

(由本局填寫)

承辦人代碼：
大類：
I P C分類：

A6
B6

本案已向：

美國(地區) 申請專利，申請日期：April 12, 1999 案號：09/289,865, ☒有 ☐無主張優先權

有關微生物已寄存於：，寄存日期：，寄存號碼：

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁各欄)

裝

訂

線

五、發明說明(2)

技術範圍

本發明大致係有關於使用分析濾波器(analysis filters)進行編碼與合成濾波器(synthesis filters)進行解碼的，數位音頻訊號之感知性編碼(perceptual coding)。本發明更係有關於利用合成濾波器而將量化雜訊之散佈列入考量的，感知性編碼器中之次頻帶訊號的量化。

背景技藝

將數位音頻信號，以一種在傳輸通道以及儲存介體之中只需求低度資訊容量的方式加以編碼，但同時又能以高程度的客觀品質，傳遞經過編碼的音頻信號，一直是一種持續引人興趣的問題。感知性編碼系統，係利用在音頻信號之中使用較大的頻譜成份，以遮蔽其結果所造成之量化雜訊，或使之聽不見的方式，而對音頻信號進行編碼及量化，以試圖達成前述該些互相衝突的目標。通常，控制量化雜訊頻譜的形狀與振幅，以使之恰好落在所要進行編碼信號的心理性音響遮蔽(psychoacoustic masking)臨界界限以下，乃是一種有其優點的作法。

感知性編碼的程序可以利用一種可對音頻信號施用一排分析濾波器的，所謂分離頻帶編碼器(split-band encoder)而執行，以便獲得其頻寬與人類聽覺系統的臨界頻帶相當頻寬的次頻帶信號，利用對次頻帶信號或音頻信號頻譜內容中的某些其他量度值，施用一種感知性模式(perceptual model)而估計音頻信號的遮蔽臨界值，為恰只小到可使結果所得的量化雜訊恰落於音頻信號的估計遮蔽臨界值以下的每一個次頻帶信號建立量化解，並利用將量化後的次頻帶信號組合成為一種適於傳輸或儲存形式而產生一個編碼

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

五、發明說明(3)

信號。利用一個分離頻帶解碼器，可由編碼信號中抽取出量化次頻帶信號，獲得量化次頻帶信號之去除量化表示，以及對去除量化之表示施用一排合成濾波器，以便產生一音頻信號，亦即，理想地在感知上無法與原始音頻信號互相區別的音頻信號，便可以執行一種互補式感知性解碼程序。

一般常被應用來決定量化解的感知性模式，通常是假定，被引入量化次頻帶信號內的量化雜訊，實質上是與利用對量化次頻帶信號施加整排合成濾波器所獲得的輸出信號之中，其所造成的雜訊相同。但通常，由於合成濾波器會修改經量化後之雜訊或使之離散，故這樣的假設並不正確。其結果，若單純完全依照應用此類感知性模式所獲得的量化解而進行量化處理，通常會在其由合成濾波器所獲得的輸出信號之中，造成可以聽得見的雜訊。

此種雜訊散佈的現象，對於分析及合成濾波器的各種廣汎種類的執行方式而言，是為一種確實的現象。此些執行方式之實質者包括有多相濾波器(polyphase filters)，格型濾波器(lattice filters)，二次鏡映濾波器(quadrature mirror filters)，包含了廣汎種類傅氏級數類型轉換(Fourier-series type transforms)的各種時域對頻域區塊轉換(time-domain-to-frequency-domain block transforms)，餘弦調變濾波器排轉換(cosine-modulated filterbank transforms)，以及微波轉換(wavelet transforms)。為了方便起見，可適於本發明使用的信號分析及信號合成技術，在此皆分別被稱為是分析濾波器與合成濾波器的應用。在實際執行轉換時，每一個次頻帶信號皆各包含有一組的一或多個的頻域轉換係數(transform coefficients)。

