k, s) = sf_{dec}(k, s-1) + dtsf(s, k),$$

$$1 \leq k \leq m_H, \quad 1 \leq s < s_E$$

其中，此時，對應於初期值的 $sf_{dec}(k, 0)$ 、
 $1 \leq k \leq m_H$ ，係用上記方法等別的手段來取得。

甚至，亦可從低頻頻帶成分之尺度因子、及高頻頻帶之副頻帶的尺度因子當中的至少 1 者以上，將前記副頻帶的尺度因子，使用內插・外插來求出。此時，頻率包絡資訊，係為上記內插・外插時所使用的副頻帶之比例因子、及高頻頻帶內的內插・外插參數。此外，上記低頻頻帶成分之比例因子的算出時，係使用從頻帶分割濾波器組部 1c 所收取到的頻率領域訊號之低頻頻帶成分。

又，內插・外插參數係亦可為所定之參數。甚至，亦可從前記所定之內插・外插參數、及頻率包絡資訊中所含之內插・外插參數，算出實際用於內插・外插的參數，進行前記比例因子的內插・外插。甚至，在為收取到頻率包絡資訊的情況下，及頻率包絡資訊不含內插・外插參數時的至少任 1 者以上的情況下，係亦可僅使用所定之內插・外插參數，進行前記比例因子的內插・外插。此外，本實施形態中，上記的內插・外插方法係沒有限定。

此外，上記頻率包絡資訊之形態係為一例，只要是表

示高頻頻帶之每一副頻帶之訊號功率或訊號振幅之頻率方向之變動的參數極熱。於本實施形態中，頻率包絡資訊的形態係沒有限定。

接著，頻率包絡重疊部 1q 係將上記 $E_F(k, s)$ 使用下面的數式來進行轉換。

[數 54]

$$E_1(m, s) = E_{F, dec}(k, s)$$

$$k_l - k_x \leq m \leq k_h - k_x, \quad \begin{cases} k_l = G_H(k) \\ k_h = G_H(k+1) - 1 \end{cases}$$

$$1 \leq k \leq n_H,$$

$$0 \leq s < s_E$$

接著，頻率包絡重疊部 1q 係使用如上記而被轉換的時間包絡 $E_0(m, i)$ 、及頻率包絡 $E_1(m, i)$ ，藉由下式而算出量 $E_2(m, i)$ 。

[數 55]

$$E_2(m, i) = E_1(m, s) \cdot E_0(m, i)$$

$$0 \leq m \leq k_{\max} - k_x,$$

$$t(s) \leq i < t(s+1), \quad 0 \leq s < s_E$$

又，上記 $E_2(m, i)$ ，係亦可為由下式給定的狀態。

[數 56]

$$E_2(m, i) = E_1(m, s) \cdot \sum_{k=0}^{k_{\max} - k_x} E_0(k, i),$$

$$0 \leq m \leq k_{\max} - k_x,$$

$$t(s) \leq i < t(s+1), \quad 0 \leq s < s_E$$

甚至，亦可為由下式給定的狀態。

[數 57]

$$E_2(m, i) = E_1(m, s) \cdot \sum_{k=F_H(Q(m)) - k_x}^{F_H(Q(m)+1) - k_x - 1} E_0(k, i),$$

$$0 \leq m \leq k_{\max} - k_x,$$

$$t(s) \leq i < t(s+1), \quad 0 \leq s < s_E$$

此處， $Q(m)$ 、 $0 \leq m < k_{\max} - k_x$ 係為滿足下式之條件的整數。

[數 58]

$$F_H(Q(m)) - k_x \leq m < F_H(Q(m)+1) - k_x$$

$$1 \leq Q(m) \leq n_H$$

又，亦可為如下式的形態。

[數 59]

$$E_2(m, i) = \frac{E_1(m, s)}{\left(\sum_{k=F_H(Q(m))-k_x}^{F_H(Q(m)+1)-k_x-1} E_1(k, s) + \varepsilon \right)} \cdot \sum_{k=F_H(Q(m))-k_x}^{F_H(Q(m)+1)-k_x-1} E_0(k, i),$$

$$0 \leq m \leq k_{\max} - k_x,$$

$$t(s) \leq i < t(s+1), \quad 0 \leq s < s_E$$

但是，於本發明中，上記 $E_2(m, i)$ 的形態，係不限定於上記例子。

接著，頻率包絡重疊部 1q 係使用上記 $E_2(m, i)$ 而將量 $E(m, i)$ 以下式算出。

[數 60]

$$E(m, i) = C(s) \cdot E_2(m, i),$$

$$0 \leq m \leq k_{\max} - k_x,$$

$$t(s) \leq i < t(s+1), \quad 0 \leq s < s_E$$

此處，係數 $C(s)$ 係亦可由下式給定。

[數 61]

$$C(s) = \frac{\sum_{i=t(s)}^{t(s+1)-1} \sum_{p=0}^{k_{\max}-k_x} E_0(p,i)}{\left(\sum_{i=t(s)}^{t(s+1)-1} \sum_{p=0}^{k_{\max}-k_x} E_2(p,i) \right) + \varepsilon}$$

$$0 \leq s < s_E$$

又亦可為下式：

[數 62]

$$C(s) = \frac{\sum_{i=t(s)}^{t(s+1)-1} \sum_{p=0}^{k_{\max}-k_x} E_1(p,i)}{\left(\sum_{i=t(s)}^{t(s+1)-1} \sum_{p=0}^{k_{\max}-k_x} E_2(p,i) \right) + \varepsilon}$$

$$0 \leq s < s_E$$

也無妨。

時間/頻率包絡調整部 1p，係將從高頻頻帶生成部 1h 所給予的高頻頻帶訊號 $X_H(j, i)$ 、 $k_x \leq j < k_{\max}$ 的時間/頻率包絡，使用從頻率包絡重疊部 1q 所給予的時間/頻率包絡 $E_1(m, i)$ 來調整。

此外，本發明的第 1 實施形態所述之聲音解碼裝置 1

的第 1～第 6 變形例，係亦可適用於該當本發明的第 2 實施形態所述之聲音解碼裝置 101。

圖 25 係第 2 實施形態所述之聲音編碼裝置 102 之構成的圖示，圖 26 係圖 25 的聲音編碼裝置 102 所進行之聲音編碼之程序的流程圖。與圖 25 所示的聲音編碼裝置 102，的第 1 實施形態所述之聲音編碼裝置 2 的不同點，係還追加了頻率包絡資訊算出部 2n 這點。

亦即，頻率包絡資訊算出部 2n，係從頻帶分割濾波器組部 2c，給予高頻頻帶之訊號 $X(j, i)$ $\{0 \leq j < N, 0 \leq i < t(s_E)\}$ ，算出頻率包絡資訊。詳言之，頻率包絡資訊的算出係可進行如下。

首先，頻率包絡資訊算出部 2n，係將副頻帶 $B^{(F)}_k$ （其中， $k = 1, 2, 3, \dots, m_H$ ）上的功率之頻率包絡，以下式算出。

[數 63]

$$E_F(k, s) = \frac{\sum_{i=t(s)}^{t(s+1)-1} \sum_{j=k_l}^{k_h} |X(j, i)|^2}{(t(s+1) - t(s)) \cdot (k_h - k_l + 1)}$$

$$k_l = G_H(k), \quad k_h = G_H(k+1) - 1, \quad 0 \leq s < s_E$$

接著，頻率包絡資訊算出部 2n 係算出副頻帶 $B^{(F)}_k$ 的比例因子 $sf(k, s)$ 、 $1 \leq k \leq m_H$ 。上記 $sf(k, s)$ 係例如藉由下式而算出。

[數 64]

$$sf(k,s) = 10 \log_{10} E_F(k,s),$$

$$k_l = G_H(k), \quad k_h = G_H(k+1)-1, \quad 1 \leq k \leq m_H, \quad 0 \leq s < s_E$$

又，頻率包絡資訊算出部 2n，係亦可將上記 sf (k、s) 依照“ISO/IEC 14496-3 4.B.18”所記載之方法，以下式算出。

[數 65]

$$sf(k,s) = \log_2 \left(\frac{1}{64} \cdot E_F(k,s) \right),$$

$$k_l = G_H(k), \quad k_h = G_H(k+1)-1, \quad 1 \leq k \leq m_H, \quad 0 \leq s < s_E$$

又，亦可對應於聲音解碼裝置 101 側，以下式來設定：

[數 66]

$$sf(k,s) = C, \quad \forall k \in N_c, \quad 0 \leq s < s_E$$

然後，頻率包絡資訊算出部 2n 係亦可將頻率包絡資訊，當作上記尺度因子 sf (k、s) (1 ≤ k ≤ m_H)。又，頻率包絡資訊係亦可為如下式的形態。亦即，亦可將上記尺度因子 sf (k、s) 之差分，以下式：

[數 67]

$$dsf(k, s) = sf(k, s) - sf(k-1, s),$$

$$0 \leq s < s_E, \quad 2 \leq k \leq m_H$$

加以定義，將上記 $dsf(k, s)$ 與 $sf(1, s)$ ($0 \leq s < s_E$)，當作頻率包絡資訊。

又，亦可和第 2 實施形態所述之聲音解碼裝置 101 的頻率包絡重疊部 1q 同樣地，使用低頻頻帶的頻率領域之訊號 $X(j, i)$ ($0 \leq j < k_x$) 而算出上記尺度因子 $sf(0, s)$ ，將藉由該當比例因子 $sf(0, s)$ 所算出的 $dsf(1, s)$ ，含在頻率包絡資訊中。

又，頻率包絡資訊係亦可為，將高頻頻帶之上記尺度因子，從低頻頻帶成分之尺度因子進行外插而取近似之際，來自低頻頻帶的外插之參數。又，頻率包絡資訊係為，來自高頻頻帶當中之數個副頻帶的比例因子，將這些副頻帶以外的部分，使用內插・外插而求出之際，副頻帶之比例因子、及高頻頻帶內之內插・外插參數。亦可將前者與後者的形態合起來當作頻率包絡資訊。

此外，在本發明中，上記頻率包絡資訊，係不限定於上記例子。

作為頻率包絡資訊的量化・編碼方法，係亦可例如將頻率包絡資訊進行純量量化後，進行以霍夫曼編碼或算術編碼為代表的熵編碼。甚至亦可將頻率包絡資訊，以所定

的碼簿進行向量量化，將該索引予以編碼。

具體而言，例如，將上記尺度因子 $sf(k, s)$ 進行純量量化後，進行以霍夫曼編碼或算術編碼為代表的熵編碼。甚至，亦可將上記 $dsf(k, s)$ 進行純量量化後，進行熵編碼。甚至亦可將上記尺度因子 $sf(k, s)$ ，以所定的碼簿進行向量量化，將該索引予以編碼。甚至亦可將上記 $dsf(k, s)$ ，以所定的碼簿進行向量量化，將該索引予以編碼。然後，亦可將已純量量化之尺度因子 $sf(k, s)$ 的差分，進行熵編碼。

例如，亦可依照“ISO/IEC 14496-3 4.B.18”所記載之方法，使用上式的 $sf(k, s)$ ，藉由下式：

[數 68]

$$E_Q(k, s) = INT(a \cdot \max(sf(k, s), 0) + 0.5),$$

$$E_{Delta}(k, s) = E_Q(k, s) - E_Q(k-1, s),$$

$$2 \leq k \leq m_H, \quad 0 \leq s < s_E$$

而算出 $E_{Delta}(k, s)$ ，將 $E_{Delta}(k, s)$ 進行霍夫曼編碼。

此處，某整數 1 是被含在集合 N_c 中時，亦可省略 $sf(1, s)$ ($0 \leq s < s_E$) 或 $dsf(1, s)$ ($0 \leq s < s_E$) 的上記量化、編碼。

此外，本發明中，上記頻率包絡資訊的量化、編碼，

係不限定於上記例子。

此外，本發明的第 1 實施形態所述之聲音編碼裝置 2 的第 1～第 4 變形例，係亦可適用於該當本發明的第 2 實施形態所述之聲音編碼裝置 102。例如，圖 27 係將本發明的第 1 實施形態所述之聲音編碼裝置 2 的第 1 變形例，適用於本發明的第 2 實施形態所述之聲音編碼裝置 102 之際的構成的圖示，圖 28 係圖 27 的聲音編碼裝置 102 所進行之聲音編碼之程序的流程圖。又，圖 29 係將本發明的第 1 實施形態所述之聲音編碼裝置 2 的第 2 變形例，適用於本發明的第 2 實施形態所述之聲音編碼裝置 102 之際的構成的圖示，圖 30 係圖 29 的聲音編碼裝置 102 所進行之聲音編碼之程序的流程圖。

〔第 3 實施形態〕

接著，說明本發明的第 3 實施形態。

圖 31 係第 3 實施形態所述之聲音解碼裝置 201 之構成的圖示，圖 32 係圖 31 的聲音解碼裝置 201 所進行之聲音解碼之程序的流程圖。與圖 31 所示的聲音解碼裝置 201 的第 1 實施形態所述之聲音解碼裝置 1 的相異點係為，還追加了時間包絡算出控制部 1s 這點，和取代了編碼序列解碼/逆量化部 1e 及時間包絡調整部 1i 改為具備編碼序列解碼/逆量化部 1r 及包絡調整部 1t 這點（1c～1d、1h、1j、及 1r～1t 有時也會稱作頻帶擴充部（頻帶擴充手段）。）。

編碼序列解析部 1d，係將從解多工化部 1a 所給予之高頻頻帶編碼序列予以解析，獲得已被編碼之高頻頻帶生成用輔助資訊、及時間包絡算出控制資訊，還獲得已被編碼之時間包絡資訊、或已被編碼之第 2 頻率包絡資訊。

編碼序列解碼/逆量化部 1r，係將從編碼序列解析部 1d 所給予之已被編碼的高頻頻帶生成用輔助資訊加以解碼，獲得高頻頻帶生成用輔助資訊。

高頻頻帶生成部 1h，係將頻帶分割濾波器組部 1c 所給予的低頻頻帶之訊號 $X_{dec}(j, i)$ 、 $0 \leq j < k_x$ ，使用從編碼序列解碼/逆量化部 1r 所給予的高頻頻帶生成用輔助資訊而對高頻頻帶進行複寫，以生成高頻頻帶之訊號 $X_{dec}(j, i)$ ， $k_x \leq j \leq k_{max}$ 。

時間包絡算出控制部 1s，係基於從編碼序列解析部 1d 所給予的時間包絡算出控制資訊，調查包絡調整部 1t 是否將高頻頻帶之訊號的包絡以第 2 頻率包絡資訊進行調整。若包絡調整部 1t 不將高頻頻帶之訊號的包絡以第 2 頻率包絡資訊進行調整，則編碼序列解碼/逆量化部 1r，係將從編碼序列解析部 1d 所給予之已被編碼的時間包絡資訊進行解碼/逆量化，獲得時間包絡資訊。另一方面，若包絡調整部 1t 將高頻頻帶之訊號的包絡以第 2 頻率包絡資訊進行調整，則時間包絡算出控制部 1s 係對低頻頻帶時間包絡算出部 1f₁~1f_n 輸出低頻頻帶時間包絡算出控制訊號，對時間包絡算出部 1g 係輸出時間包絡算出控制訊號，指示在低頻頻帶時間包絡算出部 1f₁~1f_n 及時間包

絡算出部 1g 中不進行包絡算出之處理。

又，編碼序列解碼/逆量化部 1r 係將從編碼序列解析部 1d 所給予之已被編碼的第 2 頻率包絡資訊，進行解碼/逆量化，而獲得第 2 頻率包絡資訊。然後，此情況下，包絡調整部 1t 係將從高頻頻帶生成部 1h 所給予的高頻頻帶訊號 $X_H(j, i)$ ($k_x \leq j < k_{\max}$) 的頻率包絡，使用從編碼序列解碼/逆量化部 1r 所給予的第 2 頻率包絡資訊來進行調整。

具體而言，使用已被解碼/逆量化的上記第 2 頻率包絡資訊，依照聲音解碼裝置 101 的頻率包絡重疊部 1q 中的 $E_{F, \text{dec}}(k, s)$ 之算出方法，算出上記 $E_{F, \text{dec}}(k, s)$ 所對應之量 $E_3(k, s)$ 、 $1 \leq k \leq m_H$ 、 $0 \leq s < s_E$ ，然後將上記 $E_3(k, s)$ 以下式進行轉換。

[數 69]

$$E(m, i) = E_3(k, s)$$

$$k_l - k_x \leq m \leq k_h - k_x, \quad \begin{cases} k_l = G_H(k) \\ k_h = G_H(k+1) - 1 \end{cases}$$

$$1 \leq k \leq m_H,$$

$$0 \leq s < s_E$$

其後的處理，係依照聲音解碼裝置 101 的時間/頻率包絡調整部 1p 中的處理程序，取得已被調整包絡的高頻

帶訊號 $Y(i, j) \{ k_x \leq j \leq k_{max}, t(s) \leq i < t(s+1), 0 \leq s < s_E \}$ 。

此外，本發明第 1 實施形態所述之聲音解碼裝置 1 的第 1～第 7 變形例，係亦可適用於該當本發明第 3 實施形態所述之聲音解碼裝置 201。

圖 35 係第 3 實施形態所述之聲音編碼裝置 202 之構成的圖示，圖 36 係圖 35 的聲音編碼裝置 202 所進行之聲音編碼之程序的流程圖。與圖 35 所示的聲音編碼裝置 202，的第 1 實施形態所述之聲音編碼裝置 2 的不同點，係還被追加了時間包絡算出控制資訊生成部 2j 及第 2 頻率包絡資訊算出部 2o 這點。

第 2 頻率包絡資訊算出部 2o，係從頻帶分割濾波器組部 2c，給予高頻頻帶之訊號 $X(j, i) \{ k_x \leq j < N, t(s) \leq i < t(s+1), 0 \leq s < s_E \}$ ，算出第 2 頻率包絡資訊（步驟 S207 之處理）。

該第 2 頻率包絡資訊係亦可用和前記第 2 實施形態所述之聲音編碼裝置 102 中的頻率包絡資訊之算出方法同樣的方法來求出。但是，於本實施形態中，第 2 頻率包絡資訊的算出方法係沒有限定。

量化/編碼部 2g，係將時間包絡資訊、及第 2 頻率包絡資訊，進行量化、編碼。時間包絡資訊，係可和第 1 及第 2 實施形態之聲音編碼裝置的量化/編碼部 2g 中的量化、編碼相同。第 2 頻率包絡資訊，係可和第 2 實施形態的聲音編碼裝置的量化/編碼部 2g 中的頻率包絡資訊之量

化、編碼相同。但是，於本實施形態中，時間包絡資訊、及第 2 頻率包絡資訊的量化・編碼方法，係沒有限定。

時間包絡算出控制資訊生成部 2j，係使用從頻帶分割濾波器組部 2c 所收取的頻率領域之訊號 $X(j, i)$ 、從時間包絡資訊算出部 2f 所收取的時間包絡資訊、及從第 2 頻率包絡資訊算出部 2o 所收取的第 2 頻率包絡資訊當中之至少 1 者以上，來生成時間包絡算出控制資訊（步驟 S209 之處理）。所生成之時間包絡算出控制資訊，係只要是上記第 3 實施形態所述之聲音解碼裝置 201 中的時間包絡算出控制資訊即可。

時間包絡算出控制資訊生成部 2j，係亦可和例如第 1 實施形態例的聲音編碼裝置 2 的第 1 變形例相同。

時間包絡算出控制資訊生成部 2j，係例如和第 1 實施形態的聲音編碼裝置 2 的第 1 變形例同樣地，使用時間包絡資訊與第 2 頻率包絡資訊而分別生成擬似局部解碼高頻頻帶訊號，與原訊號做比較。若使用第 2 頻率包絡資訊所生成之擬似局部解碼高頻頻帶訊號是較接近原訊號，則作為時間包絡算出控制資訊，係生成用來指示在解碼裝置中以第 2 頻率包絡資訊來調整高頻頻帶訊號的資訊。上記各擬似局部解碼高頻頻帶訊號與原訊號之比較，係例如亦可算出差分訊號，判定差分訊號是否較小。甚至，亦可先算出上記各擬似局部解碼高頻頻帶訊號、及原訊號的時間包絡，然後算出上記各擬似局部解碼高頻頻帶訊號與原訊號的時間包絡之差分，判斷前記差分是否較小而為之。甚

至，亦可藉由判斷與上記原訊號之差分訊號、或/及包絡的差分的最大值是否較小來爲之。於本實施形態中，比較方法係不限定於上記方法。

時間包絡算出控制資訊生成部 2j，係亦可在生成上記時間包絡算出控制資訊之際，還會使用已被量化之時間包絡資訊、及已被量化之第 2 頻率包絡資訊當中之至少一者。

編碼構成部 2h，係將從編碼/逆量化部 2g 所收取的已被編碼之高頻頻帶生成用輔助資訊，和若時間包絡算出控制資訊是指示在解碼裝置中以第 2 頻率包絡資訊來調整高頻頻帶訊號的資訊時，則與已被編碼之第 2 頻率包絡資訊、若不該當於上記情況時則與已被編碼之時間包絡資訊，構成高頻頻帶編碼序列（步驟 S211 之處理）。

此外，本發明的第 1 實施形態所述之聲音編碼裝置 2 的第 1～第 4 變形例，係亦可適用於該當本發明第 3 實施形態所述之聲音編碼裝置 202。

〔第 4 實施形態〕

接著，說明本發明的第 4 實施形態。

圖 33 係第 4 實施形態所述之聲音解碼裝置 301 之構成的圖示，圖 34 係圖 33 的聲音解碼裝置 301 所進行之聲音解碼之程序的流程圖。與圖 33 所示的聲音解碼裝置 201 的第 1 實施形態所述之聲音解碼裝置 1 的相異點係爲，還追加了時間包絡算出控制部 1s 及頻率包絡重疊部

1u 這點，和取代了編碼序列解碼/逆量化部 1e 及時間包絡調整部 1i 改爲具備編碼序列解碼/逆量化部 1r 及時間/頻率包絡調整部 1v 這點（1c～1d、1h、1j、1r～1s 及 1u～1v 有時也會稱作頻帶擴充部（頻帶擴充手段）。）。

編碼序列解析部 1d，係將從解多工化部 1a 所給予之高頻頻帶編碼序列予以解析，獲得已被編碼之高頻頻帶生成用輔助資訊、及時間包絡算出控制資訊，還獲得已被編碼之時間包絡資訊、及已被編碼之頻率包絡資訊、或已被編碼之第 2 頻率包絡資訊。

時間包絡算出控制部 1s，係基於從編碼序列解析部 1d 所給予的時間包絡算出控制資訊，調查包絡調整部 1v 是否將高頻頻帶之訊號的包絡以第 2 頻率包絡資訊進行調整，若時間/頻率包絡調整部 1v 未將高頻頻帶之訊號的包絡以第 2 頻率包絡資訊進行調整，則編碼序列解碼/逆量化部 1r 係將從編碼序列解析部 1d 所給予之已被編碼的時間包絡資訊進行解碼/逆量化，獲得時間包絡資訊。

另一方面，若時間/頻率包絡調整部 1v 有將高頻頻帶之訊號的包絡以第 2 頻率包絡資訊進行調整，則和第 3 實施形態的步驟 S190 之處理同樣地處理。又，時間/頻率包絡調整部 1v 之處理也和第 3 實施形態的步驟 S191 之處理相同。

此外，本發明第 1 實施形態所述之聲音解碼裝置 1 的第 1～第 7 變形例，係亦可適用於該當本發明第 4 實施形態所述之聲音解碼裝置 301。

圖 37 係第 4 實施形態所述之聲音編碼裝置 302 之構成的圖示，圖 38 係圖 37 的聲音編碼裝置 302 所進行之聲音編碼之程序的流程圖。與圖 37 所示的聲音編碼裝置 302，的第 1 實施形態所述之聲音編碼裝置 2 的不同點，係還被追加了時間包絡算出控制資訊生成部 2j、頻率包絡資訊算出部 2p、及第 2 頻率包絡資訊算出部 2o 這點。

量化/編碼部 2g，係將時間包絡資訊、頻率包絡資訊、及第 2 頻率包絡資訊，進行量化、編碼。該時間包絡資訊，係可和第 1 及第 2 實施形態之編碼裝置的量化/編碼部 2g 中的量化、編碼相同。頻率包絡資訊、第 2 頻率包絡資訊，係和第 2 實施形態的編碼裝置的量化/編碼部 2g 中的頻率包絡資訊之量化、編碼相同。但是，於本發明中，時間包絡資訊、及第 2 頻率包絡資訊的量化、編碼方法，係沒有限定。

時間包絡算出控制資訊生成部 2j，係使用從頻帶分割濾波器組部 2c 所收取的頻率領域之訊號 $X(j, i)$ 、從時間包絡資訊算出部 2f 所收取的時間包絡資訊、從頻率包絡資訊算出部 2p 所收取的頻率包絡資訊、及從第 2 頻率包絡資訊算出部 2o 所收取的第 2 頻率包絡資訊當中之至少 1 者以上，來生成時間包絡算出控制資訊（步驟 S250 之處理）。所生成之時間包絡算出控制資訊，係只要是上記第 4 實施形態所述之聲音解碼裝置 301 中的時間包絡算出控制資訊即可。

時間包絡算出控制資訊生成部 2j，係亦可和例如第 1

實施形態的編碼裝置 2 的第 1 變形例相同。甚至，時間包絡算出控制資訊生成部 2j，係亦可和例如第 3 實施形態所述之聲音編碼裝置 202 相同。

時間包絡算出控制資訊生成部 2j，係例如和第 1 實施形態的編碼裝置 2 的第 1 變形例同樣地，使用時間包絡資訊與頻率包絡資訊、及第 2 頻率包絡資訊，而分別生成擬似局部解碼高頻頻帶訊號，與原訊號做比較。若使用第 2 頻率包絡資訊所生成之擬似局部解碼高頻頻帶訊號是較接近原訊號，則作為時間包絡算出控制資訊，係生成用來指示在解碼裝置中以第 2 頻率包絡資訊來調整高頻頻帶訊號的資訊。

上記各擬似局部解碼高頻頻帶訊號與原訊號之比較，係亦可和第 3 實施形態所述之聲音編碼裝置 202 的時間包絡算出控制資訊生成部 2j 相同，於本實施形態中，比較方法係沒有限定。

時間包絡算出控制資訊生成部 2j，係亦可在生成上記時間包絡算出控制資訊之際，還會使用已被量化之時間包絡資訊、已被量化之頻率包絡資訊、及已被量化之第 2 頻率包絡資訊當中之至少一者。

編碼構成部 2h，係將從編碼/逆量化部 1g 所收取的已被編碼之高頻頻帶生成用輔助資訊，和若時間包絡算出控制資訊是指示在解碼裝置中以第 2 頻率包絡資訊來調整高頻頻帶訊號的資訊時，則與已被編碼之第 2 頻率包絡資訊、若不該當於上記情況時則與已被編碼之時間包絡資

訊、及已被編碼之頻率包絡資訊，來構成高頻頻帶編碼序列（步驟 S252 之處理）。

此外，本發明的第 1 實施形態所述之聲音編碼裝置 2 的第 1～第 4 變形例，係亦可適用於該當本發明的第 4 實施形態所述之聲音編碼裝置 302。

〔第 1 實施形態的聲音解碼裝置的第 8 變形例〕

在本變形例中，第 1 實施形態所述之聲音解碼裝置 1 的時間包絡算出部 1g 中，會對已算出之時間包絡，基於所定函數實施處理。例如，時間包絡算出部 1g，係將時間包絡進行時間上的正規化處理，以下式算出時間包絡 $E_T'(l, i)$ 。

[數 70]

$$E_T'(l, i) = E_T(l, i) \frac{t(s+1) - t(s)}{\sum_{i=t(s)}^{t(s+1)-1} E_T(l, i)},$$
$$1 \leq l \leq n_H, \quad t(s) \leq i < t(s+1), \quad 0 \leq s < s_E$$

在本變形例中，在算出時間包絡 $E_T'(l, i)$ 後，在其以後之處理中，就可將量 $E_T(l, i)$ 置換成量 $E_T'(l, i)$ 而進行處理。

若依據如此變形例，則可不改變高頻頻帶生成部 1h 中所生成之高頻頻帶訊號 $X_H(j, i)$ 的訊框 s 中的頻帶 $F_H(1) \leq j < F_H(1+1)$ 的能量總量，可以僅調整訊框 s 的

頻帶 $F_H(1) \leq j < F_H(1+1)$ 內的高頻頻帶訊號 $X_H(j, i)$
 $(F_H(1) \leq j < F_H(1+1))$ 的時間性形狀。

此外，上記第 1 實施形態所述之聲音解碼裝置 1 的第 8 變形例，係亦可適用於第 1 實施形態所述之聲音解碼裝置 1 的第 1～第 7 變形例、及第 2～第 4 實施形態所述之各聲音解碼裝置，此時只要將 $E_T(1, i)$ 置換成 $E_T'(1, i)$ 即可。

[第 1 實施形態的聲音解碼裝置的第 9 變形例]

在本變形例中，於第 1 實施形態所述之聲音解碼裝置 1 的第 1～第 n 低頻頻帶時間包絡算出部 $1f_1 \sim 1f_n$ 中，將量 $L_0(k, i)$ 在時間方向上進行平滑化以取得時間包絡 $L_1(k, i)$ 之際，從訊框 $s-1$ 前進至訊框 s 之際，會將 $L_0(k, i)$ $(t(s) - d \leq i < t(s))$ 加以保持。若依據本變形例，則靠近於與訊框 $s-1$ 之交界的訊框 s 的量 $L_0(k, i)$ $(更具體而言係為 $L_0(k, i)$ $(t(s) \leq i < t(s) + d)$) 也能進行平滑化。$

此外，上記第 1 實施形態所述之聲音解碼裝置 1 的第 9 變形例係亦可適用於第 1 實施形態所述之聲音解碼裝置 1 的第 1～第 8 變形例、及第 2～第 4 實施形態所述之各聲音解碼裝置。

[第 1 實施形態的聲音編碼裝置的第 5 變形例]

在本變形例中，第 1 實施形態的聲音編碼裝置 2 所述

之時間包絡資訊算出部 2f 中的時間包絡資訊之算出，係基於參照時間包絡 $H(l,i)$ 與上記 $g(l,i)$ 之相關而實施。例如，時間包絡資訊算出部 2f 係如以下所述般地算出時間包絡資訊。

亦即，藉由下式，算出 $H(l,i)$ 與 $g(l,i)$ 的相關係數 $\text{corr}(l)$ 。

[數 71]

$$\text{corr}(l) = \frac{\sum_{i=t(s)}^{t(s+1)-1} (H(l,i) - H_{ave}(l))(g(l,i) - g_{ave}(l))}{\sqrt{\sum_{i=t(s)}^{t(s+1)-1} (H(l,i) - H_{ave}(l))^2} \sqrt{\sum_{i=t(s)}^{t(s+1)-1} (g(l,i) - g_{ave}(l))^2}}$$

$$1 \leq l \leq n_H, \quad t(s) \leq i < t(s+1), \quad 0 \leq s < s_E$$

將上記相關係數 $\text{corr}(l)$ 與所定閾值進行比較，基於該比較結果而算出時間包絡資訊。甚至，亦可求出相當於 $\text{corr}^2(l)$ 的值而和所定閾值進行比較，基於該比較結果而算出時間包絡資訊，也可實現之。

例如，如下述般地算出時間包絡資訊。令上述與相關係數進行比較之所定閾值為 $\text{corr}_{th}(l)$ ，令 $g_{dec}(l,i)$ 是以數式 21 來給定，藉由下式而算出時間包絡資訊。

[數 72]

$$\begin{cases} A_{l,k}(s) = 0, A_{l,0}(s) = \text{const}(0) & \text{corr}(l) < \text{corr}_{th}(l) \\ A_{l,k}(s) = \text{const}(k), A_{l,0}(s) = 0 & \text{otherwise} \end{cases}$$

$$\text{const}(k) \neq 0, k > 0$$

在上記的例子中所算出的時間包絡資訊，被輸入至第 1 實施形態的解碼裝置 1 的第 2 變形例之際，係於副頻帶 $B^{(T)}_1$ 中，若 $A_{l,k}(s)=0$ ， $A_{l,0}(s)=\text{const}(0)$ 的情況下（亦即，在編碼裝置中相關係數小於所定閾值的情況下），則藉由時間包絡算出控制部 1m，向第 k 個（ $k>0$ ）低頻頻帶時間包絡算出部 1f_k 輸出低頻頻帶時間包絡算出控制訊號，控制成不會實施低頻頻帶時間包絡算出部 1f_k 中的低頻頻帶時間包絡算出處理。另一方面，若 $A_{l,k}(s)=\text{const}(k)$ ， $A_{l,0}(s)=0$ 的情況下（亦即，在編碼裝置中相關係數大於所定閾值的情況下），則藉由時間包絡算出控制部 1m，向第 k 個（ $k>0$ ）低頻頻帶時間包絡算出部 1f_k 輸出低頻頻帶時間包絡算出控制訊號，控制成會實施低頻頻帶時間包絡算出部 1f_k 中的低頻頻帶時間包絡算出處理。

此外，於本變形例中，只要基於參照時間包絡 $H(l,i)$ 與上記 $g(l,i)$ 之相關而算出時間包絡資訊即可，不限定於上記的方法。

若是基於上記第 1 實施形態所述之聲音編碼裝置 2 中所記載之參照時間包絡 $H(l,i)$ 與 $g(l,i)$ 的誤差（或加權誤差）來算出時間包絡資訊的情況下，則基於參照時間包絡 $H(l,i)$ 與 $g(l,i)$ 是一致到何種程度，來算出時間包絡資訊。另一方面，本變形例中，係基於參照時間包絡 $H(l,i)$ 與 $g(l,i)$ 之形狀是相似到何種程度，來算出時

間包絡資訊。

此外，上記第 1 實施形態所述之聲音編碼裝置 2 的第 5 變形例，係亦可適用於第 1 實施形態的聲音編碼裝置 2 的第 1～第 5 變形例、及第 2～第 4 實施形態所述之聲音編碼裝置。

〔第 2 實施形態的聲音解碼裝置的第 1 變形例〕

在本變形例中，係在第 2 實施形態的聲音解碼裝置 101 所述之頻率包絡重疊部 1q 中，對頻率包絡 $E_{F, dec}(k, s)$ 基於所定的函數而實施處理。例如，頻率包絡重疊部 1q 係基於，下式所給予的將頻率包絡 $E_{F, dec}(k, s)$ 進行平滑化之函數，來實施處理。

[數 73]

$$E_{F, dec, Filt}(k, i) = \sum_{j=0}^{d_h} E_{F, dec, Temp}(k, i-j) \cdot sc_h(j)$$

其中，

[數 74]

$$E_{F, dec, Temp}(k, i) = E_{F, dec}(k, s), t(s) \leq i < t(s+1)$$

$sc_h(j)$ 、 d_h 係分別為所定之平滑化係數、平滑化次數。此時，在以後處理中，只要將 $E_{F, dec, Filt}(k, i)$ 置換成 $E_{F, dec}(k, s)$ 而進行處理即可。

甚至，在上記數式 73 中可含有，基於該當頻率包絡 $E_{F, dec}(k, s)$ 所對應之訊框的訊號特性，而決定是否將頻率包絡 $E_{F, dec}(k, s)$ 進行平滑化的函數。甚至，表示是否平滑化之資訊是被包含在編碼序列中，而可含有基於該資訊來決定是否將頻率包絡 $E_{F, dec}(k, s)$ 進行平滑化的函數。

此外，上記第 2 實施形態的聲音解碼裝置 101 的第 1 變形例，係亦可適用於第 4 實施形態所述之聲音解碼裝置。

〔第 2 實施形態的聲音解碼裝置的第 2 變形例〕

在第 2 實施形態的聲音解碼裝置 101 所述之頻率包絡重疊部 1q 中，量 $E(m, i)$ 係為，藉由 $C(s)$ 而將 $E_2(m, i)$ 補正後的值（數式 60）。又，若根據數式 61，則訊框 s 的頻帶 $k_x \leq m \leq k_{max}$ 中的時間/頻率包絡調整後之高頻頻帶訊號的能量，會被補正成訊框 s 的頻帶 $k_x \leq m \leq k_{max}$ 中的時間包絡 $E_0(m, i)$ 之總和。另一方面，若根據數式 62，則訊框 s 的頻帶 $k_x \leq m \leq k_{max}$ 中的時間/頻率包絡調整後之高頻頻帶訊號的能量，會被補正成訊框 s 的頻帶 $k_x \leq m \leq k_{max}$ 中的頻率包絡 $E_1(m, i)$ 之總和。在本變形例中，為了使 $C(s)$ 在訊框 s 的頻帶 $k_x \leq m \leq k_{max}$ 中的時間/頻率包絡調整後之高頻頻帶訊號的能量被進行時間/頻率包絡調整後仍會被保持，而藉由下式來給定。

[數 75]

$$C(s) = \frac{\sum_{i=t(s)}^{t(s+1)-1} \sum_{j=k_x}^{k_{\max}} |X_H(j, i)|^2}{\left(\sum_{i=t(s)}^{t(s+1)-1} \sum_{p=0}^{k_{\max}-k_x} E_2(p, i) \right) + \varepsilon}$$

甚至，爲了使訊框 s 的頻帶 $k_x \leq m \leq k_{\max}$ 中的時間/頻率包絡調整後之高頻頻帶訊號的能量，會被補正成訊框 s 的頻帶 $k_x \leq m \leq k_{\max}$ 中的時間包絡 $E_2(m, i)$ 之總和，而可藉由下式來給定 $C(s)$ 。

[數 76]

$$C(s) = 1$$

此外，上記第 2 實施形態的聲音解碼裝置 101 的第 2 變形例，係亦可適用於第 2 實施形態的聲音解碼裝置 101 的第 1 變形例、及第 4 實施形態所述之聲音解碼裝置。

〔第 2 實施形態所述之聲音解碼裝置的第 3 變形例〕

圖 39 係本發明的第 2 實施形態所述之聲音解碼裝置 101 的第 3 變形例之構成的圖示，圖 40 係圖 39 的聲音解碼裝置 101 所進行之聲音解碼之程序的流程圖。本變形例與第 2 實施形態之聲音解碼裝置 101 的相異點爲，取代了頻率包絡重疊部 1q 改爲具備頻率包絡算出部 1w 這點。

本變形例的頻率包絡算出部 1w，係和第 2 實施形態

的頻率包絡重疊部 1q 同樣地，算出頻率包絡 $E_1(m,s)$ (步驟 S119a)。

然後，時間/頻率包絡調整部 1p，係使用時間包絡 $E_T(l,i)$ 、及頻率包絡 $E_1(m,s)$ ，將時間/頻率包絡之調整，例如進行如下(步驟 S120)。

亦即，時間/頻率包絡調整部 1p，係和頻率包絡重疊部 1q 同樣地，將時間包絡 $E_T(l,i)$ 轉換成 $E_0(m,i)$ 。

又，和“MPEG4 AAC”的 SBR 中的 HF 調整(HF adjustment)同樣地，被編碼序列解碼/逆量化部 1e 所給予的訊框 s 中的雜訊基準比例因子 $Q(m,s)$ ，係用下式進行轉換。

[數 77]

$$Q_2(m,s) = \sqrt{E_1(m,s) \frac{Q(m,s)}{1+Q(m,s)}}$$

$$0 \leq m < M, 0 \leq s < s_E$$

又，使用藉由決定是否將被編碼序列解碼/逆量化部 1e 所給予之正弦波進行附加的參數所求出的量 $S(m,s)$ ，訊框 s 中的正弦波之位準係由下式所給定。

[數 78]

$$S_2(m,s) = \sqrt{E_1(m,s) \frac{S(m,s)}{1+Q(m,s)}}$$

$$0 \leq m < M, 0 \leq s < s_E$$

又，增益係使用頻率包絡 $E_1(m, s)$ 、由編碼序列解碼/逆量化部 1e 所給予的訊框 s 中的雜訊基準比例因子 $Q(m, s)$ 、由編碼序列解碼/逆量化部 1e 所給予的訊框 s 之參數所依存的函數 $\delta(s)$ ，而由下式所給定。

[數 79]

$$G(m, s) = \begin{cases} \sqrt{\frac{E_1(m, s)}{(\varepsilon + E_{curr}(m, s))(1 + \delta(s) \cdot Q(m, s))}} & \text{if } S'(m, s) = 0 \\ \sqrt{\frac{E_1(m, s)}{(\varepsilon + E_{curr}(m, s))}} \frac{Q(m, s)}{(1 + Q(m, s))} & \text{if } S'(m, s) \neq 0 \end{cases}$$

此處，量 $E_{curr}(m, s)$ 係被下式所定義。

[數 80]

$$E_{curr}(m, s) = \frac{\sum_{i=t(s)}^{t(s+1)-1} \sum_{j=k_l}^{k_h} |X_H(j, i)|^2}{(t(s+1) - t(s))(k_h - k_l + 1)},$$

$$k_l - k_x \leq m \leq k_h - k_x, \begin{cases} k_l = G_H(k) \\ k_h = G_H(k+1) - 1 \end{cases}, 1 \leq k \leq m_H$$

$$0 \leq l < n_H, 0 \leq s < s_E$$

又，亦可被下式所定義。

[數 81]

$$E_{curr}(m,s) = \frac{\sum_{i=t(s)}^{t(s+1)-1} |X_H(m+k_x,i)|^2}{(t(s+1)-t(s))},$$

$$0 \leq m < M, 0 \leq s < s_E$$

又， $S'(m,s)$ 係為用來表示，在訊框 s 中，含有索引 m 所代表之頻率的副頻帶 $B^{(F)}_k (G_H(k) \leq m < G_H(k+1))$ 內所被附加的正弦波是否存在的函數，若有被附加之正弦波存在時係為“1”，其他情形則為“0”。

然後，使用上記 $E_{curr}(m,s)$ ，可算出下記量 $X'_H(m+k_x,i)$ 。

[數 82]

$$X'_H(m+k_x,i) = \frac{X_H(m+k_x,i)}{\sqrt{|X_H(m+k_x,i)|^2}} \sqrt{E_{curr}(m,s)},$$

$$0 \leq m < M, t(s) \leq i < t(s+1), 0 \leq s < s_E$$

或者，上記量 $X'_H(m+k_x,i)$ 係亦可從以下的式子來算出。

[數 83]

$$X'_H(m+k_x, i) = \frac{X_H(m+k_x, i)}{\sqrt{\frac{1}{k_h - k_l + 1} \sum_{j=k_l}^{k_h} |X_H(j, i)|^2}} \sqrt{E_{curr}(m, s)},$$

$$k_l - k_x \leq m \leq k_h - k_x, \begin{cases} k_l = G_H(k) \\ k_h = G_H(k+1) - 1 \end{cases}, 1 \leq k \leq m_H$$

$$t(s) \leq i < t(s+1), 0 \leq s < s_E$$

或者，上記量 $X'_H(m+k_x, i)$ 係亦可從以下的式子來算出。

[數 84]

$$X'_H(m+k_x, i) = \frac{X_H(m+k_x, i)}{\sqrt{\sum_{j=k_l}^{k_h} |X_H(j, i)|^2}} \sqrt{\sum_{n=k_l-k_x}^{k_h-k_x} E_{curr}(n, s)},$$

$$k_l - k_x \leq m \leq k_h - k_x, \begin{cases} k_l = G_H(k) \\ k_h = G_H(k+1) - 1 \end{cases}, 1 \leq k \leq m_H$$

$$t(s) \leq i < t(s+1), 0 \leq s < s_E$$

若如此處理，則可將高頻頻帶訊號 $X_H(m+k_x, i)$ ，於頻率索引 m 、或副頻帶 $B^{(F)}_k$ 中，在時間方向上進行平坦化。因此，藉由實施之後的處理，就不會依循高頻頻帶訊號 $X_H(m+k_x, i)$ 的時間包絡，可基於時間包絡算出部 1g 中所算出的時間包絡，輸出高頻頻帶之訊號。

此處，對於增益、雜訊基準比例因子、正弦波位準，

實施基於所定函數之處理，而可算出增益 $G_2(m, s)$ 、雜訊基準比例因子 $Q_3(m, s)$ 、正弦波位準 $S_3(m, s)$ 。例如，和“MPEG4 AAC”的 SBR 中的 HF 調整（HF adjustment）同樣地，對上記增益、雜訊基準比例因子、正弦波位準，基於用來避免多餘雜訊之附加的增益限制（增益限制器、Gain limiter）、增益限制所致之能量損失之補償（增益加強器、Gain booster）之函數，來實施處理，算出增益 $G_2(m, s)$ 、雜訊基準比例因子 $Q_3(m, s)$ 、正弦波位準 $S_3(m, s)$ （具體例請參照 ISO/IEC 1449-3 4.6.18.7.5）。在實施了上記所定之處理的情況下，在以後的處理中，是取代了 $G(m, s)$ ， $Q_2(m, s)$ ， $S_2(m, s)$ ，改用 $G_2(m, s)$ ， $Q_3(m, s)$ ， $S_3(m, s)$ 。

使用上記所得到的增益 $G(m, s)$ 、雜訊基準比例因子 $Q_2(m, s)$ 、及時間包絡 $E_0(m, i)$ ，而算出由下式所給定的量 $G_3(m, i)$ 、 $Q_4(m, i)$ 。在下式中，將增益、及雜訊基準比例因子基於時間包絡而予以算出，經過之後的處理，最終會由時間/頻率包絡調整部 1p，輸出時間/頻率包絡經過調整的訊號。

[數 85]

$$G_3(m, i) = \sqrt{E_0(m, i)} \cdot G(m, s)$$

$$0 \leq m < M, t(s) \leq i < t(s+1), 0 \leq s < s_E$$

[數 86]

$$Q_4(m,i) = \sqrt{E_0(m,i)} \cdot Q_2(m,s)$$

$$0 \leq m < M, t(s) \leq i < t(s+1), 0 \leq s < s_E$$

此外，在上式中，雖然是將增益、及雜訊基準比例因子基於時間包絡而予以算出，但和增益、及雜訊基準比例因子同樣地，正弦波位準亦可基於時間包絡而算出。

甚至，亦可對上記 $G_3(m,i)$ 、 $Q_4(m,i)$ 實施基於所定函數之處理。例如，可基於平滑化函數而進行處理。算出由下式所給定的 $G_{Filt}(m,i)$ 、 $Q_{Filt}(m,i)$ 。

[數 87]

$$G_{Filt}(m,i) = \sum_{j=0}^{d_h} G_{Temp}(m,i-j+d_h) \cdot sc_h(j)$$

$$0 \leq m < M, t(s) \leq i < t(s+1), 0 \leq s < s_E$$

[數 88]

$$Q_{Filt}(k,i) = \sum_{j=0}^{d_h} Q_{Temp}(m,i-j+d_h) \cdot sc_h(j)$$

$$0 \leq m < M, t(s) \leq i < t(s+1), 0 \leq s < s_E$$

其中， $sc_h(j)$ 、 d_h 係分別為所定之平滑化係數、平滑化次數。又， $G_{Temp}(m,i)$ 、 $Q_{Temp}(m,i)$ 係由下式所給定。

[數 89]

$$G_{Temp}(m, i + d_h) = \sqrt{E_0(m, i)} \cdot G(m, s)$$

$$0 \leq m < M, t(s) \leq i < t(s+1), 0 \leq s < s_E$$

[數 90]

$$Q_{Temp}(m, i + d_h) = \sqrt{E_0(m, i)} \cdot Q_2(m, s)$$

$$0 \leq m < M, t(s) \leq i < t(s+1), 0 \leq s < s_E$$

甚至，即使藉由基於下式函數之處理，也可同樣地獲得平滑化之效果。

[數 91]

$$G_{Filt}(m, i) = G_{old}(m) \cdot w_{old}(m, i) + G_{Temp}(m, i) \cdot w_{curr}(m, i)$$

$$0 \leq m < M, t(s) \leq i < t(s+1), 0 \leq s < s_E$$

[數 92]

$$Q_{Filt}(m, i) = Q_{old}(m) \cdot w_{old}(m, i) + Q_{Temp}(m, i) \cdot w_{curr}(m, i)$$

$$0 \leq m < M, t(s) \leq i < t(s+1), 0 \leq s < s_E$$

其中， $w_{old}(m, i)$ 、 $w_{curr}(m, i)$ 係分別為所定之加權係數。又， $G_{Temp}(m, i)$ 、 $Q_{Temp}(m, i)$ 係由下式所給定。