上面所提及的合成濾波器雜訊散佈特性，係與應用於此類編

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

五、發明說明（4）

碼系統中的互補性分析以及合成濾波器，其並不構成在通帶(passband)之中具有平坦一致性的增益，在止帶(stopband)之中具有零增益，以及在止帶與通帶之間具有無限陡峻轉態(infinitely steep transitions)的理想濾波器之事實有關。其結果，分析濾波器只能為一輸入音頻信號的頻譜內容，提供一種遭受失真的量度值。此外，有些諸如二次鏡映濾波器(QMF, quadrature mirror filter)的濾波器，以及時域偏別消除(TDAC, time-domain aliasing cancellation)轉換，皆會產生顯著的偏離性的人工結果，其會進一步地造成輸入信號之頻譜量度值的失真情形。原則上，由於可以使用互補配對的分析與合成濾波器，其中的合成濾波器是可以將分析濾波器的失真部份予以反轉，並完美地重建原始輸入信號之緣故，因而此類人為產生的部份以及由理想的濾波器上所偏離的部份，皆是可加以忽略的。

雖然在原理上完美的重建是可能的，但由於完美重建必須要合成濾波器能夠接收分析濾波器所產生的次頻帶信號之精確表示(representation)，故在實際的編碼系統之中，完美的程度是無法達到的。相反的，合成濾波器所接收到的表示是有嚴重誤差的，而此些誤差是由上述的量化程序所引入的。其結果，次頻帶信號量化會在要由合成濾波器所重建的信號內，引入可使其本身變成雜訊的誤差。如美國第 5,623,577 號專利案中所揭示的，次頻帶信號內的量化誤差，會由合成濾波器散佈到一個範圍的頻率之中，而此範圍可能會比量化次頻帶信號本身的頻率次頻帶要來得更寬。

不幸地，與前述的該些程序一樣的，由於量化的程序並不包含對在合成濾波器所發生的雜訊散佈過程所進行的適當考量，故

五、發明說明(5)

感知性編碼程序並無法以最佳的方式將次頻帶信號予以量化。美國專利第 5,301,255 號案中所揭示的編碼技術，其並不包括對一分析濾波器的輸出進行十進位化(decimating)時所產生之偏移的某些容許度，但此類技術亦不對合成濾波器中的雜訊散佈提供任何的容許度。其結果，此類程序會對量化解產生過度的估算，而這會使量化雜訊變得無法聽見。不論是強迫使估計的遮蔽臨界值，變得比一個精確的感知性模式所指出者低些，或均勻地將量化解降低至比精確的感知性模式所指出者為低的程度，此種缺陷是可以某種程度地加以補償，足以使量化雜訊變得無法聽見。由於無法適當地考量到此種缺陷的造成原因，此兩種補償的形式都不是最佳的作法。

美國第 5,623,577 號專利案中揭示了可對合成濾波器雜訊散佈作用進行補償的數種技術。該些揭示技術的理論基礎係假定，雜訊散佈的程度是可以利用將量化雜訊頻譜以及合成濾波器頻率響應，兩者纏疊(convolve)在一起而決定的。在該些技術所揭示的實施例中，係利用將一個估算的遮蔽臨界值之頻域斜率與依據經驗所決定的臨界值，兩者互相比較，而得以判定是否須進行合成濾波器雜訊散佈的補償。不幸地，由於此類技術判定是否需要補償的精確度只是次佳的，故其所得結果並非是最佳的的結果，其獲得必需之經驗臨界值所需要的步驟，乃是相當的昂貴而且費時，並且，該些揭示技術亦未將諸如 QMF 與 TDAC 轉換等的某些合成濾波器之中，其所包括的重疊加入過程之效果列入考量。此外，該些揭示技術亦不為一個特定的實施例提供以補償精確度來慷慨大方地交換實行該實施例所需計算資源的能力。

五、發明說明(6)

發明之揭示內容

本發明之一目的係在於增進使用分析與合成濾波器來提供一種量化過程，並可以精確地補償其合成濾波器內雜訊散佈的感知性編碼系統與方法之性能。

本發明之較佳實施例可以比之其他已知方法更為精確的方式來決定雜訊散佈補償之必要性，並可在提供補償精確度以及提供補償所需要之計算資源的程度，兩者之間的一種慷慨大方互相交換的能力。

依據本發明之一要點，一種方法或裝置可為次頻帶信號判定量化解，其量化次頻帶訊號係利用將分析濾波器施加於一輸入信號上而得，利用回應於輸入信號而產生一個所求雜訊頻譜(desired noise spectrum)，並應用一合成濾波器雜訊散佈模式，而為次頻帶信號決定量化解，以獲得由合成濾波器所得到之輸出信號，其次頻帶內之估計雜訊位準。合成濾波器雜訊散佈模式係代表著合成濾波器之雜訊散佈特性，且量化解之判定，係可使所求雜訊頻譜與估計之雜訊位準之間的對比，能較為符合一或多個的比較標準。此方法可在一種介體上以一組指令組成之程式，並可由一裝置加以讀取以供該裝置加以執行之方式來實施。

依據本發明之另一要點，一種介體傳遞編碼資訊，其編碼資訊中包含有代表次頻帶信號之量化成份的信號資訊，以及代表量化次頻帶信號成份之量化解的控制資訊，其中該次頻帶信號係由利用對一輸入信號施加分析濾波器而產生。量化解係以如前面敘述所概要總結的方式決定。

依據本發明之又一要點，一種裝置可依前述概要總結的方式

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

五、發明說明(7)

接收傳遞有編碼資訊的一個信號，並將之加以解碼。該接收器包含有耦接至傳遞編碼資訊信號的一個輸入；耦接至輸入的一或多個處理電路，其可由編碼資訊之中抽取出信號資訊與控制資訊，並由其中獲得編碼次頻帶信號成份以及次頻帶信號成份之量化解，根據量化解而將量化次頻帶信號成份去除量化，以獲得去除量化次頻帶信號，並對去除量化之次頻帶信號施以合成濾波器，以產生一輸出信號。次頻帶信號內之量化雜訊係由合成濾波器加以散佈，以在輸出信號的次頻帶之中，產生實質上符合一或多個比較標準，具所求雜訊頻譜的雜訊位準；以及耦接至一或多個處理電路，並傳遞輸出信號的一輸出。

本發明之優點及其較佳實施例，在後面參考所附圖式進行說明之後，將更易於獲致瞭解，而在圖式之各圖中，相同的參考標號將被用來標示相當的組件。後面所將進行的說明及其附圖僅係為實例，其並非用以限定本發明之範疇。

圖式之簡要說明

圖 1A 與 1B 係為分離頻帶編碼器之方塊圖。

圖 2A 與 2B 係為分離頻帶解碼器之方塊圖。

圖 3 為一假設性濾波器之頻率響應圖。

圖 4A 顯示一高頻頻譜成份之感知性遮蔽臨界值與圖 3 之頻率響應相比較之情形。

圖 4B 顯示一中至低頻頻譜成份之感知性遮蔽臨界值與圖 3 之頻率響應相比較之情形。

圖 5 為顯示本出發明之某些基本要點，其組成部份之一方塊圖。

五、發明說明(8)

圖 6 顯示利用一逆區塊轉換所回收，並經一合成窗口函數加權後之時域樣本的重疊情形。

圖 7 顯示尋求最佳解的一個最佳化問題之幾何圖形。

圖 8 為一假設性音頻信號經平坦化後之功率頻譜，所需要之雜訊頻譜，以及量化雜訊頻譜之曲線圖。

圖 9 為一流程圖，其中顯示用以決定量化解之一重複程序之各步驟。

圖 10 顯示一散佈矩陣之一中央列內的各部份之數值。

圖 11 為可用於實現本發明各要點之一種裝置的方塊圖。

實施本發明之各種模態

A. 總纜

1. 編碼器

圖 1A 顯示應用了本發明各要點之一分離頻帶編碼器之一實施例，其中一排分析濾波器 12 被施接於由路徑 11 所接收到的一數位音頻信號上，以便沿著路徑 13 而產生頻率次頻帶信號。此排濾波器可以多種方式來製作。在一較佳實施例之中，此排濾波器，係以一分析窗口函數(analysis window function)對數位音頻樣本(digital audio samples)的重疊區塊進行加權或調變，並再對經過窗口加權後之區塊施以一種特定的，修訂離散餘弦轉換(MDCT, Modified Discrete Cosine Transform)處理的方式，而建構起來的。此 MDCT 被稱為是一種時域偏別消除(TDAC, Time-Domain Aliasing Cancellation)轉換，其係由 Princen, Johnson 與 Bradley 在其於 1987 年 5 月的“Proc. Int. Conf. Acoust., Speech, and Signal Proc.”中，第 2161-2164 頁的論文“Subband/Transform Coding Using