[數 93]

$$G_{Temp}(m, i) = \sqrt{E_0(m, i)} \cdot G(m, s)$$

$$0 \leq m < M, t(s) \leq i < t(s+1), 0 \leq s < s_E$$

[數 94]

$$Q_{Temp}(m,i) = \sqrt{E_0(m,i)} \cdot Q_2(m,s)$$

$$0 \leq m < M, t(s) \leq i < t(s+1), 0 \leq s < s_E$$

又， $G_{old}(m)$ 係前 1 個訊框（具體而言係為訊框 $s-1$ ）中的與訊框 s 之交界的時間索引（具體而言係為 $t(s)-1$ ）之增益，是由下式之任一者所給定。

[數 95]

$$G_{old}(m) = G_{Temp}(m, t(s)-1) = \sqrt{E_0(m, t(s)-1)} \cdot G(m, s-1)$$

$$0 \leq m < M, 0 \leq s < s_E$$

[數 96]

$$G_{old}(m) = G_{Filt}(m, t(s)-1)$$

$$0 \leq m < M, 0 \leq s < s_E$$

在實施了基於上記所定函數之處理的情況下，在以後的處理中，是取代了 $G_3(m,s)$ ， $Q_4(m,s)$ ，改用 $G_{Filt}(m,s)$ ， $Q_{Filt}(m,s)$ 。

又，上記進行平滑化之函數，係可含有，基於由編碼序列解碼/逆量化部 1e 所給予的訊框 s 之參數而決定是否進行上記平滑化的函數。甚至，表示是否平滑化之資訊是被包含在編碼序列中，而亦可含有基於該資訊來決定是否進行上記平滑化的函數。甚至可含有，基於上記當中之任一方來決定是否進行上記平滑化的函數。

最後，時間/頻率包絡調整部 1p 係可藉由下式，獲得時間/頻率包絡經過調整的訊號。

[數 97]

$$\begin{aligned} W_1(m,i) &= G_3(m,i) \cdot X_H(m+k_x,i) \\ \text{Re}\{W_2(m,i)\} &= \text{Re}\{W_1(m,i)\} + Q_4(m,i) \cdot V_0(f(i)) \\ \text{Im}\{W_2(m,i)\} &= \text{Im}\{W_1(m,i)\} + Q_4(m,i) \cdot V_1(f(i)) \end{aligned}$$

[數 98]

$$\begin{aligned} \text{Re}\{Y(m,i)\} &= \text{Re}\{W_2(m,i)\} + \psi_{\text{Re}}(m,s,i) \\ \text{Im}\{Y(m,i)\} &= \text{Im}\{W_2(m,i)\} + \psi_{\text{Im}}(m,s,i) \\ \psi_{\text{Re}}(m,s,i) &= S_2(m,s) \cdot \varphi_{\text{Re},\sin}(f_{\sin}(i)) \\ \psi_{\text{Re}}(m,s,i) &= S_2(m,s) \cdot (-1)^{m+k_x} \cdot \varphi_{\text{Re},\sin}(f_{\sin}(i)) \end{aligned}$$

此處， V_0 、 V_1 係為用來規定雜訊成分的陣列， f 係用來將索引 i 投影成上記陣列上之索引的函數， $\varphi_{\text{Re},\sin}$ 、 $\varphi_{\text{Im},\sin}$ 係用來規定正弦波成分之相位的陣列， $f_{\sin}$ 係用來將索引 i 投影成上記陣列上之索引的函數（具體例請參照“ISO/IEC 14496-3 4.6.18”）。

或者，於上記數式 97 中，係亦可取代 $X_H(m+k_x,i)$ 改用 $X'_H(m+k_x,i)$ 。

此外，若將上述的“MPEG4 AAC”的 SBR 中的 HF 調整的增益加強器，對本發明之第 2 實施形態的聲音解碼裝置 101 所述之頻率包絡重疊部 1q 做適用，則會對每一副頻帶 $B^{(F)}_k (G_H(k) \leq j < G_H(k+1))$ ，以訊框 s 單位，補償增益限制所致之能量損失。另一方面，若依據下式，

則會對每一副頻帶 $B^{(F)}_k (G_H(k) \leq j < G_H(k+1))$ ，針對高頻頻帶訊號 $X_H(j, i)$ 係以時間索引 i 單位，補償增益限制所致之能量損失。

[數 99]

$$G_{Boost_{Temp}}(k, i) = \sqrt{\frac{\varepsilon + \sum_{j=G_H(k)}^{G_H(k+1)-1} E_1(j, s)}{\varepsilon + \sum_{j=G_H(k)}^{G_H(k+1)-1} (X_H^2(j, i) \cdot G^2(j, s) + S_2^2(j, s) + \delta(S_2(j, s), s) \cdot Q_2^2(j, s))}}$$

$$G_2(m, i) = G_{Boost_{Temp}}(k, i) \cdot G(m, s)$$

$$Q_3(m, i) = G_{Boost_{Temp}}(k, i) \cdot Q_2(m, s)$$

$$1 \leq k \leq m_H, G_H(k) \leq m + k_x < G_H(k+1), t(s) \leq i < t(s+1), 0 \leq s < s_E$$

上式中，對增益 $G(m, s)$ 、雜訊比例因子 $Q_2(m, s)$ ，可適用上述的“MPEG4 AAC”的 SBR 中的 HF 調整的增益限制器。

使用上記增益 $G_2(m, i)$ 、及雜訊比例因子 $Q_3(m, i)$ ，取代數式 89、90，改用下式來給定 $G_{Temp}(m, i)$ 、 $Q_{Temp}(m, i)$ 。

[數 100]

$$G_{Temp}(m, i + d_h) = \sqrt{E_0(m, i)} \cdot G_2(m, i)$$

$$0 \leq m < M, t(s) \leq i < t(s+1), 0 \leq s < s_E$$

[數 101]

$$Q_{Temp}(m, i + d_h) = \sqrt{E_0(m, i)} \cdot Q_3(m, i)$$

$$0 \leq m < M, t(s) \leq i < t(s+1), 0 \leq s < s_E$$

然後，若將數式 99 置換成下式，則會對每一副頻帶 $B^{(T)}_k (F_H(k) \leq j < F_H(k+1))$ ，針對高頻頻帶訊號 $X_H(j, i)$ 係以時間索引 i 單位，補償增益限制所致之能量損失。

[數 102]

$$G_{Boost_{Temp}}(k, i) = \sqrt{\frac{\varepsilon + \sum_{j=F_H(k)}^{F_H(k+1)-1} E_1(j, s)}{\varepsilon + \sum_{j=F_H(k)}^{F_H(k+1)-1} (X_H^2(j, i) \cdot G^2(j, s) + S_2^2(j, s) + \delta(S_2(j, s), s) \cdot Q_2^2(j, s))}}$$

$$G_2(m, i) = G_{Boost_{Temp}}(k, i) \cdot G(m, s)$$

$$Q_3(m, i) = G_{Boost_{Temp}}(k, i) \cdot Q_2(m, s)$$

$$1 \leq k \leq m_H, F_H(k) \leq m + k_x < F_H(k+1), t(s) \leq i < t(s+1), 0 \leq s < s_E$$

然後，若將數式 99 置換成下式，則會對每一頻率索引 m ，針對高頻頻帶訊號 $X_H(j, i)$ 係以時間索引 i 單位，補償增益限制所致之能量損失。

[數 103]

$$G_{BoostTemp}(m,i) = \sqrt{\frac{\varepsilon + E_1(m,s)}{\varepsilon + (X_H^2(m+k_x,i) \cdot G^2(m,s) + S_2^2(m,s) + \delta(S_2(m,s),s) \cdot Q_2^2(m,s))}}$$

$$G_2(m,i) = G_{BoostTemp}(m,i) \cdot G(m,s)$$

$$Q_3(m,i) = G_{BoostTemp}(m,i) \cdot Q_2(m,s)$$

$$1 \leq k \leq m_H, 0 \leq m < M, t(s) \leq i < t(s+1), 0 \leq s < s_E$$

或者，在算出上記的量 $G_{BoostTemp}(m,i)$ 之際，可取代 $X_H(m+k_x,i)$ 而改用 $X'_H(m+k_x,i)$ 。

在第 2 實施形態的聲音解碼裝置 101 所述之時間/頻率包絡調整部 1p 中，時間/頻率包絡之調整，係和第 1 實施形態的聲音解碼裝置 1 所述之時間包絡調整部 1i 同樣地，使用從頻率包絡重疊部 1q 所收取的量 $E(m,i)$ ，藉由和“MPEG4 AAC”的 SBR 中的 HF 調整（HF Adjustment）類似的手段來進行。因此，和“MPEG4 AAC”的 SBR 中的 HF 調整（HF adjustment）同樣地，對增益、雜訊基準比例因子、正弦波位準，基於用來避免多餘雜訊之附加的增益限制（增益限制器、Gain limiter）、增益限制所致之能量損失之補償（增益加強器、Gain booster）之函數，來實施處理時，將該當處理對時間索引 $i(t(s) \leq i < t(s+1))$ 來實施。另一方面，若依據本變形例，則對增益、雜訊基準比例因子、正弦波位準，基於用來避免多餘雜訊之附加的增益限制（增益限制器、Gain limiter）、增益限制所致之能量損失之補償（增益加強器、Gain booster）之函數，來實施處理時，只要將該當

處理當中至少 1 者處理，對訊框 s 實施即可。因此，在本變形例中，相較於第 2 實施形態的聲音解碼裝置 101，可削減上記處理的演算量。

此外，上記第 2 實施形態的聲音解碼裝置 101 的第 3 變形例，係亦可適用於第 2 實施形態的聲音解碼裝置 101 的第 1～第 2 變形例、及第 4 實施形態所述之聲音解碼裝置。

〔第 2 實施形態的聲音解碼裝置 101 的第 3 變形例的其他形態〕

在上記變形例中，第 1 實施形態的聲音解碼裝置 1 的第 1、第 2、第 3 變形例、及執行該當變形例之處理之至少一者以上的第 1 實施形態的聲音解碼裝置 1 的第 5 變形例做適用時，會發生時間包絡算出部 $1g$ 不算出時間包絡 $E_T(l, i)$ 的情形。此種情況下，在 $E_0(m, i)$ 為必要的演算處理中，將 $E_0(m, i)$ 置換成 1 來執行。藉由此方法， $E_0(m, i)$ 、 $E_0(m, i)$ 的乘冪、乘以 $E_0(m, i)$ 之平方根的處理係可省略，可削減演算量。此外，在使用上記方法的處理中，時間/頻率包絡調整部 $1p$ 係不需要算出 $E_0(m, i)$ 。

〔第 1 實施形態所述之聲音編碼裝置 2 的第 6 變形例〕

時間包絡資訊算出部 $2f$ ，係基於：從頻帶分割濾波器組部 $2c$ 所得之頻率領域之訊號 $X(j, i)$ 、透過聲音編碼

裝置 2 之通訊裝置而被接收的來自外部之輸入訊號、及來自降頻取樣部 2a 之輸出而被獲得之已被縮減取樣的低頻頻帶之時間領域訊號當中之至少 1 者以上的訊號的特性，而算出時間包絡資訊。作為上記訊號之特性，係為例如訊號的過渡性、調性、雜音性等等，但在本變形例中，訊號特性係不限定於這些具體例。

此外，本變形例係亦可適用於第 1 實施形態的聲音編碼裝置 2 的第 1～第 5 變形例、及第 2～第 4 實施形態所述之聲音編碼裝置。

〔第 1 實施形態所述之聲音編碼裝置 2 的第 7 變形例〕

時間包絡算出控制資訊生成部 2j，係基於：從頻帶分割濾波器組部 2c 所得之頻率領域之訊號 $X(j, i)$ 、透過聲音編碼裝置 2 之通訊裝置而被接收的來自外部之輸入訊號、及來自降頻取樣部 2a 之輸出而被獲得之已被縮減取樣的低頻頻帶之時間領域訊號當中之至少 1 者以上之訊號的訊號特性，而生成關於聲音解碼裝置 1 中之低頻頻帶時間包絡算出方法的時間包絡算出控制資訊。作為上記訊號之特性，係為例如訊號的過渡性、調性、雜音性等等，但在本變形例中，訊號特性係不限定於這些具體例。

此外，本變形例係亦可適用於第 1 實施形態的聲音編碼裝置 2 的第 1～第 6 變形例、及第 2～第 4 實施形態所述之聲音編碼裝置。

〔第 1～第 4 實施形態的聲音編碼裝置的量化/編碼部〕

關於第 1～第 4 實施形態的聲音編碼裝置的量化/編碼部 2g，係當然亦可將用來決定是否附加雜訊基準比例因子、或正弦波的參數，也進行量化、編碼。

〔產業上利用之可能性〕

本發明係將聲音解碼裝置、聲音編碼裝置、聲音解碼方法、聲音編碼方法、聲音解碼程式、及聲音編碼程式作為使用用途，藉由將解碼訊號中的時間包絡調整成失真較少的形狀，可獲得充分改善前回聲及後回聲的再生訊號。

【符號說明】

1f₁～1f_n：低頻頻帶時間包絡算出部

2e₁～2e_n：低頻頻帶時間包絡算出部

1、102、201、301：聲音解碼裝置

1a：解多工化部

1b：低頻頻帶解碼部

1c：頻帶分割濾波器組部

1d：編碼序列解析部

1e：逆量化部

1g：時間包絡算出部

1h：高頻頻帶生成部

1i：時間包絡調整部

1j：頻帶合成濾波器組部



1k、1m、1n、1o：時間包絡算出控制部

1p、1v：時間/頻率包絡調整部

1q：頻率包絡重疊部

1r：編碼序列解碼/逆量化部

1s：時間包絡算出控制部

1t：包絡調整部

1u：頻率包絡重疊部

1w：頻率包絡算出部

2、102、202、302：聲音編碼裝置

2a：降頻取樣部

2b：低頻頻帶編碼部

2c：頻帶分割濾波器組部

2d：高頻頻帶生成用輔助資訊算出部

2e₁～2e_k：低頻頻帶時間包絡算出部

2f：時間包絡資訊算出部

2g：量化/編碼部

2h：高頻頻帶編碼序列構成部

2i：多工化部

2j：時間包絡算出控制資訊生成部

2k：低頻頻帶解碼部

2m：頻帶合成濾波器組部

2n、2o、2p：頻率包絡資訊算出部

申請專利範圍

1.一種聲音解碼裝置，係屬於將聲音訊號所編碼而成之編碼序列予以解碼的聲音解碼裝置，其係

具備：

解多工化手段，係將前記編碼序列，解多工化成爲低頻頻帶編碼序列與高頻頻帶編碼序列；和

低頻頻帶解碼手段，係將已被前記解多工化手段進行解多工化的前記低頻頻帶編碼序列加以解碼，以獲得低頻頻帶訊號；和

頻率轉換手段，係將已被前記低頻頻帶解碼手段所得之前記低頻頻帶訊號，轉換成頻率領域；和

高頻頻帶編碼序列解析手段，係將已被前記解多工化手段進行解多工化的前記高頻頻帶編碼序列加以解析，取得已被編碼之高頻頻帶生成用輔助資訊及時間包絡資訊；和

編碼序列解碼逆量化手段，係將已被前記高頻頻帶編碼序列解析手段所取得的前記高頻頻帶生成用輔助資訊及時間包絡資訊，進行解碼及逆量化；和

高頻頻帶生成手段，係根據前記低頻頻帶解碼手段所得之前記低頻頻帶訊號，使用已被前記編碼序列解碼逆量化手段所解碼之前記高頻頻帶生成用輔助資訊，生成前記聲音訊號的高頻頻帶成分；和

第 1～第 N(N 係 2 以上之整數)低頻頻帶時間包絡算出手段，係將已被前記頻率轉換手段轉換成頻率領域的前

記低頻頻帶訊號進行分析，取得複數低頻頻帶之時間包絡；和

時間包絡算出手段，係使用已被前記編碼序列解碼逆量化手段所取得到的前記時間包絡資訊、及已被前記低頻頻帶時間包絡算出手段所取得到的前記複數之低頻頻帶之時間包絡，而算出高頻頻帶之時間包絡；和

時間包絡調整手段，係使用已被前記時間包絡算出手段所取得之前記時間包絡，來調整已被前記高頻頻帶生成手段所生成之高頻頻帶成分的時間包絡；和

訊號輸出手段，係將已被前記時間包絡調整手段所調整之前記高頻頻帶成分，和已被前記低頻頻帶解碼手段所解碼之前記低頻頻帶訊號，進行加算，並輸出含有全頻帶成分的時間領域訊號；

前記時間包絡算出手段，係藉由將使用了預先被複數準備的前記複數之低頻頻帶之時間包絡的所定處理，基於前記時間包絡資訊來做切換實施，以算出前記高頻頻帶之時間包絡。

2.一種聲音解碼方法，係屬於將聲音訊號所編碼而成之編碼序列予以解碼的聲音解碼方法，其係

具備：

解多工化步驟，係由解多工化手段，將前記編碼序列，解多工化成爲低頻頻帶編碼序列與高頻頻帶編碼序列；和

低頻頻帶解碼步驟，係由低頻頻帶解碼手段，將已被

前記解多工化手段進行解多工化的前記低頻頻帶編碼序列加以解碼，以獲得低頻頻帶訊號；和

頻率轉換步驟，係由頻率轉換手段，將已被前記低頻頻帶解碼手段所得到的前記低頻頻帶訊號，轉換成頻率領域；和

高頻頻帶編碼序列解析步驟，係由高頻頻帶編碼序列解析手段，將已被前記解多工化手段進行解多工化的前記高頻頻帶編碼序列加以解析，取得已被編碼之高頻頻帶生成用輔助資訊及時間包絡資訊；和

編碼序列解碼逆量化步驟，係由編碼序列解碼逆量化手段，將已被前記高頻頻帶編碼序列解析手段所取得到的前記高頻頻帶生成用輔助資訊及時間包絡資訊，進行解碼及逆量化；和

高頻頻帶生成步驟，係由高頻頻帶生成手段，根據前記低頻頻帶解碼手段所得到的前記低頻頻帶訊號，使用已被前記編碼序列解碼逆量化手段所解碼之前記高頻頻帶生成用輔助資訊，生成前記聲音訊號的高頻頻帶成分；和

第 1～第 N 低頻頻帶時間包絡算出步驟，係由第 1～第 N(N 係 2 以上之整數)低頻頻帶時間包絡算出手段，將已被前記頻率轉換手段轉換成頻率領域的前記低頻頻帶訊號進行分析，取得複數低頻頻帶之時間包絡；和

時間包絡算出步驟，係由時間包絡算出手段，使用已被前記編碼序列解碼逆量化手段所取得到的前記時間包絡資訊、及已被前記低頻頻帶時間包絡算出手段所取得到的

前記複數之低頻頻帶之時間包絡，而算出高頻頻帶之時間包絡；和

時間包絡調整步驟，係由時間包絡調整手段，使用已被前記時間包絡算出手段所取得之前記時間包絡，來調整已被前記高頻頻帶生成手段所生成之高頻頻帶成分的時間包絡；和

訊號輸出步驟，係由訊號輸出手段，將已被前記時間包絡調整手段所調整之前記高頻頻帶成分，和已被前記低頻頻帶解碼手段所解碼之前記低頻頻帶訊號，進行加算，並輸出含有全頻帶成分的時間領域訊號；