五、發明說明（ 7 ）

Filter Bank Designs Based on Time Domain Aliasing Cancellation”之中揭示的。

在本發明所顯示之實施例之中，所求雜訊位準之計算器 (desired noise calculator) 14 分析由路徑 11 上所接收到的數位音頻信號，以便估算音頻信號的心理性音響遮蔽臨界值 (psychoacoustic masking threshold)。在較佳之實施例中，必要之雜訊位準，係建立在實質上等於心理性音響遮蔽臨界值的位準上，而此心理性音響遮蔽臨界值，係應用諸如 Schroeder, Atal 與 Hall 等人於 1979 年十二月的 J. Acoust. Soc. Am.，第 1647-1652 頁中的論文 “Optimizing Digital Speech Coders by Exploiting Masking Properties of the Human Ear”，以及美國第 5,623,577 號專利中所揭示的，一種優良的感知性編碼而獲得的。若要施行本發明，雖然在原則上並不須有特定的關鍵性技術，但真正施行時的性能，仍大致是可以利用能夠提供遮蔽臨界值之精確估算的複雜感知性模式，而予以增強的。

回應於來自所求雜訊位準計算器 14 的所求雜訊位準，量化解計算器 15，利用一種雜訊散佈模式來決定量化次頻帶信號所需使用的量化解，並沿著路徑 16 而將此些量化解的一個指標派送出去。雜訊散佈模式代表了一整排合成濾波器的雜訊散佈特性，其並係被應用來估算一輸出信號中的雜訊，其中該輸出信號係利用對次頻帶信號施用合成濾波器而獲得的，而次頻帶信號則是依據量化解而被量化的。量化解計算器 15 係依據，例如雜訊散佈模式，而決定量化解的，由合成濾波器之處所獲得的輸出信號，其因量化而具有的雜訊位準，係實質上等於所求雜訊位準。

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

五、發明說明(10)

依據從路徑 16 上所接收到的量化解資訊，量化器 17 將其由路徑 13 上所接收到的次頻帶信號加以量化，以便在路徑 18 上產生出量化信號。量化器 17 可利用包含了線性量化，對數量化，羅依德-馬克斯(Lloyd-Max)量化以及向量量化等，多種應用了均勻或不均勻步進尺度(step sizes)的量化函數而建構。量化器 17 所提供的解可利用改變量化步進的步數，改變以一個給定數量的步數所代表的動態範圍，與/或變動每一個量化步進所代表的數值等方式，而加以控制。在某些實施例中，量化步進的步數，係利用選定一個數量的位元以及選擇具有對應步數的一個量化器，而加以改變的。雖然在特定實施例之中所使用的特定形式之量化，可能會在性能上具有顯著的效果，但在實施本發明的原則上，並沒有特定的量化函數是具絕對關鍵性的。

格化器(formatter) 19 將量化信號組合成為一個編碼信號，並將此編碼信號沿著路徑 20 而派送，以利用包括了由超音頻至紫外線頻率的，諸如基頻或調變通訊路徑等，包含整個頻譜的傳輸介體，或包含了磁帶，磁碟，以及光碟等，應用任何磁性或光學記錄技術的儲存介體，來進行傳遞。

在後向適應性(backward-adaptive)的實施例之中，由所求雜訊位準計算器 14 所使用的信號特性之一個指標，沿著路徑 21 而被派送，並被組合成為編碼信號。在前向適應性(forward-adaptive)的實施例之中，由於用於產生量化信號的量化解之一指標已被組合於編碼信號之中，故路徑 21 以及沿著路徑 21 所派送的資訊，兩者皆是不須使用的。格化器 19 亦可使用一個熵編碼器(entropy encoder)或其他形式的無損失編碼器(lossless encoder)，以便減低編

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

五、發明說明 (11)

碼信號對資訊容量的需求。

圖 1B 中顯示與前述實施例相似，採用了本發明各種要點的一些分離頻帶編碼器的，另外一種實施例。此兩種實施例之間的一些差異將在後面有所討論。

一整排的分析濾波器 12 被施加於由路徑 11 上所接收到的一個數位音頻信號上，以便沿著路徑 13 而產生頻率次頻帶信號，並沿著路徑 22 而產生代表輸入信號頻譜波封(spectral envelop)的資訊。例如，次頻帶信號成份可以利用一種區塊浮點(BFP, block-floating-point)的形式來表示，其中的 BFP 指數，實質上是為代表每一個次頻帶中的峰值成份值的對數標度因素。BFP 指數可被使用作為輸入信號頻譜波封資訊。此排分析濾波器可以利用前面所討論的廣汎種類的方式來建構施行。

所求雜訊位準計算器 14，將由路徑 22 上所接收到的頻譜波封資訊加以分析，以估算音頻信號的心理性音頻遮蔽臨界值，並因而獲得一個所求雜訊位準。回應於由所求雜訊位準計算器 14 之處所接收到的所求雜訊位準，量化解計算器 15 即使用如前面所解釋的一個雜訊散佈模式，來決定量化解，以使用來將次頻帶信號予以量化，並將此些量化解的指標沿著路徑 16 而派送出去。

量化器 17 依據由路徑 16 所接收到的量化解資訊，將由路徑 13 所接收到的次頻帶信號加以量化，以便沿著路徑 18 而產生量化信號。量化器 17 可依前述方式而建構並予以操控。格化器 19 則將由路徑 18 所接收到的量化信號，以及由路徑 22 所接收到的頻譜波封資訊，兩者組合起來成為一個編碼信號，並如前述將此編碼信號沿著路徑 20 而派送出去。格化器 19 亦可如前述，使用

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

五、發明說明(12)

一熵編碼器或其他形式的無損失編碼器。

由於所求雜訊位準計算器所需要的資訊，係利用頻譜波封資訊而在編碼信號之中傳遞的，故圖 1B 中所顯示的實施例，可被應用於後向適應性編碼系統之中。其所求雜訊位準計算器 14 與量化解計算器 15，係分別採用了對應成份的一個互補式解碼器，故並不需要額外的資訊。在另一實施例之中，所求雜訊位準計算器 14 提供一組初始量化解，而量化解計算器 15 依需要而將此些一或多個的初始解加以修改，以便依據前面所討論的合成濾波器雜訊散佈模式，而進行雜訊散佈的補償。此等修改的一個指標被，沿著路徑 23 而派送，並由格化器 19 組合成為編碼信號。利用將此額外資訊包含在內，便可以不使用合成濾波器雜訊散佈模式而將編碼信號予以解碼。

2. 解碼器

圖 2A 顯示採用了本發明各種要點的一個分離頻帶解碼器，其中去格化器(deformatter) 32 由從路徑 31 上所接收到的一個編碼信號之中抽取出量化信號，並沿著路徑 33 而派送量化信號。去格化器 32 亦可依需要而使用熵解碼器或其他形式的無損失解碼器，以便獲得量化信號。

在此實施例中，去格化器 32 亦可由編碼信號中抽取出，在一個配對的編碼器內的所求雜訊位準計算器，其所使用的信號特性之一個指標，並將此指標派送給所求雜訊位準計算器 34，此計算器即可回應而獲得所求雜訊位準。回應於由所求雜訊位準計算器 34 之處所接收到的所求雜訊位準，量化解計算器 35 使用如上述的一個雜訊散佈模式來決定量化解，此量化解即被用來產生量化

五、發明說明 (13)

信號，並將此些解的一個指標，沿著路徑 36 而派送出去。

去量化器(dequantizer) 37 依據由路徑 36 上所接收到的量化解資訊，而將量化信號予以去除量化，並沿著路徑 38 而產生去量化的次頻帶信號。去量化器 37 可利用如前面有關量化之討論的各種方式而建構並進行操控。若要實行本發明，原理上並沒有絕對關鍵性的特定去量化函數，但其仍然應該要與用來產生量化次頻帶信號的量化程序互補。

一排的合成濾波器 39 被施加在此些去量化次頻帶信號上，以沿著路徑 40 而產生一個輸出信號。此排合成濾波器可以利用廣汎多種的方式加以建構。在較佳之實施例之中，此排合成濾波器，係利用對轉換係數的區塊施用一次逆 MDCT，在此稱為逆 TDAC 轉換，利用一合成窗口函數對轉換所得信號樣本進行加權運算，以及在相鄰的窗口加權區塊(window-weighted blocks)之內重疊並加總樣本，而建構起來的。