在前記時間包絡算出步驟中，係藉由將使用了預先被複數準備的前記複數之低頻頻帶之時間包絡的所定處理，基於前記時間包絡資訊來做切換實施，以算出前記高頻頻帶之時間包絡。

圖式

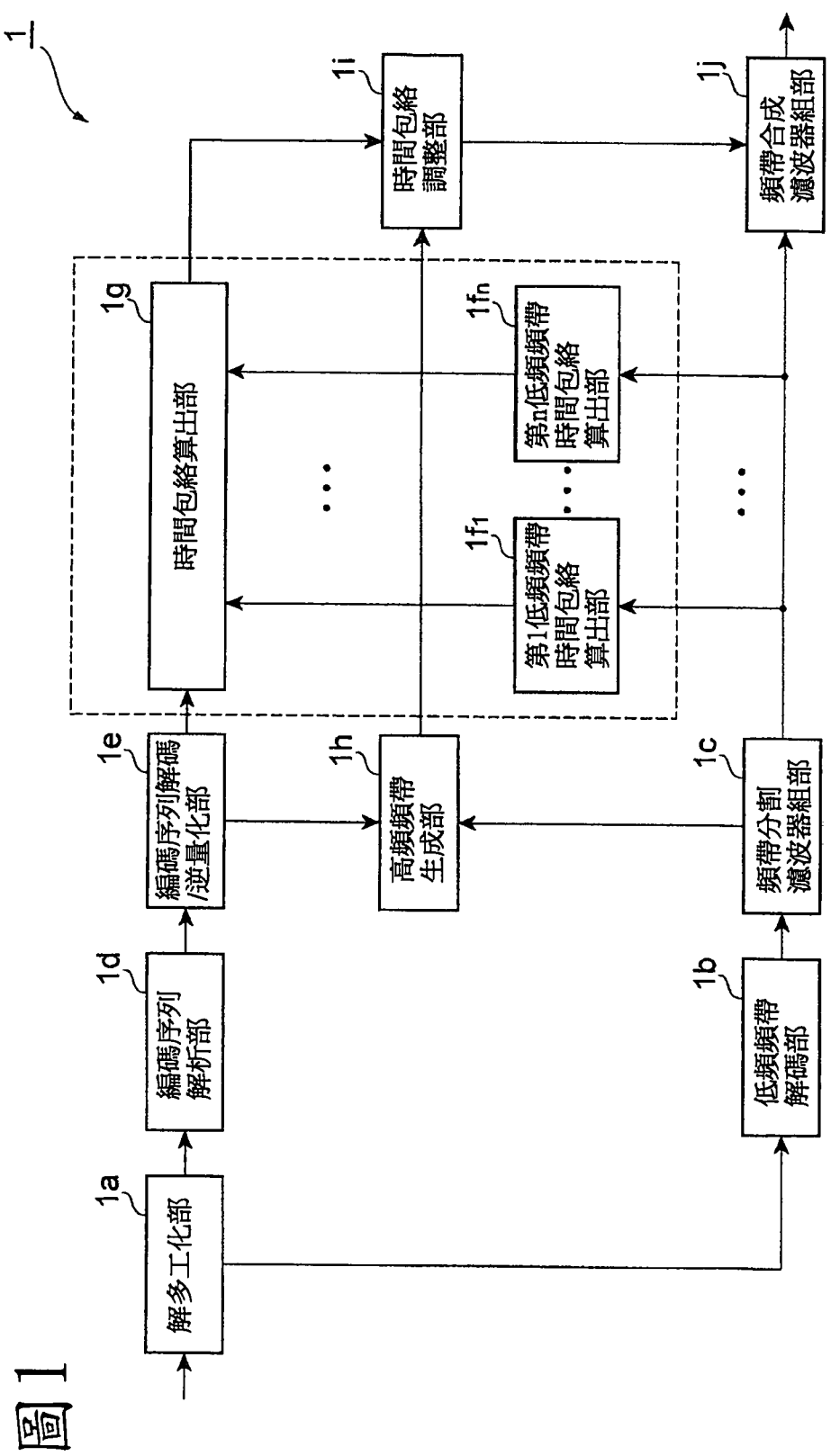


圖1

圖2

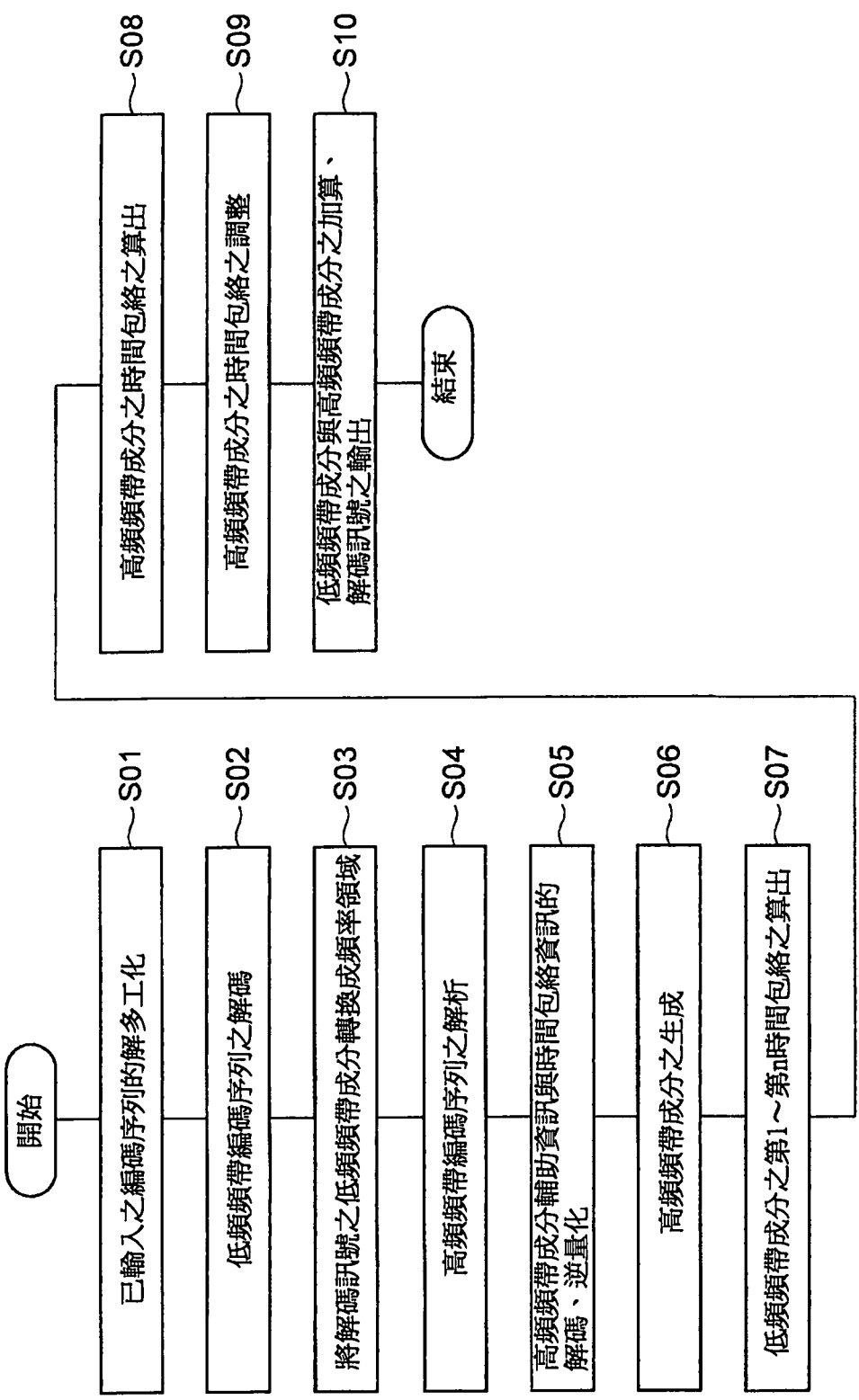


圖3

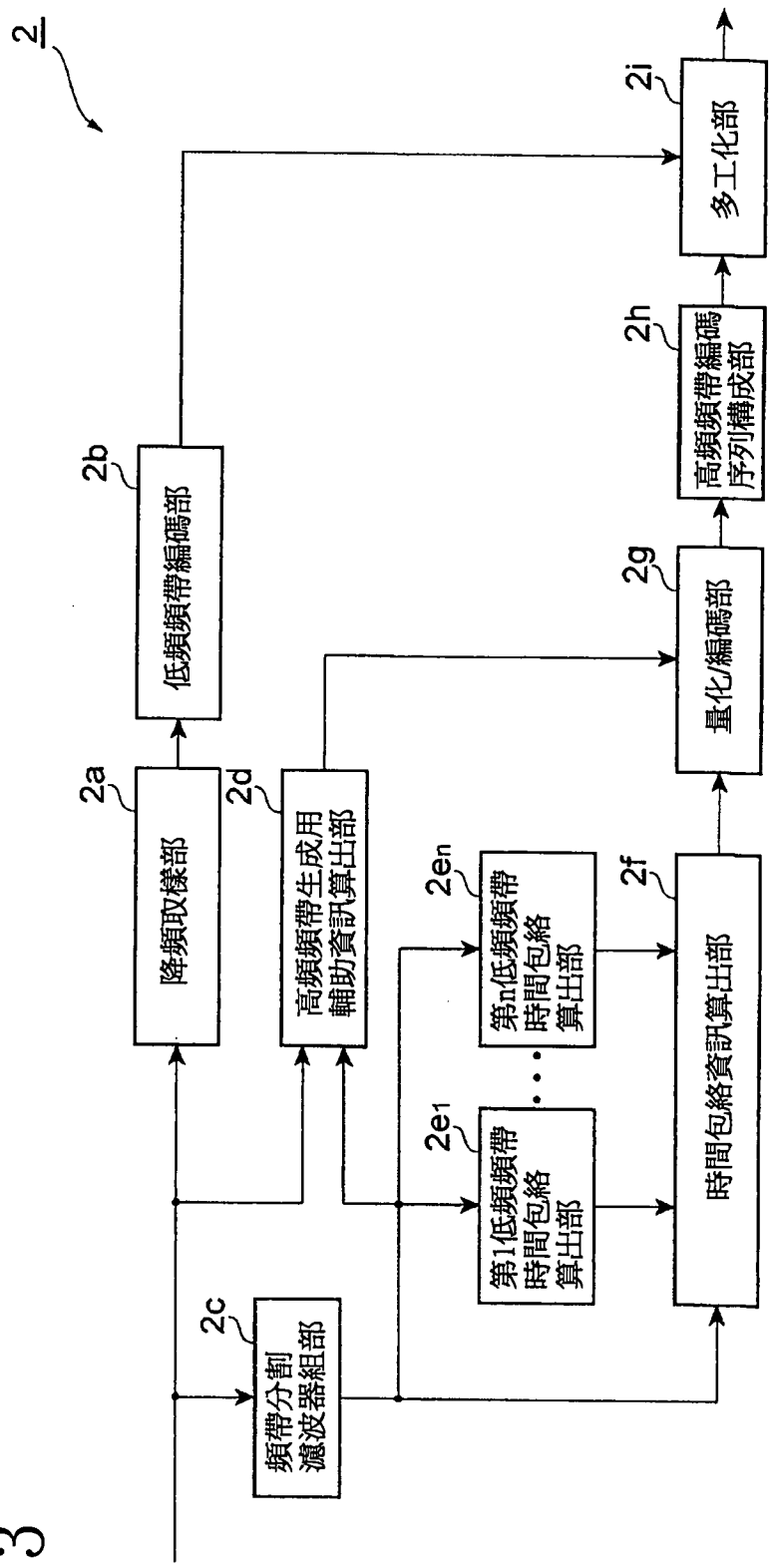


圖4

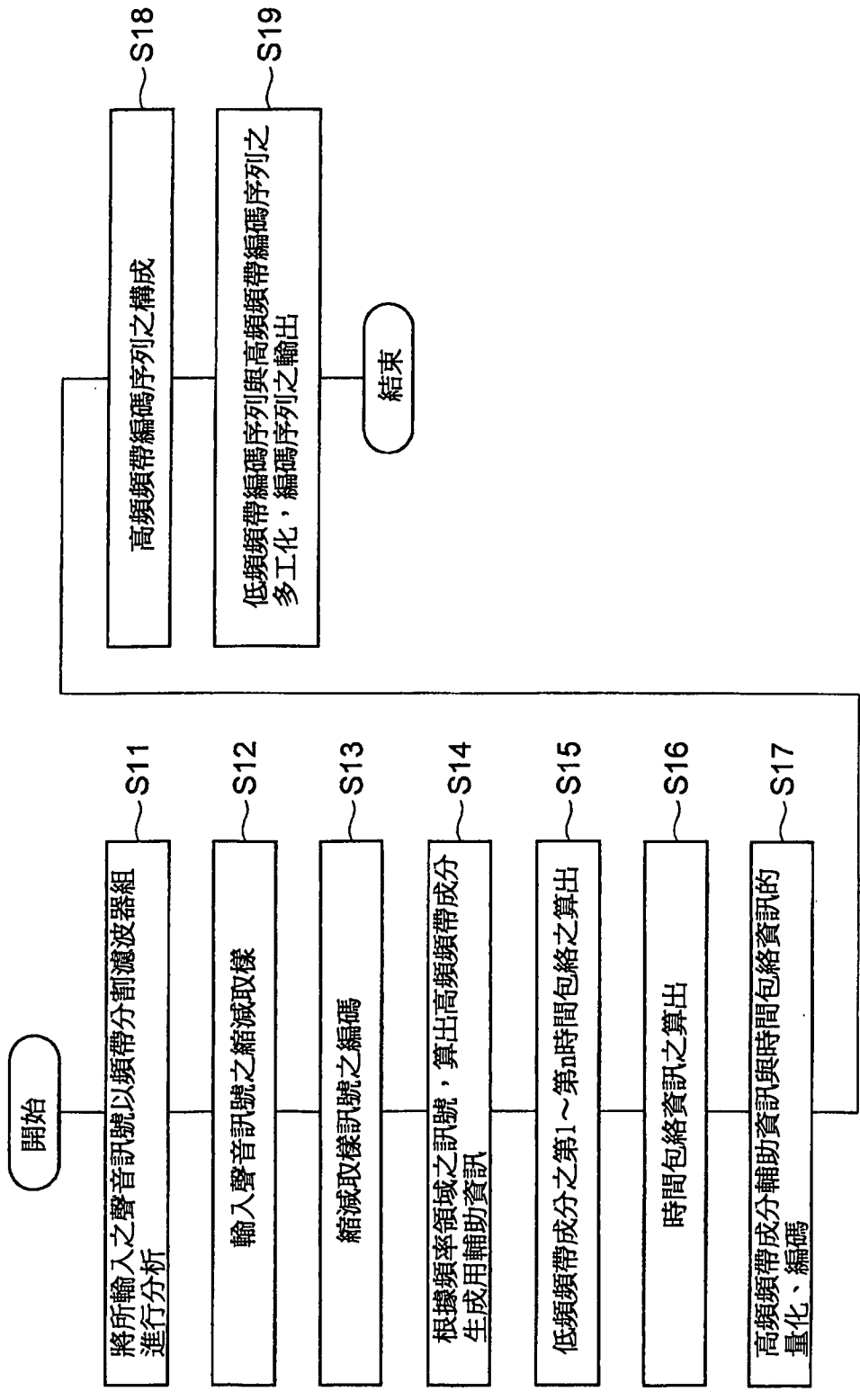


圖5

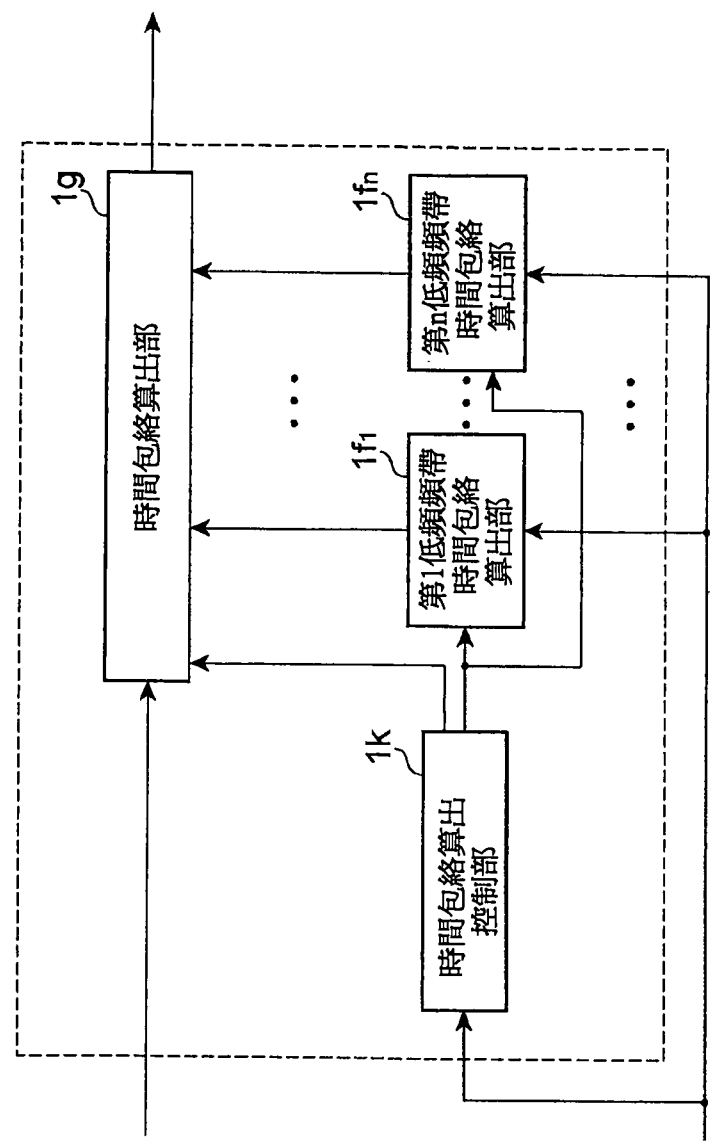


圖6

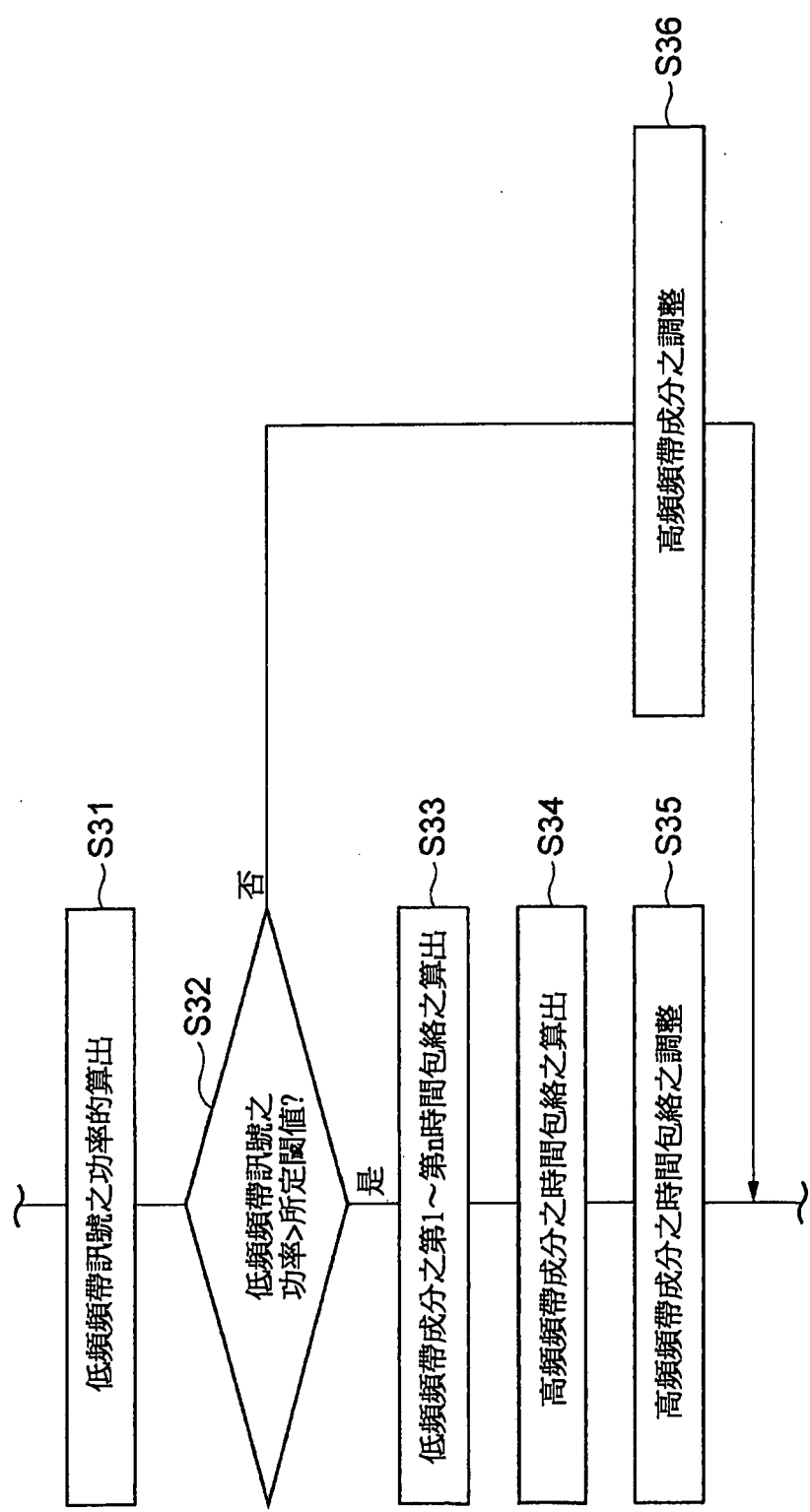


圖7

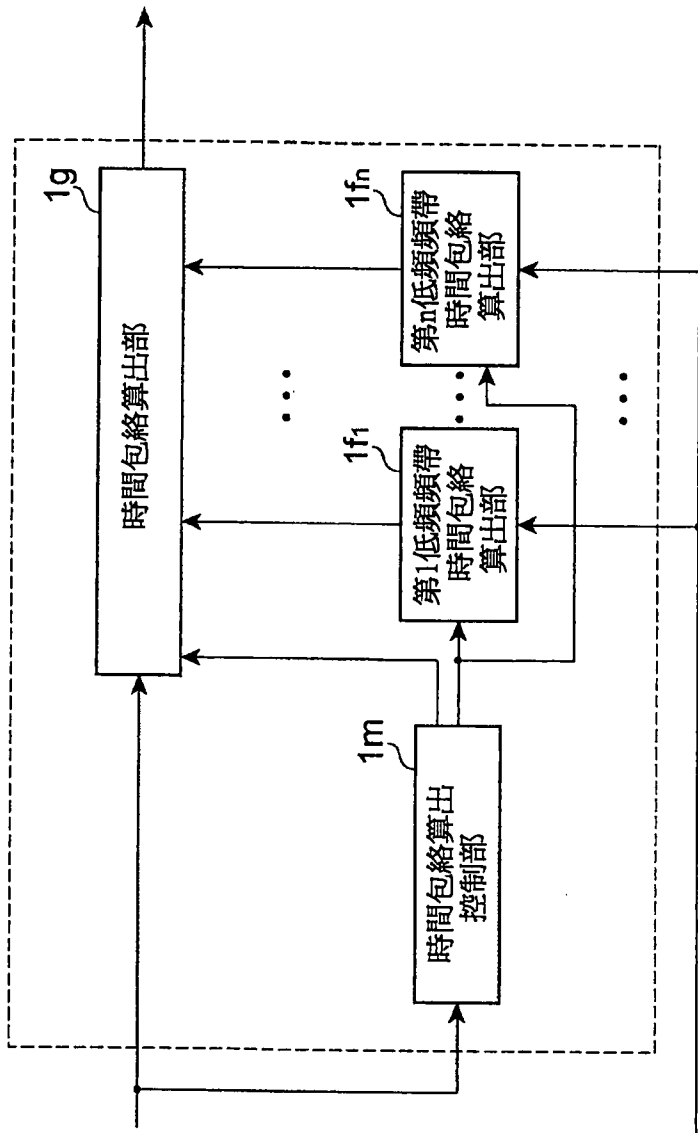


圖 8