在一個未在此顯示出來的前向適應性系統之中，由於去格化器 32 能夠由編碼信號之中抽取出量化解資訊，並將此資訊提供給去量化 37，故不需用到所求雜訊位準計算器 34 與量化解計算器 35 兩者。

圖 2B 中顯示採用了與上述實施例相似之本發明各種要點之一分離頻帶解碼器的另一實施例。此兩實施例之間的一些差異將於後面加以說明。

去格化器 32 由從路徑 31 上所接收到的一編碼信號之中抽取出量化信號，並將此量化信號沿著路徑 33 派送出去，其並抽取出代表編碼信號頻譜波封的資訊，並將此資訊沿著路徑 42 派送出去

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

五、發明說明 (14)

。去格化器 32 亦可依需要而使用熵解碼器或其他形式的無損失解碼器，以便逆轉用於產生編碼信號的任何無損失編碼。

所求雜訊位準計算器 34 分析由路徑 42 上所接收到的頻譜波封資訊，其係反應於此而獲得所求雜訊位準。回應於由所求雜訊位準計算器 34 之處所接收到的所求雜訊位準，量化解計算器 35 使用如先前所解釋的一種雜訊散佈模式，來決定可用於產生量化信號的量化解，並將此些解的一個指標，沿著路徑 36 而派送出去。

去量化器(dequantizer) 37 依據由路徑 36 上所接收到的量化解資訊，而將量化信號予以去除量化，並沿著路徑 38 而產生去量化的次頻帶信號。去量化器 37 可利用如前述方式建構並進行操控。一排合成濾波器 39 被施用於去量化的次頻帶信號以及頻譜波封資訊上，以便沿著路徑 40 而產生一輸出信號。

由於所求雜訊位準計算器所需要的資訊係由頻譜波封資訊所傳遞的，故圖 2B 中所顯示的實施例亦可應用於後向適應性編碼系統之中。其並不需要額外的資訊。在另一個未在此顯示出來的實施例之中，所求雜訊位準計算器 34 提供一組的初始量化解，並可由去格化器 32 自編碼信號之中獲得一或多個的，對此些初始解的修改值。此些修改值可被應用於初始量化解上，以便提供雜訊散佈補償。

B. 濾波器特性

如同先前所提及的，本發明之原理可以多種的方式，應用於製作分析與合成濾波器的感知性編碼系統與方法之實施例之中。不過，為了討論的容易進行起見，後面的說明之中，特定較多地

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

五、發明說明（15）

提到了 TDAC 轉換實施例。TDAC 轉換的有效實行方式在美國第 5,297,236 與 5,890,106 號兩專利中有所討論。

在許多感知性編碼系統內所進行的量化程序之中，用於將次頻帶信號加以量化的量化解，係由次頻帶信號的振幅，以及該次頻帶內的一個估計心理性音響遮蔽臨界值之位準，兩者之間的差異而決定的。在此種程序中的一個內隱性假設是，一轉換係數的量化雜訊，是與其他鄰近轉換係數的量化雜訊無關的。通常，由於合成濾波器的雜訊散佈特性的緣故，這樣的假設是不真確的。

雜訊散佈的程度是會受到合成濾波器的頻譜選擇性所影響的。如同先前所解釋的，編碼系統之內所使用的分析與合成濾波器並未能提供理想的通帶。圖 3 之中顯示了一個假設性合成濾波器的頻率響應。此圖中所顯示的響應圖，是為合成濾波器，反應於在頻率 f_0 具有單一頻譜成份的一個輸入信號，而所獲得的一個假設性輸出信號之頻域表示。其頻率響應的主葉 23 所集中的頻率 f_0 即為濾波器通帶。響應圖中較小的側葉，則係處於濾波器之止帶之中。

此種頻譜的選擇性，是可以利用改變包括了逆轉換之長度 (length of the inverse transform)，以及合成窗口 (synthesis window) 之形狀等數個因素，而加以控制的。利用改變合成窗口之形狀，時常可以將通帶之寬度，拿來交換成為止帶中所提供之衰減程度。當主葉的寬度被縮減，以提供較高的頻譜選擇性時，止帶中的衰減亦得以減小。頻譜選擇性，亦可以利用增加轉換的長度，而亦獲得增加；不過，較長轉換的使用，亦不是永遠都是可行的。例如，在需要使編碼信號獲得即時播放的廣播以及其他用途之中

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

五、發明說明(16)

，必須要使用較短的轉換，才能滿足編碼延遲限制的需求。在此類編碼系統之中，合成濾波器的雜訊散佈特性，乃是特別要予重視的問題。低延遲編碼系統的一些額外考量，在美國專利第 5,222,189 號案中有所討論。

由於人類聽覺系統的關鍵頻帶在低頻率部份乃是較為狹窄的緣故，因此在中至低頻之中，雜訊散佈的重要性時常會更為顯著。每一個關鍵頻帶各皆對應於該頻帶內一頻譜成份的遮蔽臨界值，並代表著一個主頻譜成份可能可以遮蔽住其他諸如量化雜訊之較小頻譜成份的各個頻率之範圍。在較低的頻率中，遮蔽臨界值可以變得比合成濾波器的頻率選擇性還要窄些。這表示合成濾波器在一頻譜成份進行量化時，其會散佈因在該頻譜成份的遮蔽臨界值以外的量化而所造成的雜訊的可能性，要來得大些。

圖 4A 顯示，在頻率 f_0 上的一高頻頻譜成份之感知性遮蔽臨界值 25，與圖 3 所顯示之濾波器頻率響應，兩者相比較之情形。如圖所示，在頻率 f_0 上的高頻頻譜成份之遮蔽臨界值 25，乃是寬到足以完全地覆蓋合成濾波器之響應。這表示著，由合成濾波器所散佈的，因頻率 f_0 上的高頻頻譜成份之量化所造成的一個相對較大量的雜訊，極可能會被頻譜成份所遮蔽掉。

圖 4B 顯示，在頻率 f_0 上的一中至低頻頻譜成份之感知性遮蔽臨界值 27，與圖 3 之頻率響應，兩者相比較之情形。如圖所示，在頻率 f_0 上的低頻頻譜成份之遮蔽臨界值 27 的低頻側，並未能覆蓋合成濾波器之響應。這表示著，由合成濾波器所散佈的，因頻率 f_0 上的低頻頻譜成份之量化所造成的僅只一個相對較小量的雜訊，極可能會被頻譜成份所遮蔽掉。

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

五、發明說明（17）

C. 解析觀念

依據本發明之量化程序，係將合成濾波器的雜訊散佈特性列入考量，以便建立適恰好到足以使量化雜訊變得聽不見的量化解。對於此種程序之解析基礎的解釋，將在後面提供說明。

1. 序論

參考圖 5，分析濾波器 52 代表在一分離頻帶編碼器內的一排分析濾波器，其可以產生構成了由路徑 51 上所接收到音頻信號之一種頻域表示的轉換係數。量化雜訊 53 所代表的意義是一個程序，其將量化雜訊注入了由分析濾波器 52 所獲得的頻域表示之中。合成轉換 54 與重疊加總 55 集合性地代表了在一分離頻帶解碼器中的一排合成濾波器。合成轉換 54 由音頻信號的量化頻域表示之中獲得了一個時域表示。由重疊加總 55 所執行的程序，係將由合成轉換 54 所獲得的時域代表中之樣本的相鄰區塊重疊，並將重疊區塊內的對應樣本加總起來。分析濾波器 56 是為一種理論性的構造，其係被用來解釋本發明的某些原理。

分析濾波器排 52 係利用適當的分析窗口函數與 TDAC MDCT 而建構的，並被施接到由路徑 51 上所接收到的，一個序列的音頻信號樣本之區塊上，以便以一個序列的轉換係數區塊的形式，而產生次頻帶信號。此可以表示為：

$$X_m(k) = \sum_{n=0}^{2M-1} w_A(n) \cdot x_m(n) \cdot \cos\left[\frac{2\pi(n+n_0)(k+k_0)}{2M}\right] \quad \text{其中 } 0 \leq k < 2M, (1)$$

其中

$X_m(k)$ = 轉換係數區塊 m 中之轉換係數 k ；

（請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁）

裝

訂

線

五、發明說明 (18)