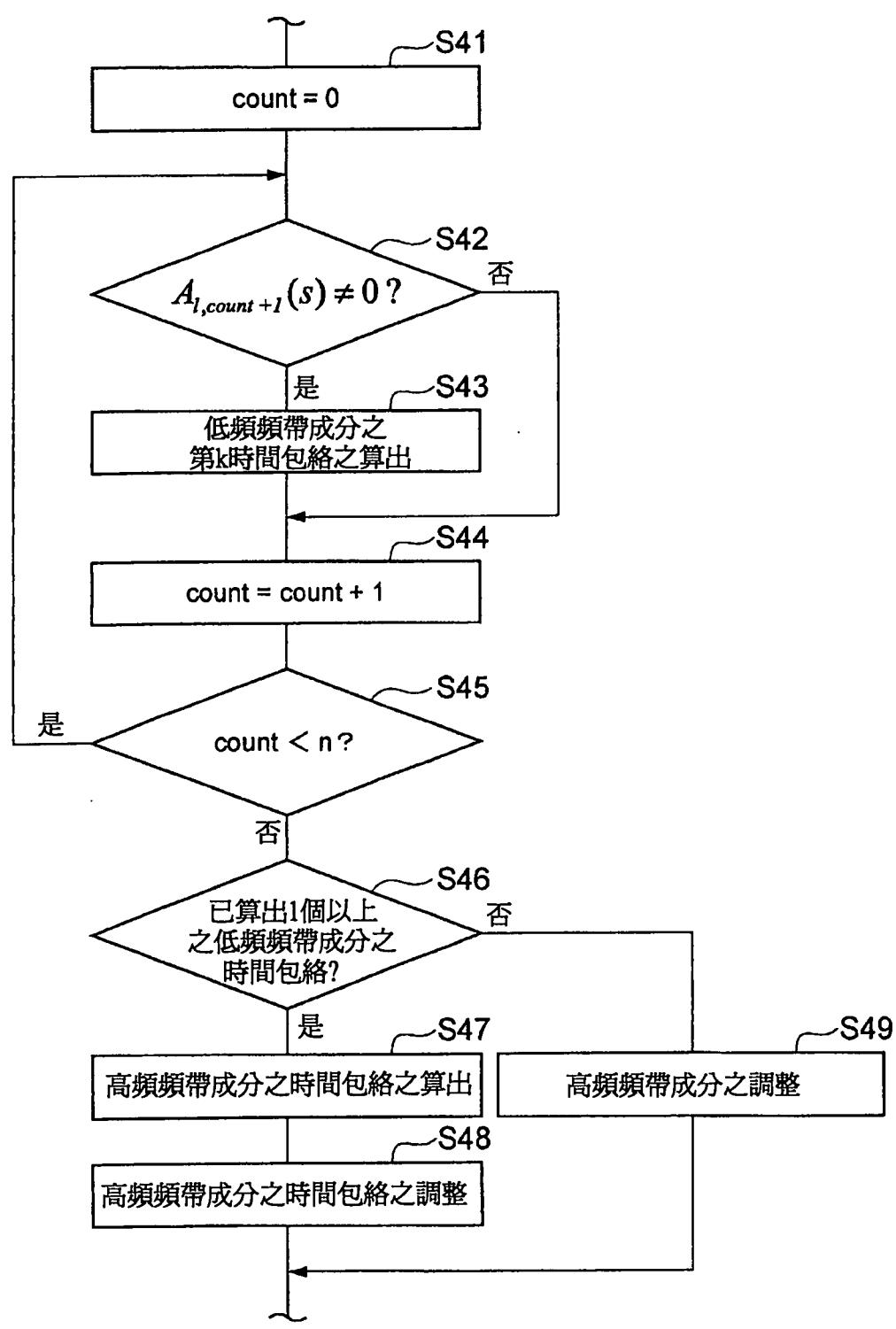


圖9

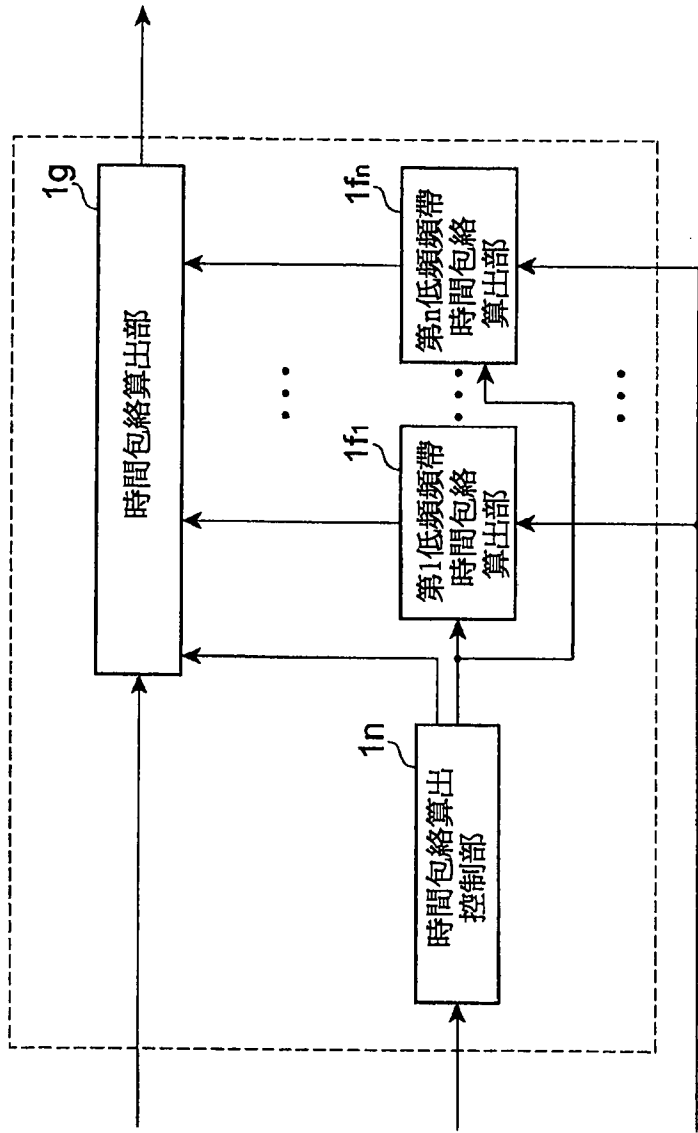


圖10

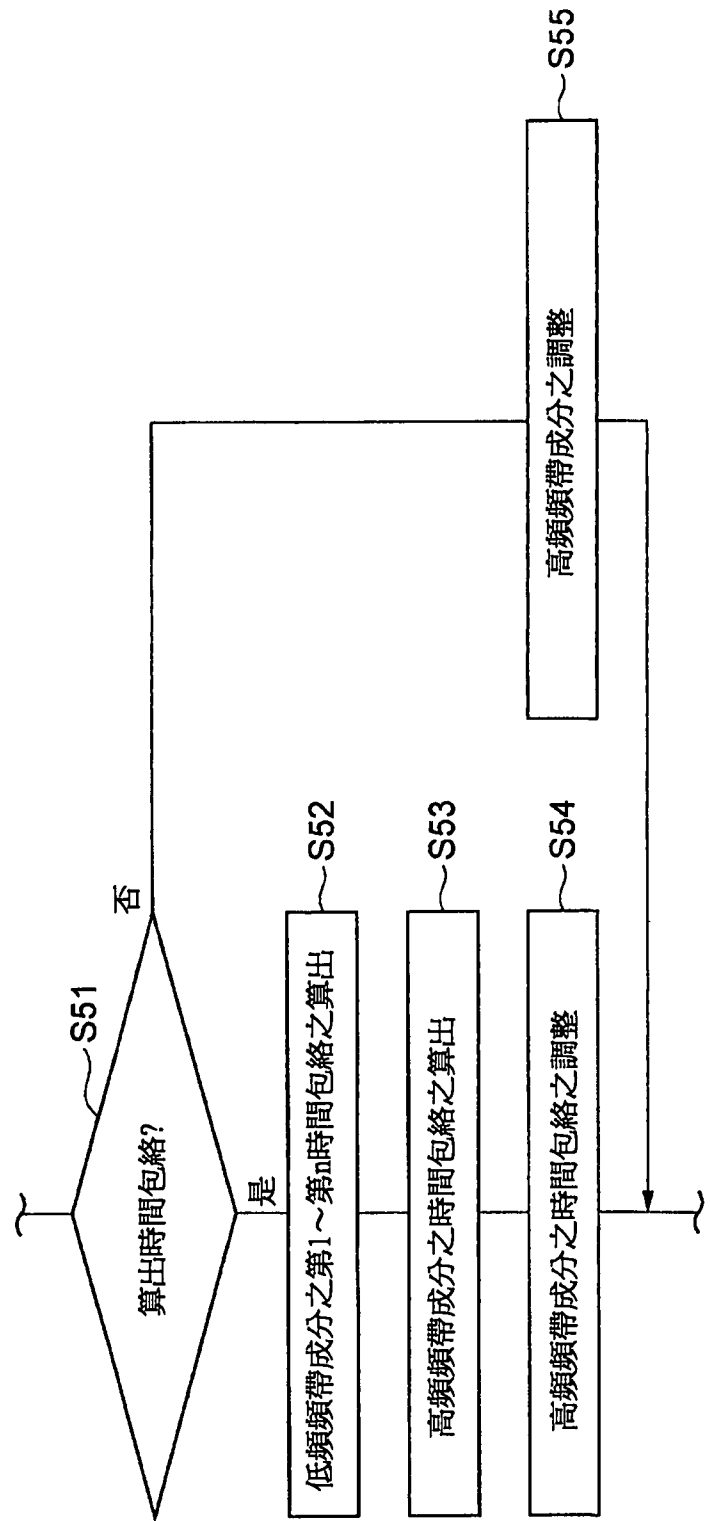


圖 11

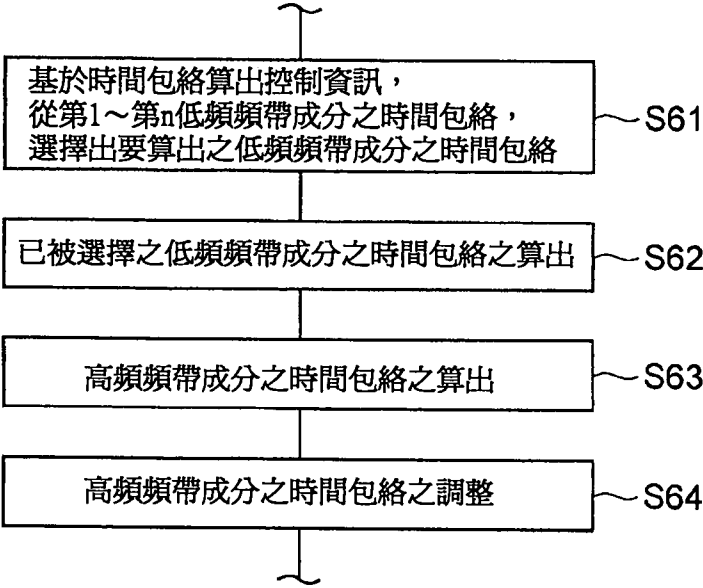


圖12

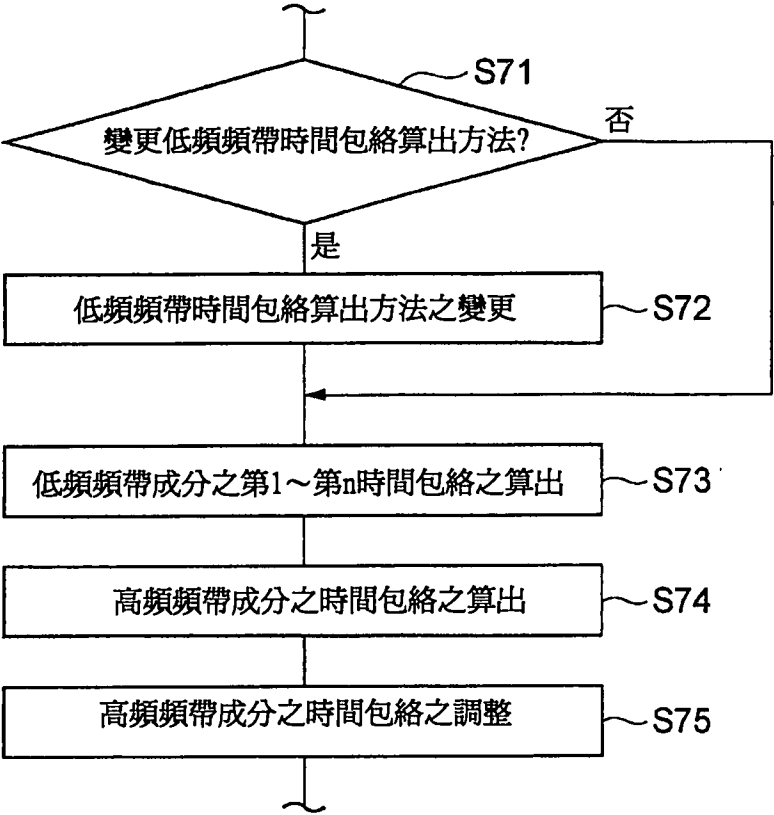


圖13

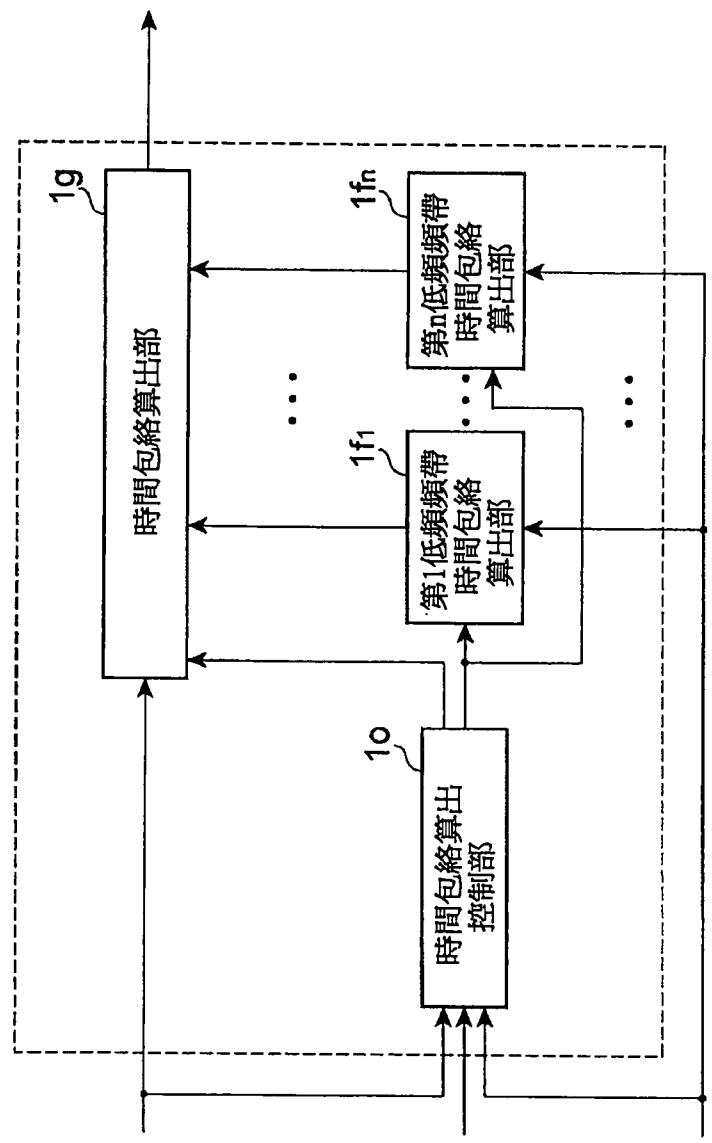


圖 14

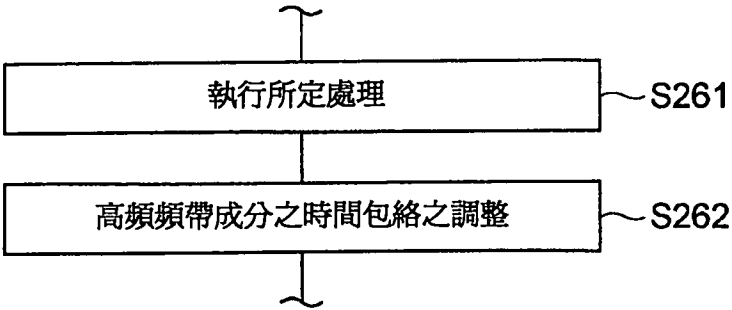


圖 15

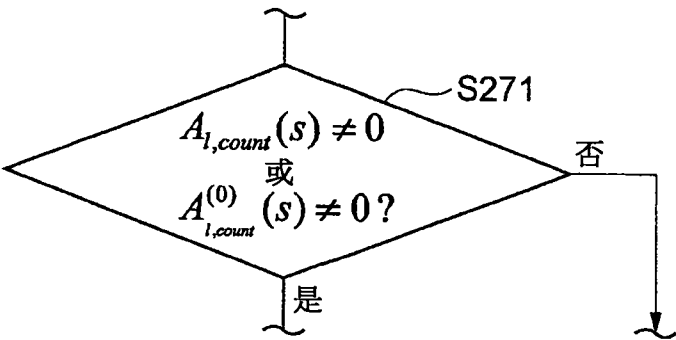


圖 16

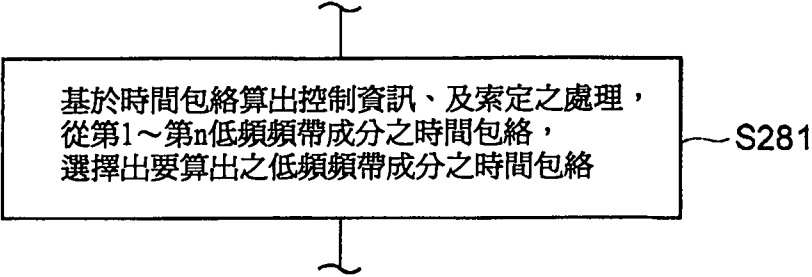


圖17

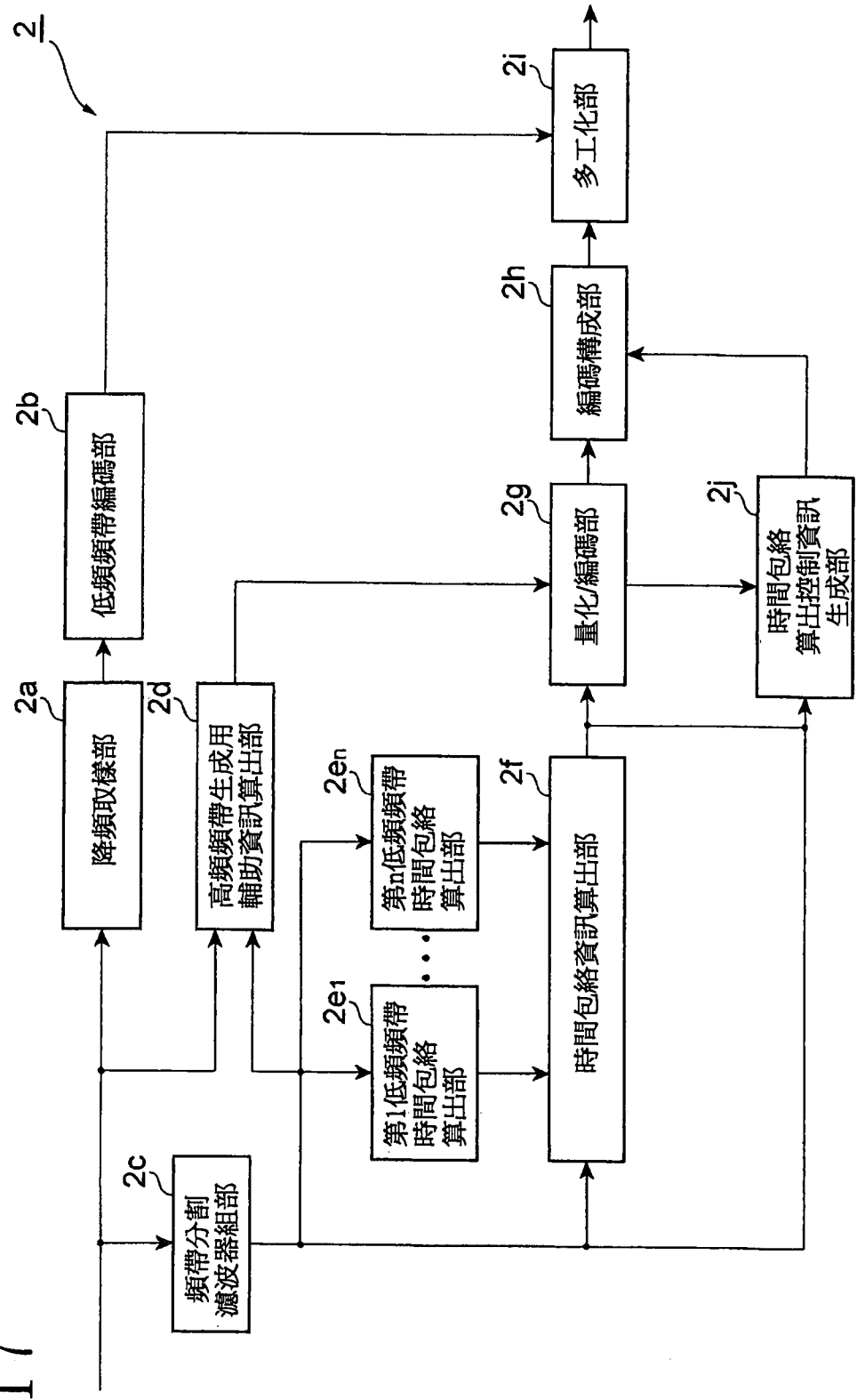


圖18

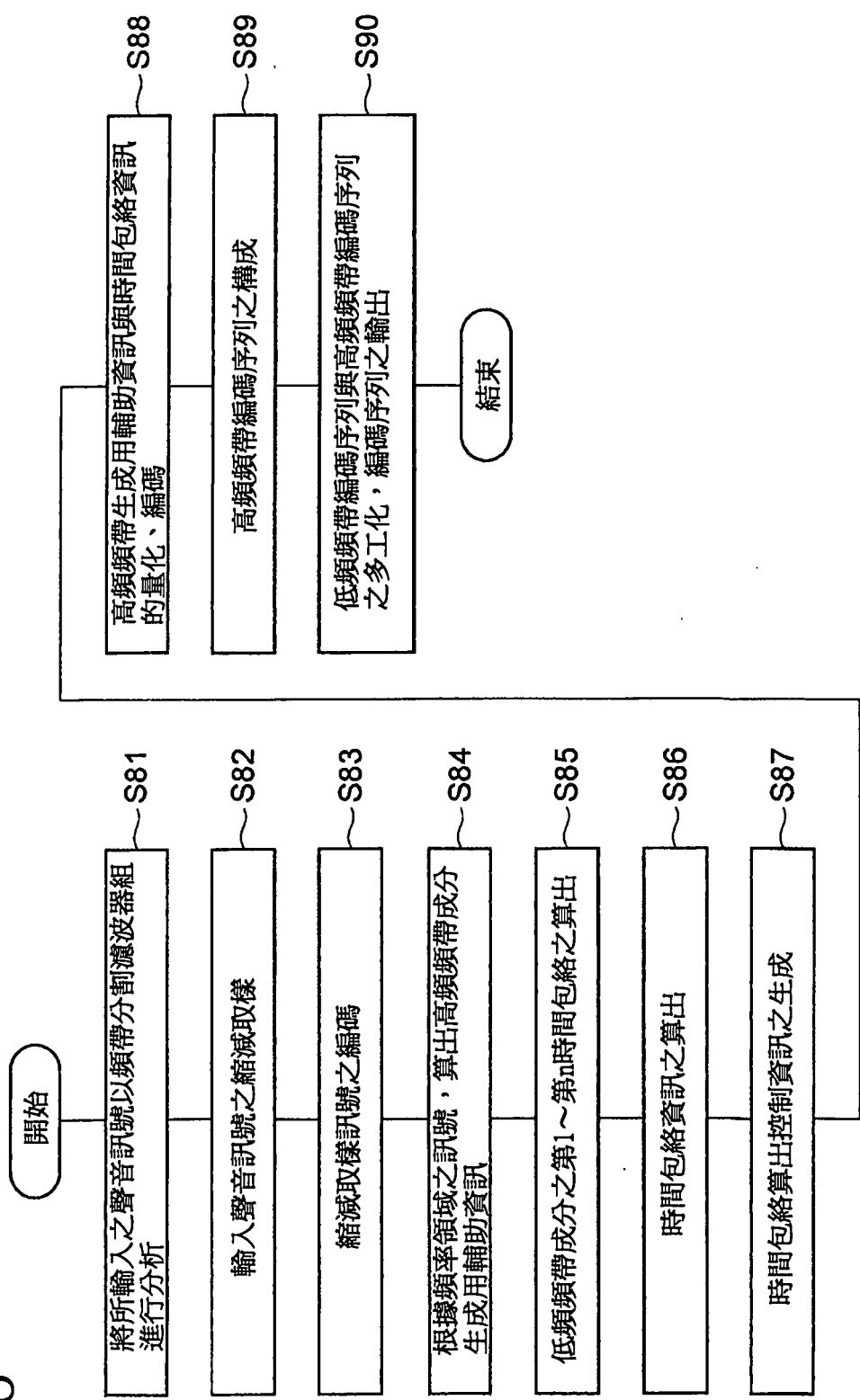


圖19

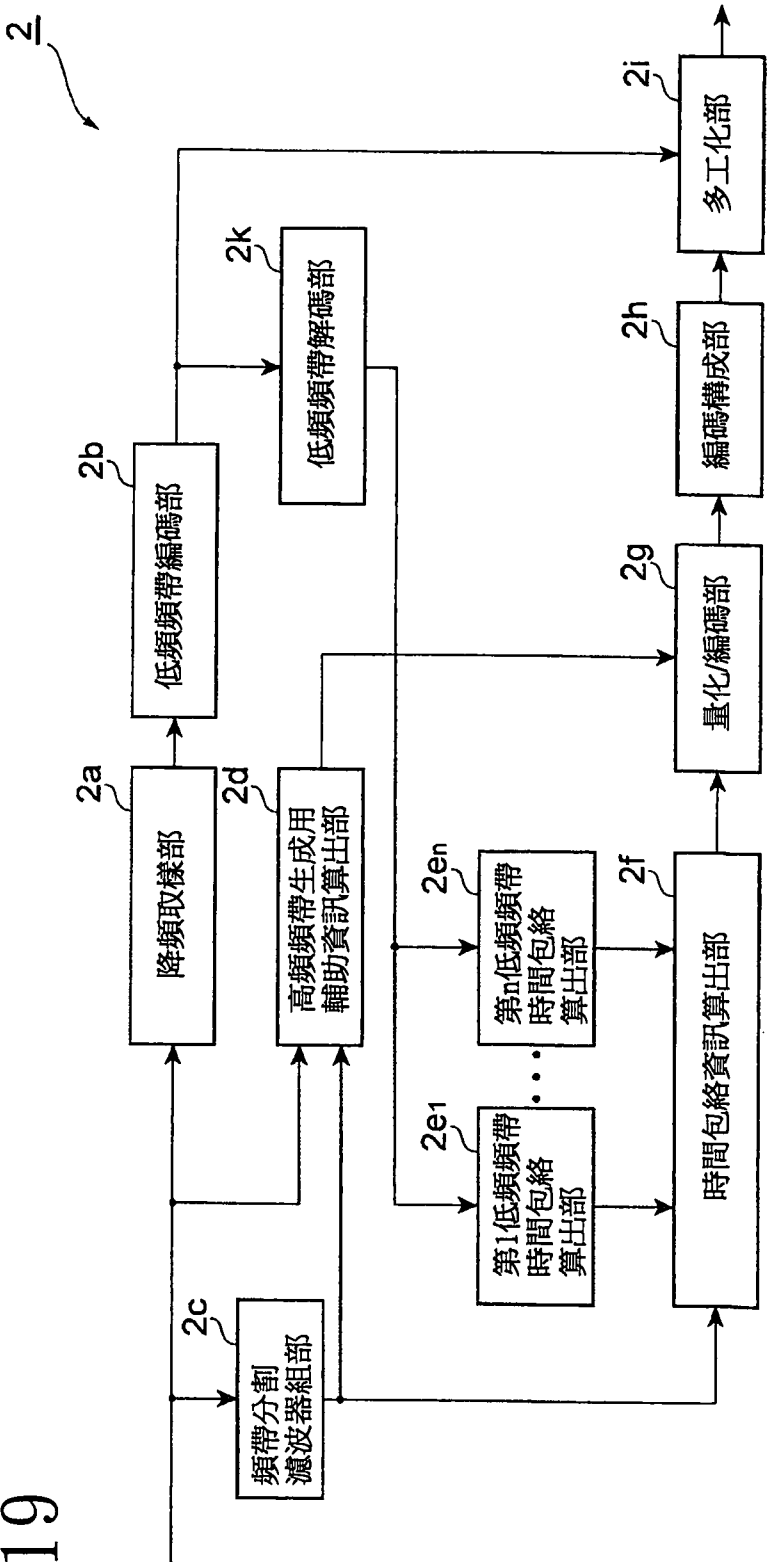
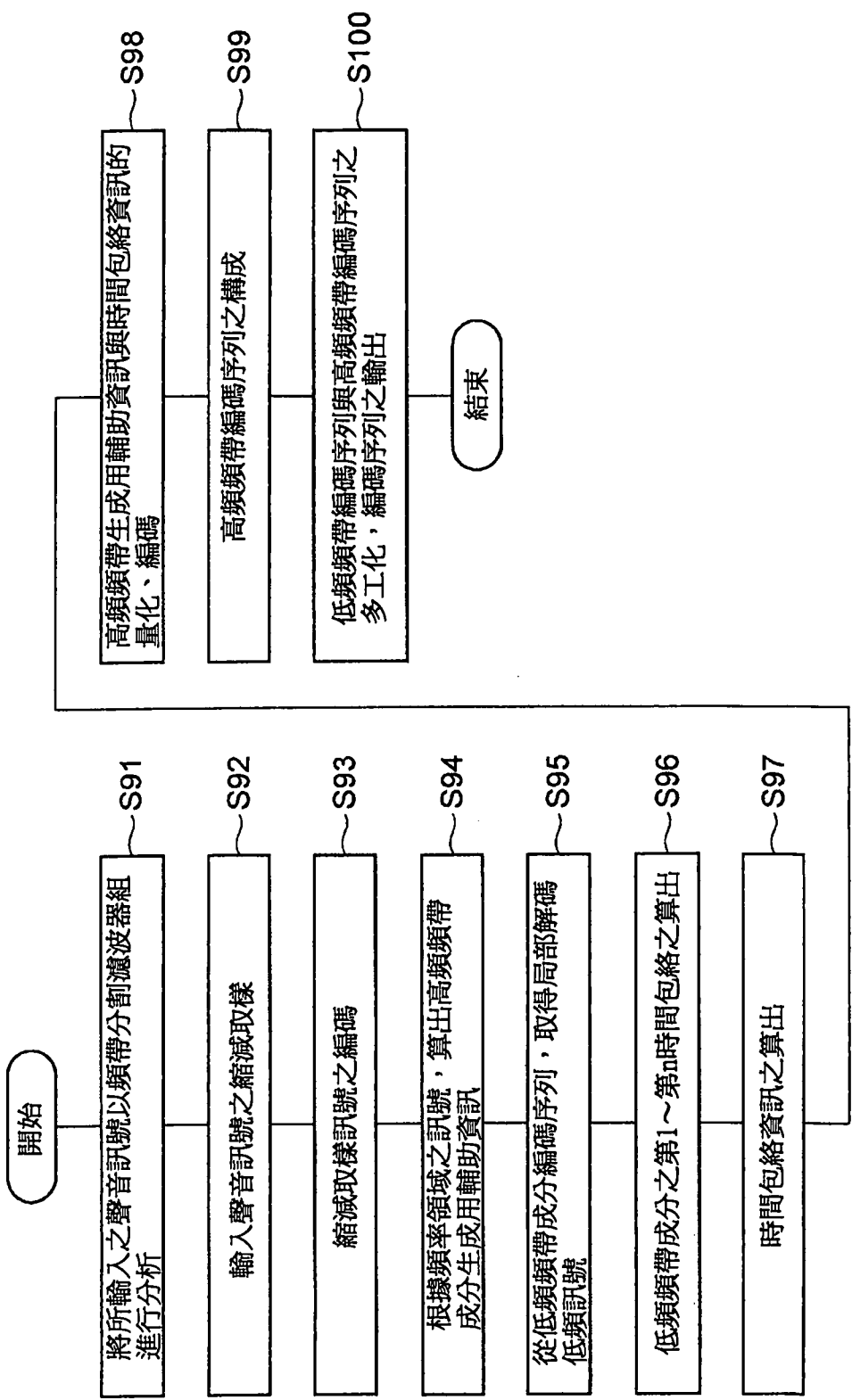


圖 20



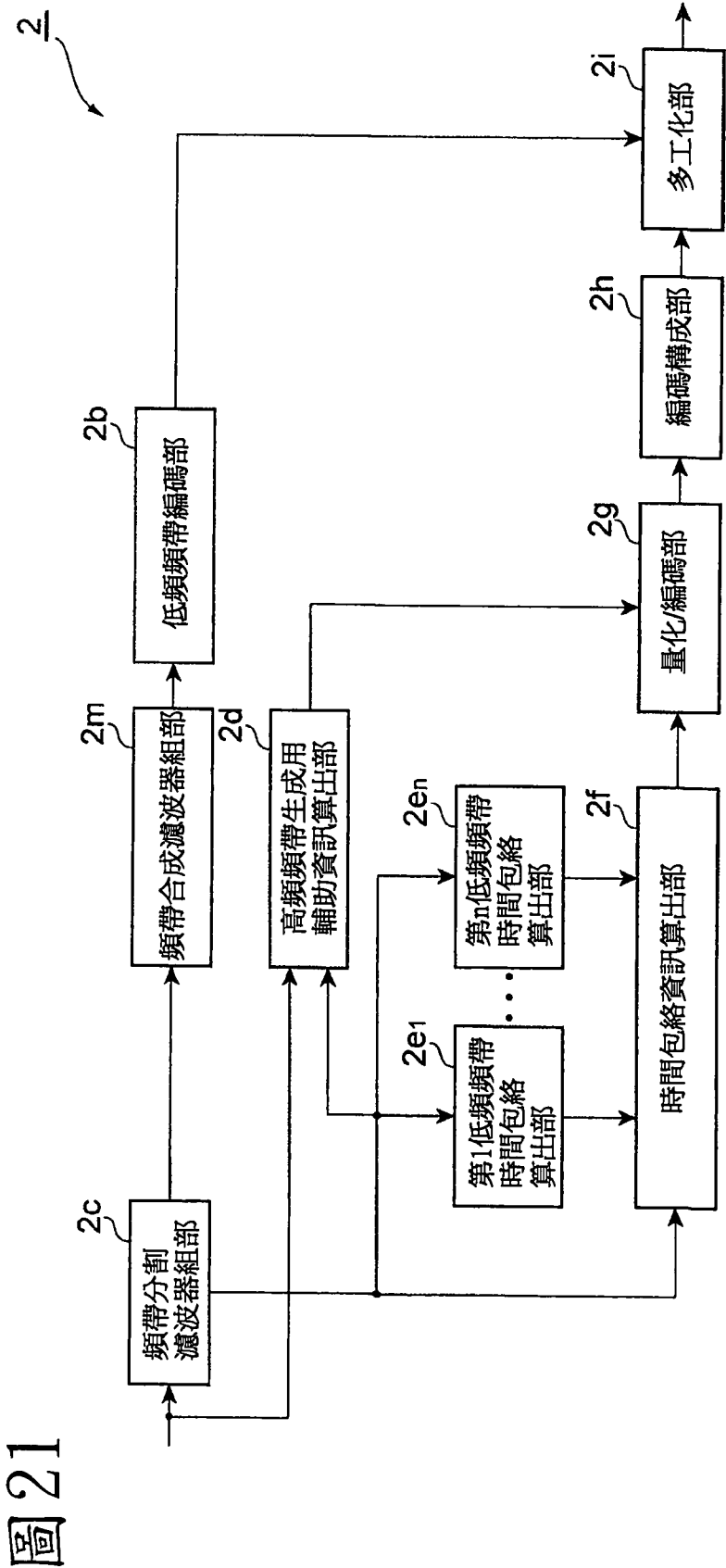


圖22

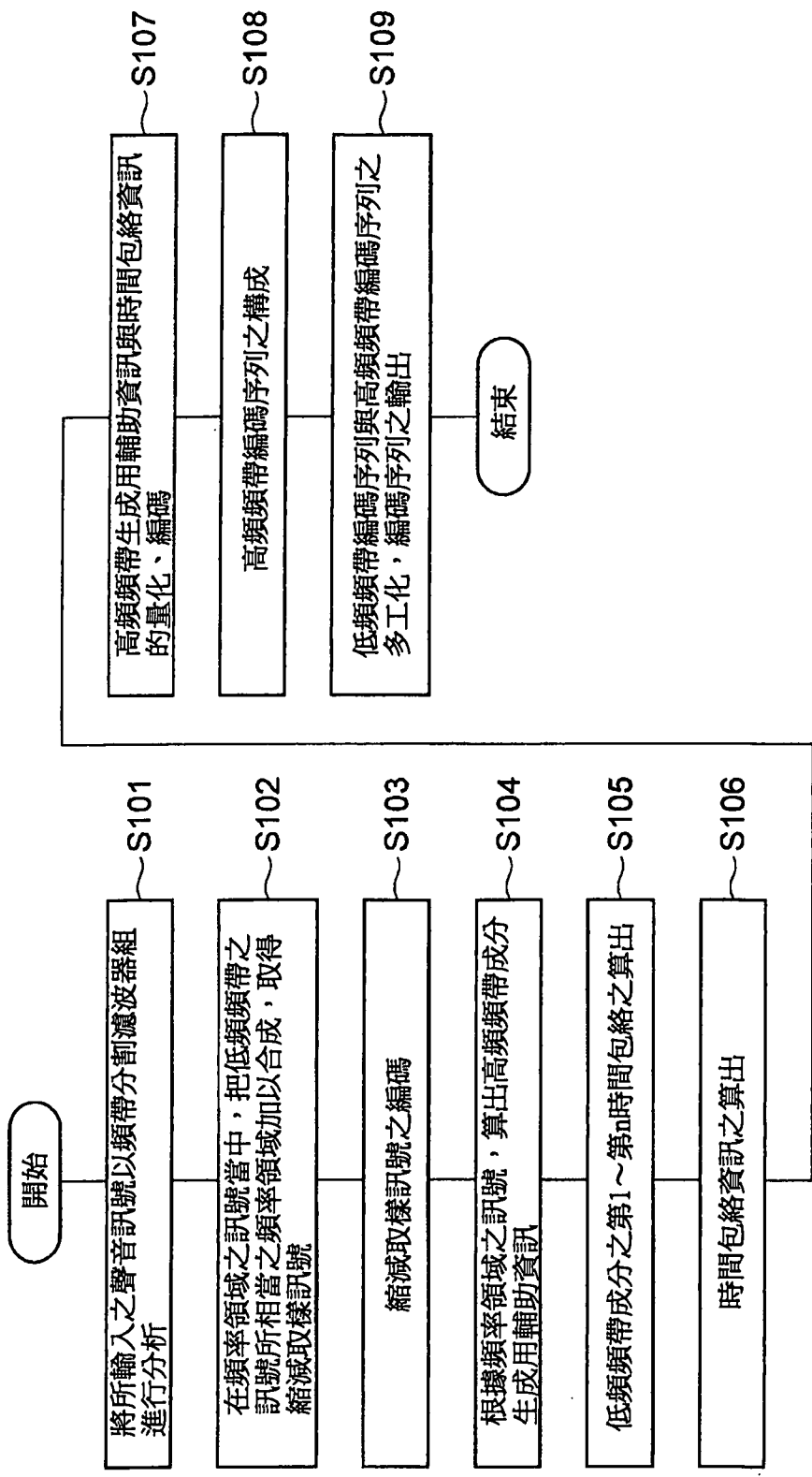
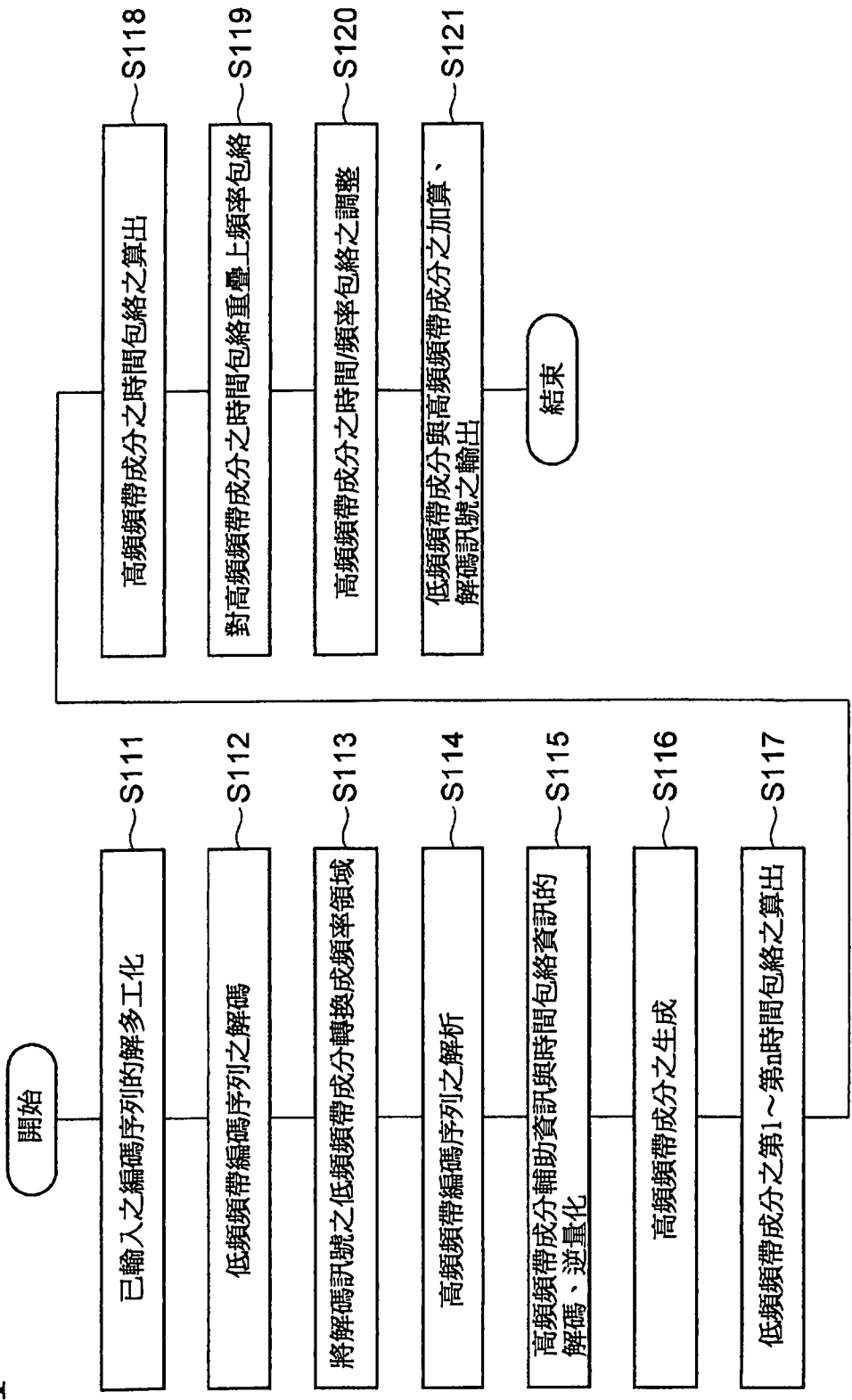


圖24



25

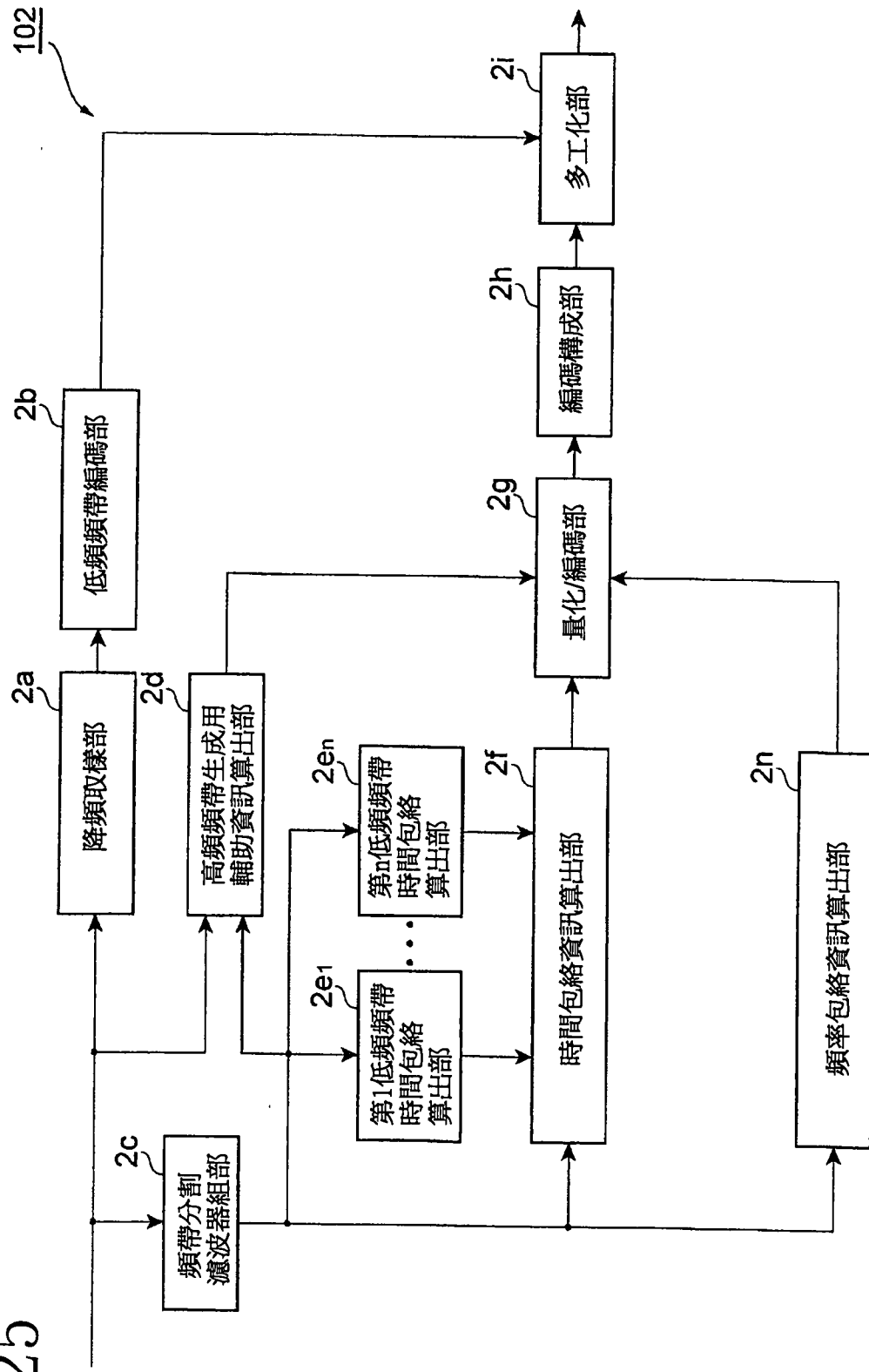
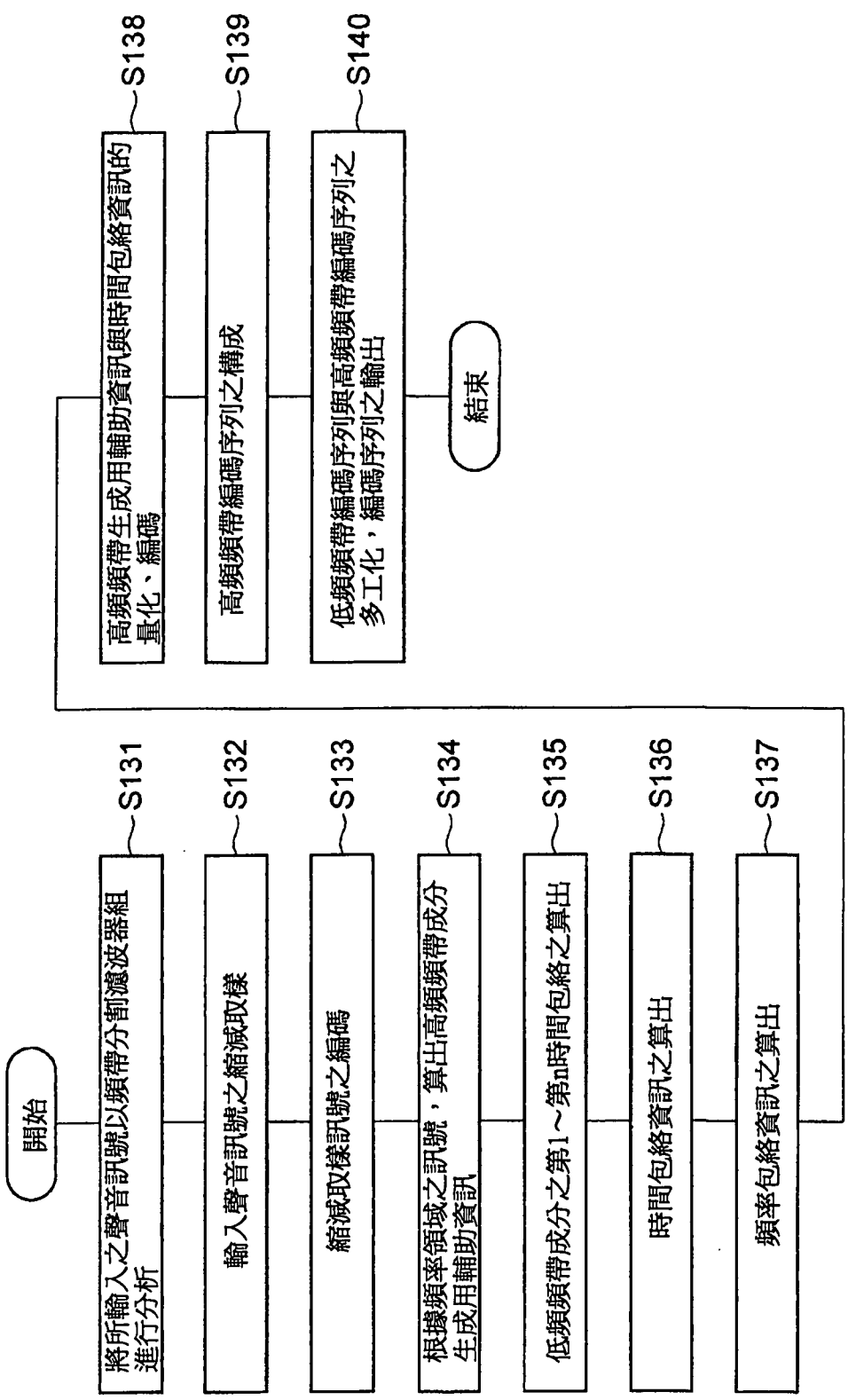