$w_A(n)$ =點 n 之處之分析窗口函數；

$x_m(n)$ =信號樣本區塊 m 中之信號樣本 n ；

n_0 =偏別消除所需要之轉換相項；

k_0 =此特定 TDAC 轉換之一項，其等於 $\frac{1}{2}$ ；與

$2M$ =轉換之長度。

量化雜訊 53 所代表的意義是一個程序，其係利用依據一指定的量化解，而將轉換係數加以量化，因而將雜訊加至每一個轉換係數內。其結果是為包含有一個序列量化轉換係數之區塊的一個量化信號。這可以表示為：

$$\hat{X}_m(k) = X_m(k) + I_m(k) \quad \text{其中 } 0 \leq k < M, \quad (2)$$

其中

$\hat{X}_m(k)$ =轉換係數區塊 m 中之量化係數 k ，且

$I_m(k)$ =轉換係數區塊 m 中之係數 k 之量化雜訊。

合成轉換 54 係由 TDAC 逆 MDCT 以及適當之合成窗口函數所執行的，其並係被施用於量化轉換係數之區塊序列上，以便產生時域樣本的一個區塊序列。這可以表示為：

$$\hat{x}_m(n) = \frac{1}{2M} \sum_{k=0}^{2M-1} \hat{X}_m(k) \cdot \cos\left[\frac{2\pi(k+k_0)(n+n_0)}{2M}\right] \quad \text{其中 } 0 \leq n < 2M, \quad (3)$$

其中

$\hat{x}_m(n)$ =樣本區塊 m 中回復之時域樣本 n 。

重疊加總 55，係利用對由合成轉換 54 之處所獲得的每一個區

五、發明說明 (19)

塊的時域樣本，施加一個合成窗口函數，將出口區塊予以重疊，並將重疊區塊內之對應時域樣本加總起來，而將由路徑 51 上所接收到的音頻信號樣本之複製加以回復。一個序列的重疊窗口區塊之增益曲線圖係顯示於圖 6 之中。曲線 41 顯示的，是用於調變與線 44 共同延伸的時域樣本之區塊的一合成窗口函數之增益曲線。同樣的，曲線 42 與 43 所分別顯示的，是用於調變與線 45 及 46 共同延伸的時域樣本之區塊的合成窗口函數之增益曲線。代表著在線 45 所繪示區間內的原始音頻信號樣本之複置的信號樣本，係利用將重疊窗口區塊 41，42 與 43 內的對應時域樣本加以加總，而由重疊加總程序所獲得的。這可表示為：

$$\hat{y}_m(n) = \hat{x}_m(n) \cdot w_s(n) + \hat{x}_{m-1}(n) \cdot w_s(n+M) + \hat{x}_{m+1} \cdot w_s(n-M) \quad (4)$$

其中 $0 \leq n < 2M$ ，

其中

$\hat{y}_m(n)$ = 樣本區塊 m 中之複製信號樣本；且

$w_s(n)$ = 點 n 處之合成窗口函數。

在使用了 TDAC 轉換的實施例之中，分析與合成窗口函數之選擇，應能滿足提供偏移消除所必需的該些限制條件。參考先前所援引之 Princen 論文。有關於分析與合成窗口函數之額外資訊，可在美國專利第 5,222,189 號以及 1998 年 10 月 17 日申請的國際專利申請案 PCT/US 98/20751 號案之中找到。

分析濾波器排 56，在實際上可以利用任何型式的分析濾波器來製作。為了說明之目的，此地的分析濾波器排是利用矩形分析

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

五、發明說明 (20)

窗口函數(rectangular analysis window function)以及先前說明分析濾波器 52 時所討論的 TDAC MDCT 而製作的。分析濾波器排 56 被施接至複製信號樣本上，以便獲得沿著路徑 57 而傳送的，複製信號的一個假設性頻域代表。此頻域代表係被利用作為合成濾波器之雜訊散佈，其特性的一種解析性表示之基礎。此種表示可如下列：

$$\hat{Y}_m(k) = \sum_{n=0}^{2M-1} \hat{y}_m(n) \cdot \cos\left[\frac{2\pi(n+n_0)(k+k_0)}{2M}\right] \text{ 其中 } 0 \leq k < 2M, \quad (5)$$

其中

$\hat{Y}_m(k)$ = 頻域表示中之轉換係數 k 。

若在提供給合成轉換 54 的輸入信號之中，沒有量化雜訊出現，則由公式 3 所獲得的時域樣本之區塊，即可以如公式 4 一樣地重疊加總起來，以