圖26



27

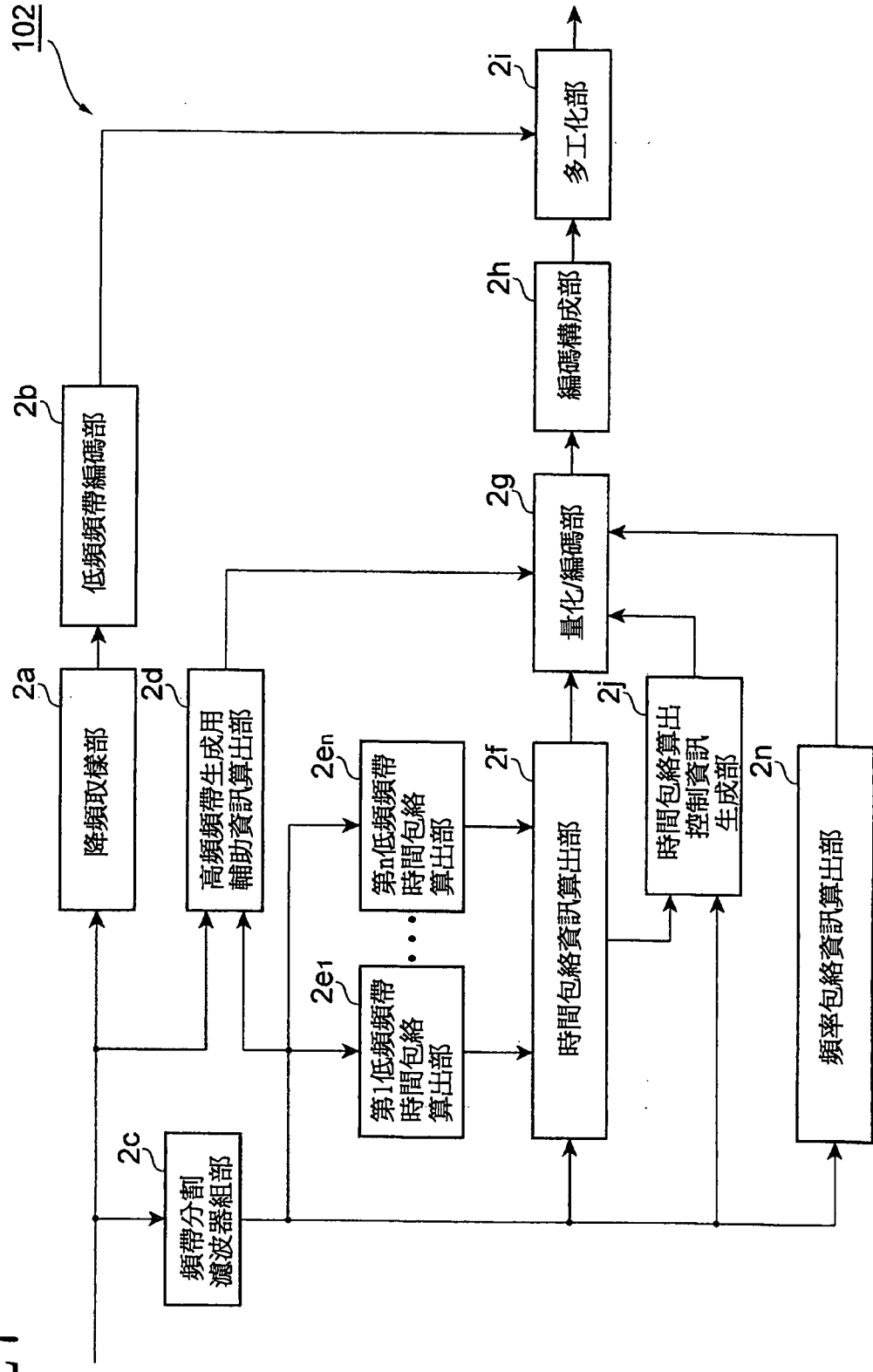


圖 28

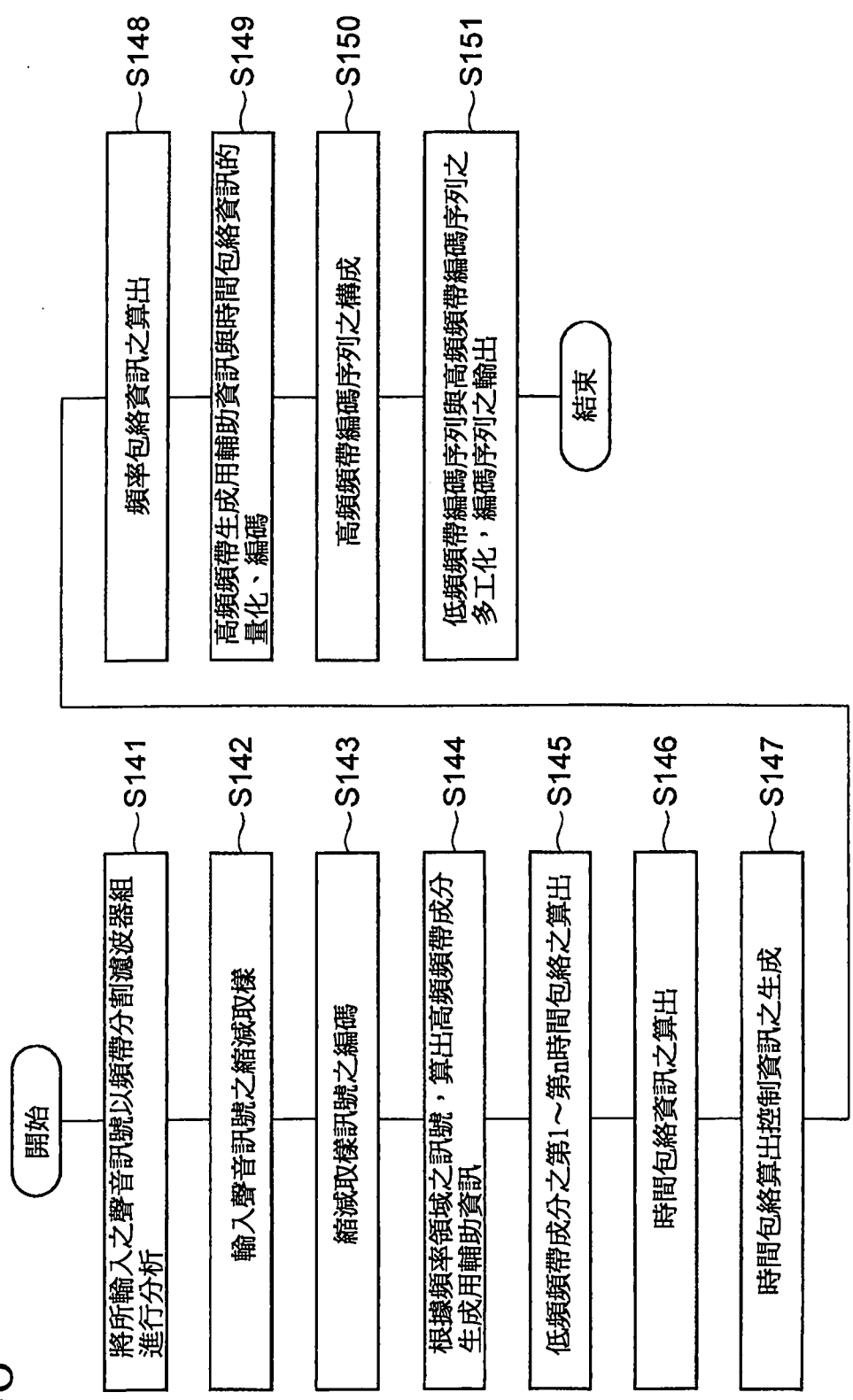


圖29

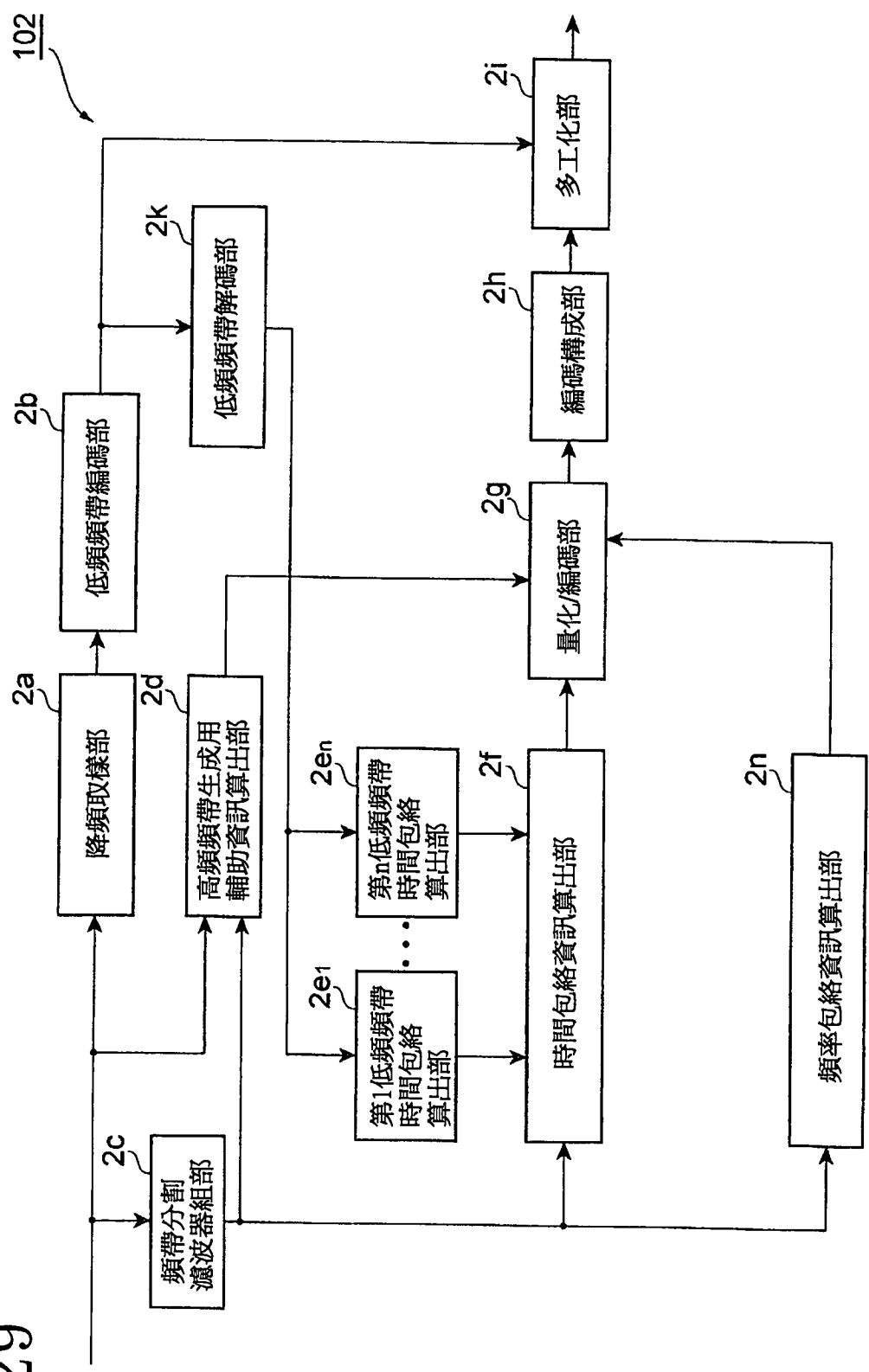


圖30

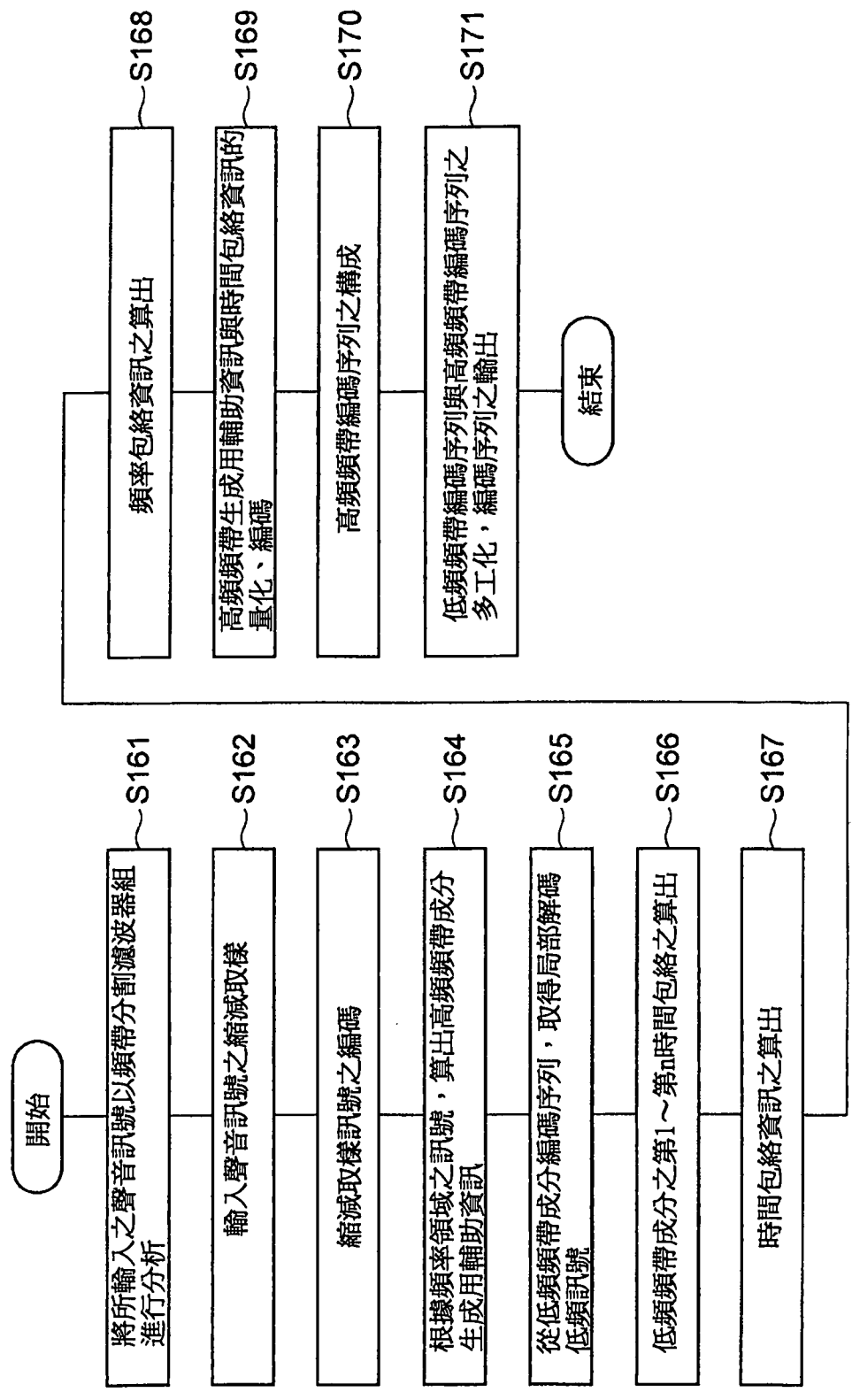


圖31

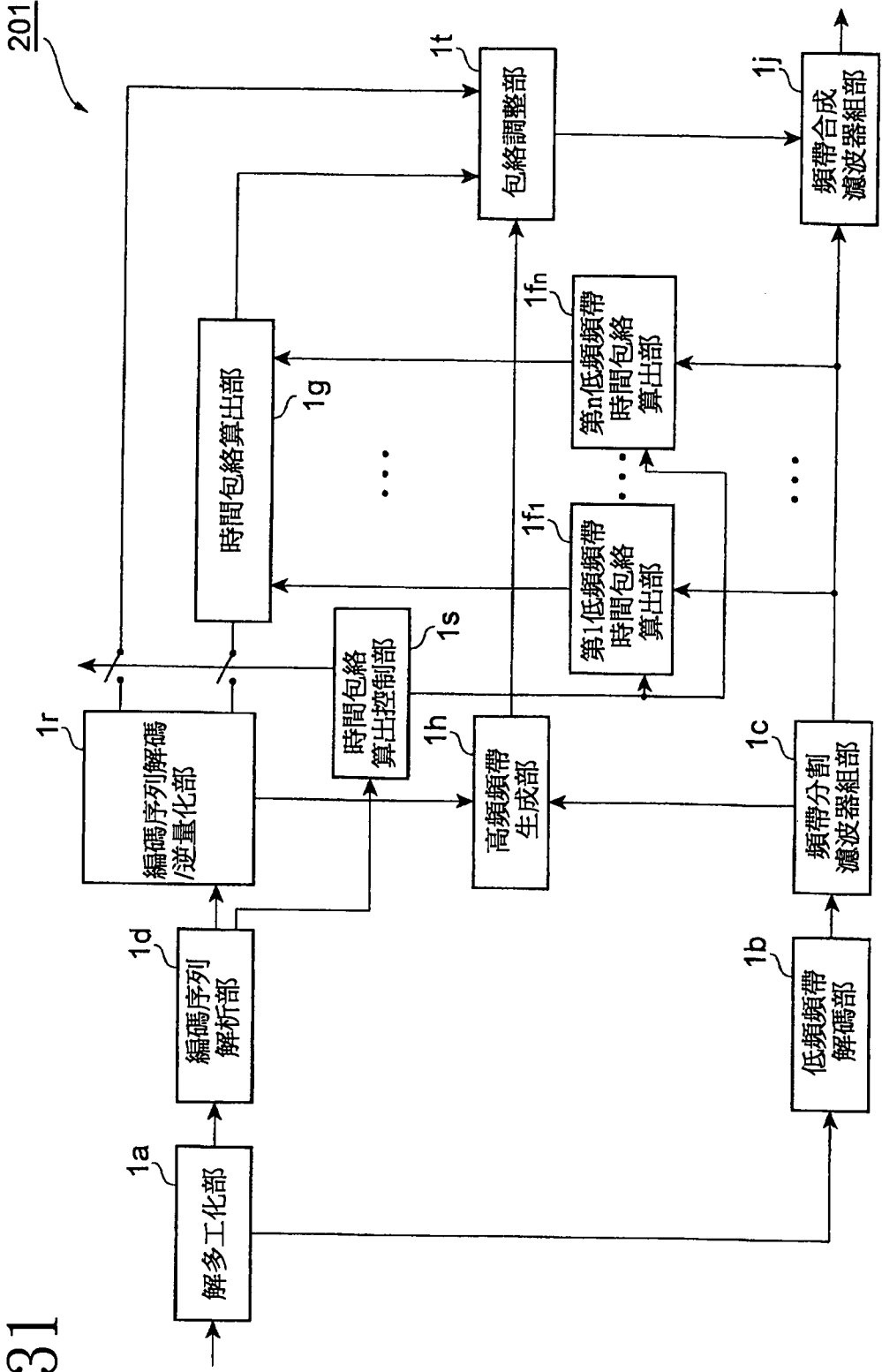


圖32

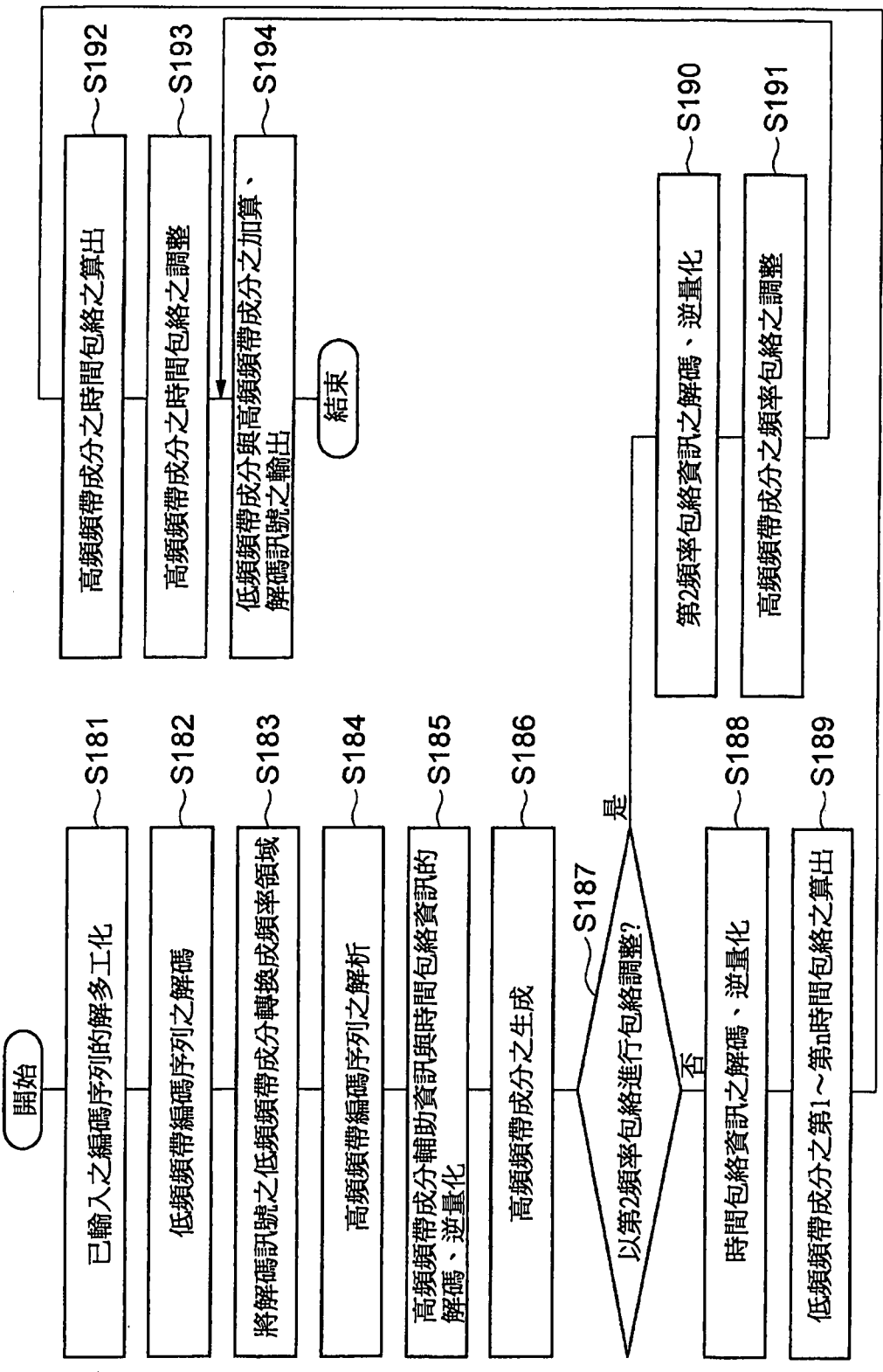


圖33

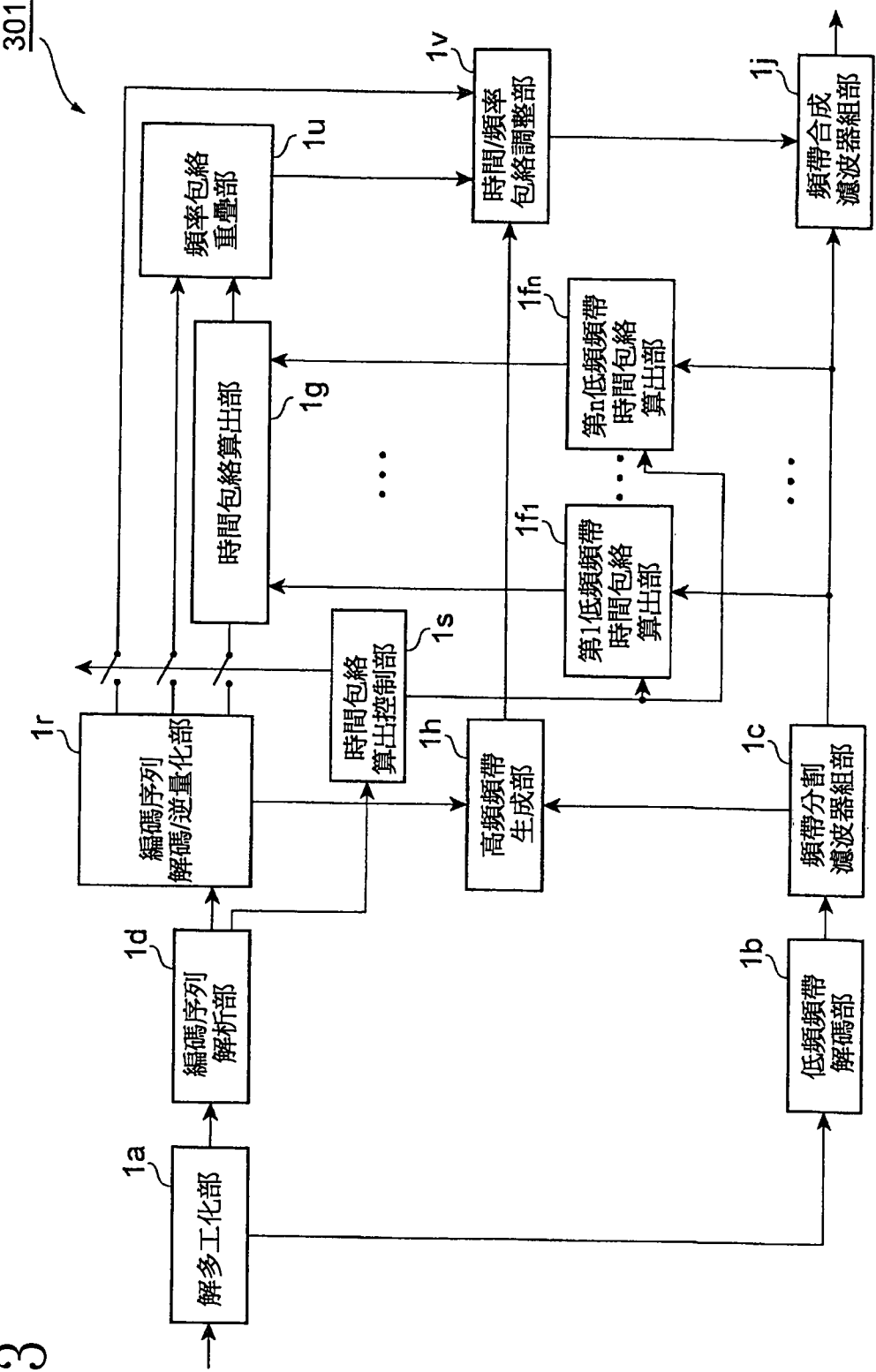
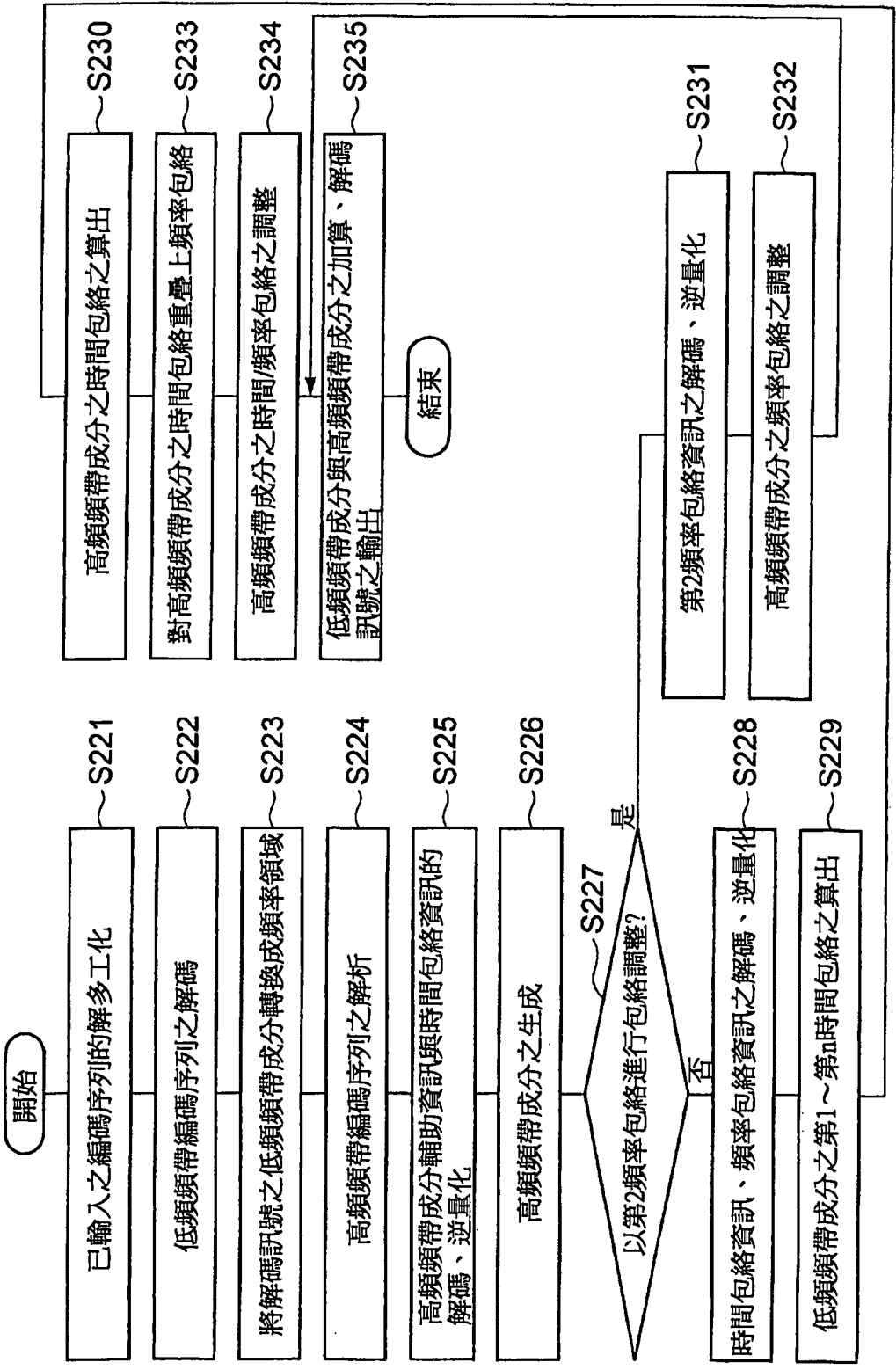


圖34



回 35

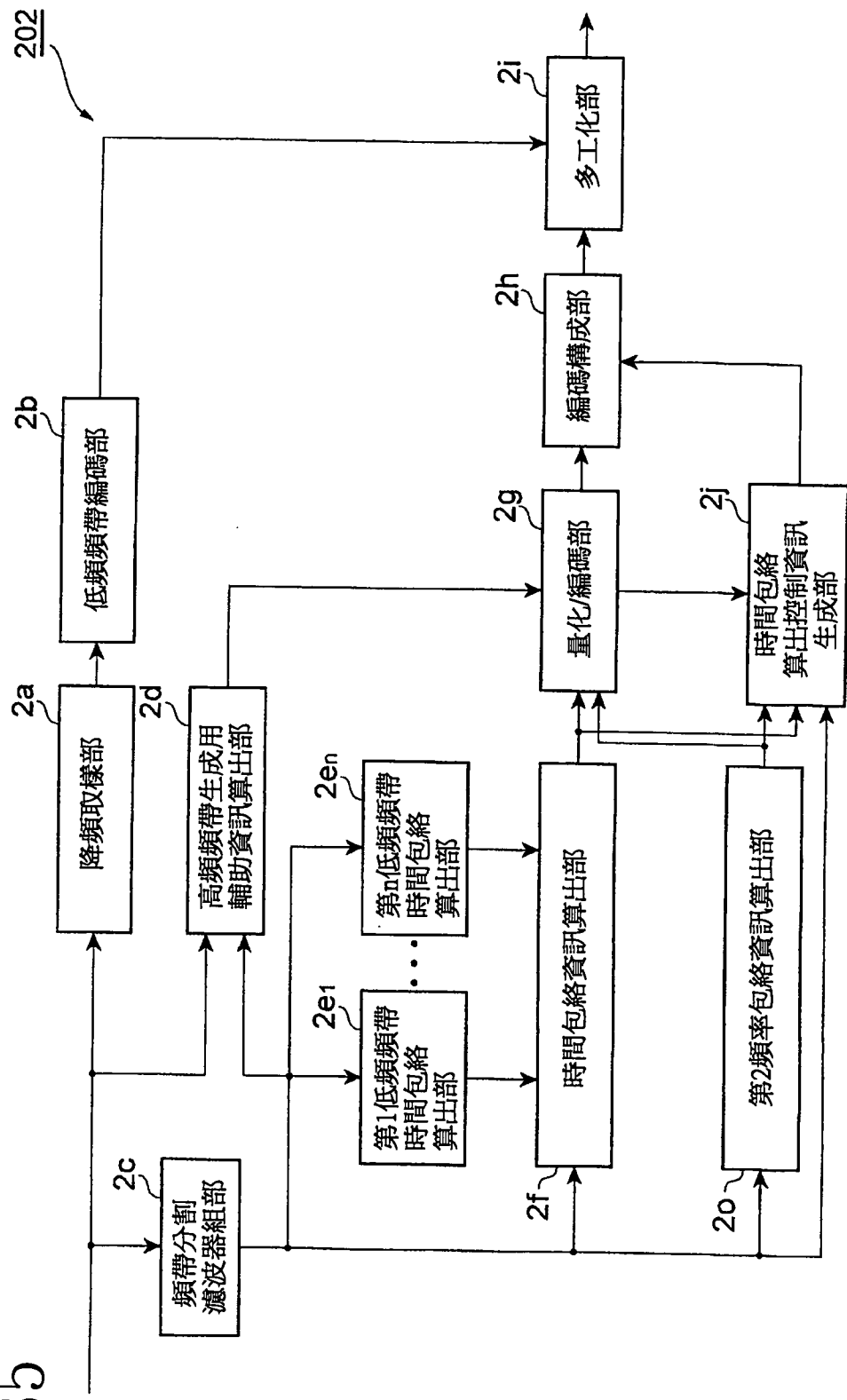


圖36

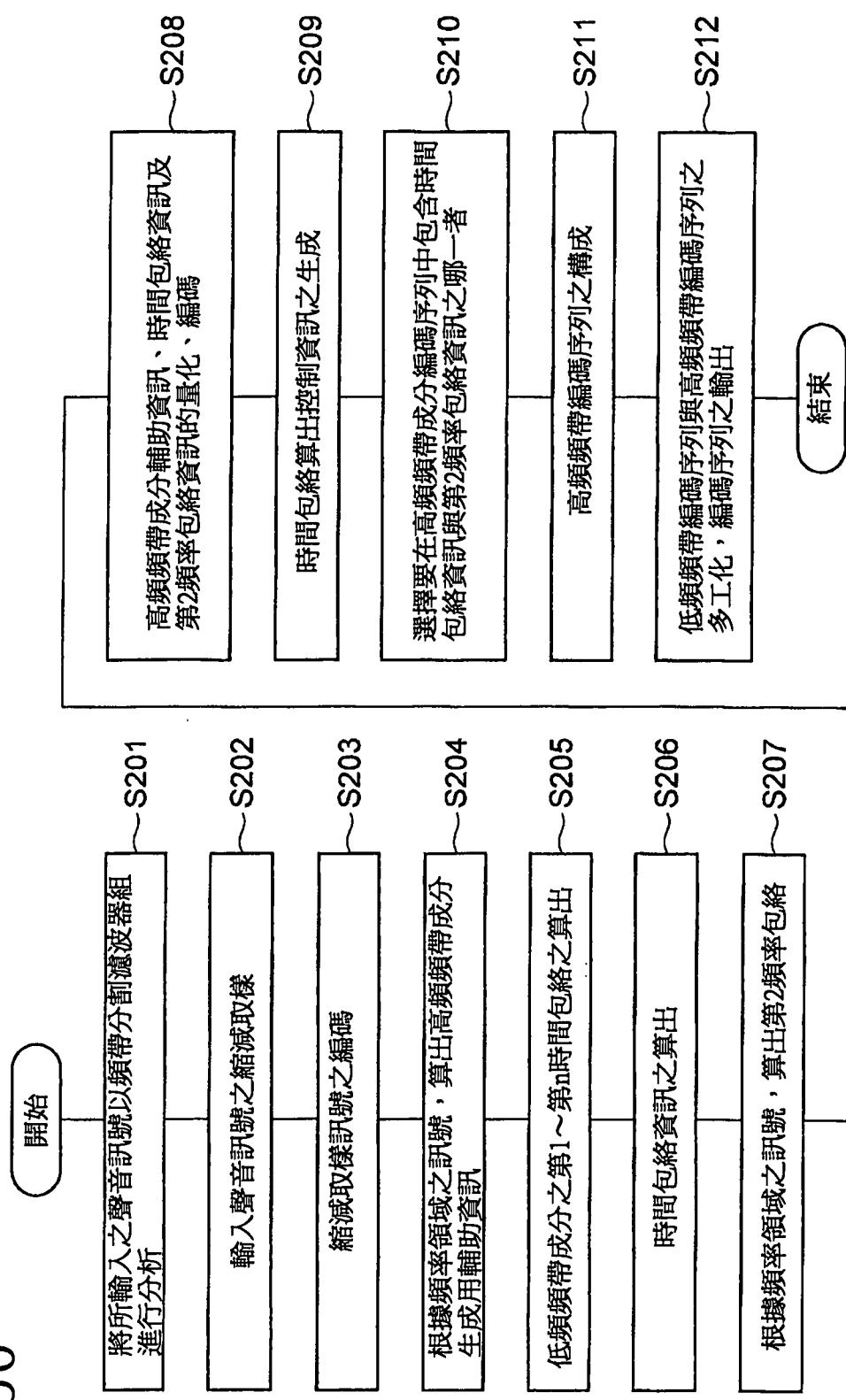


圖37

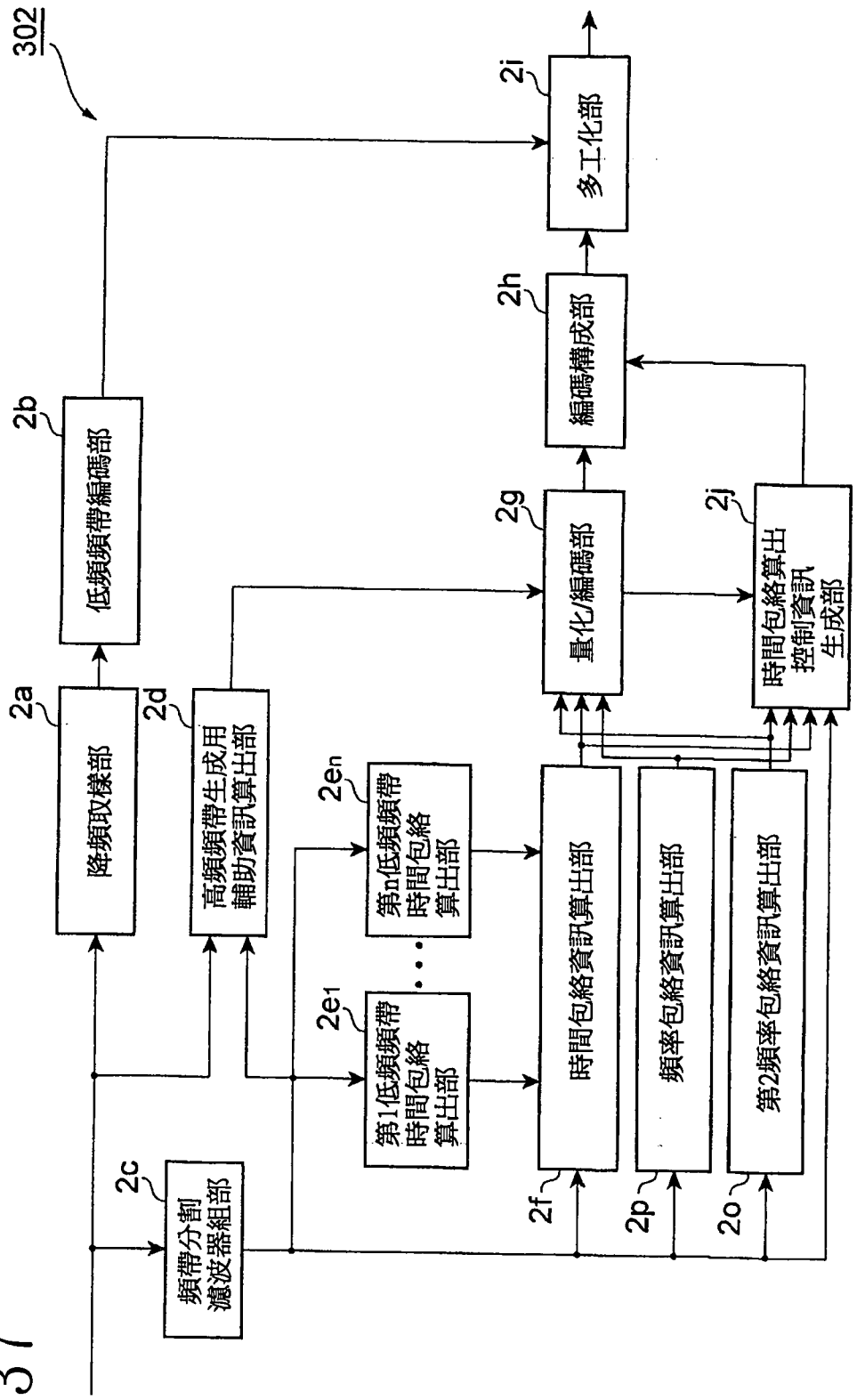


圖38

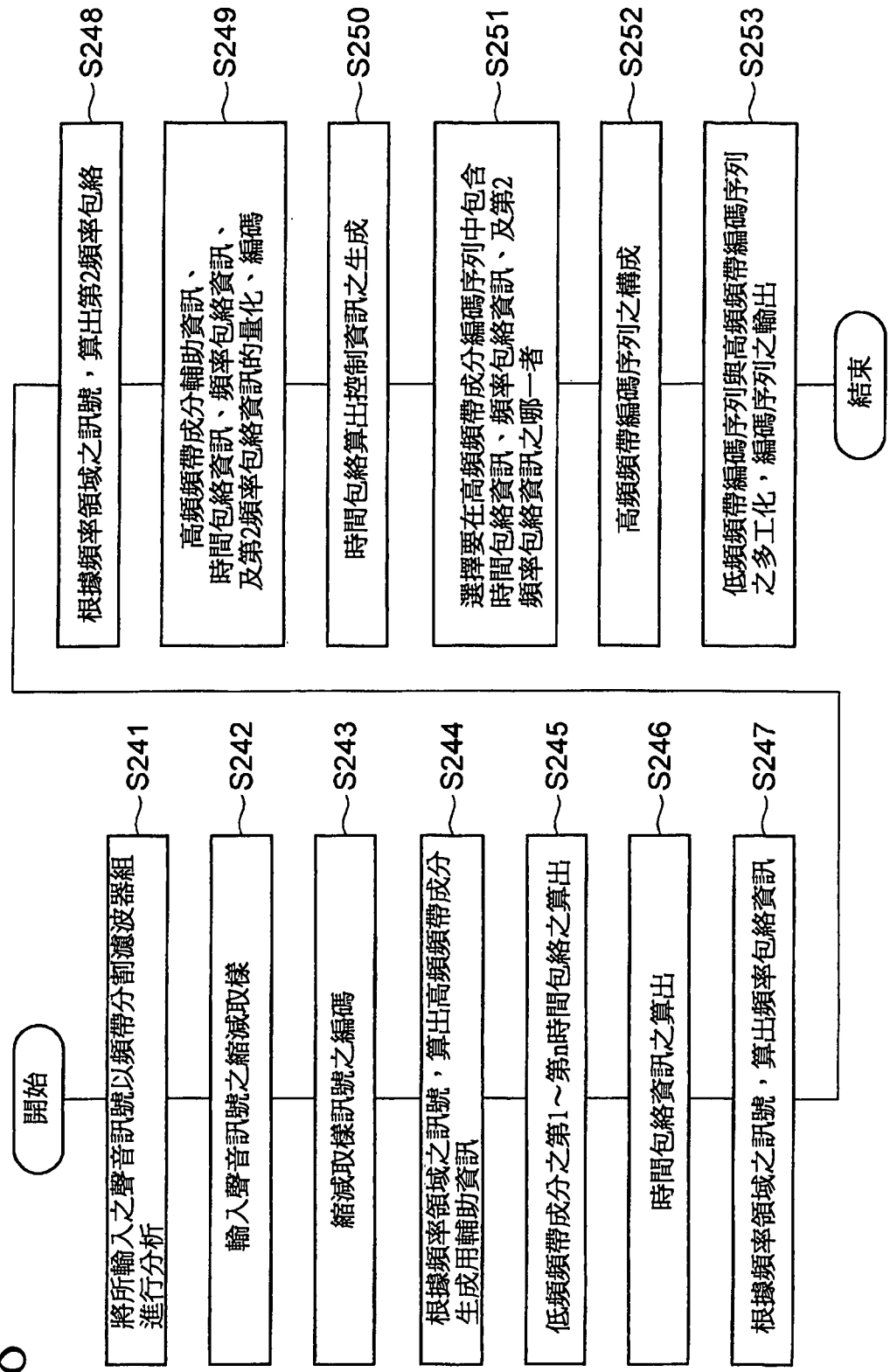


圖39

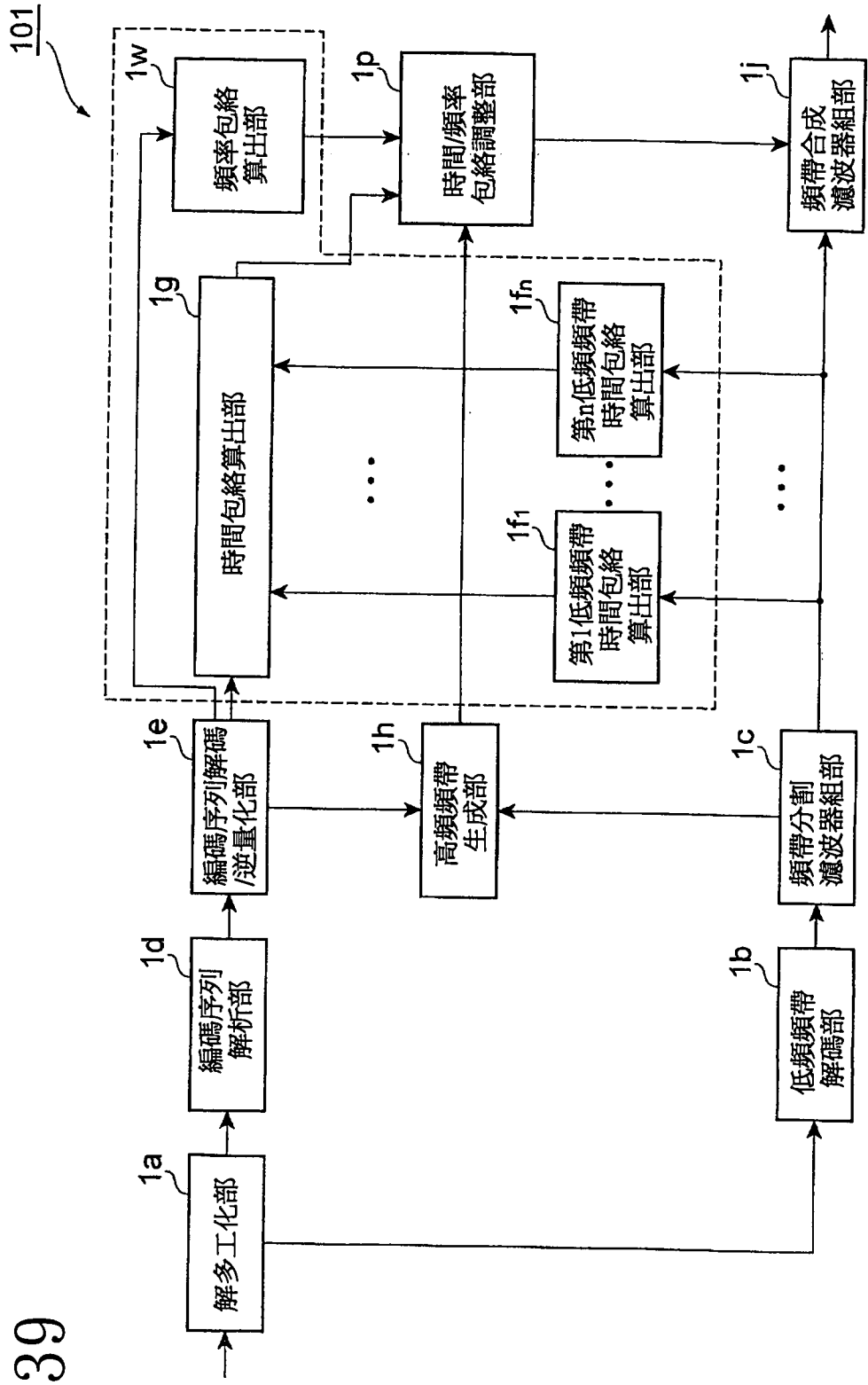


圖40

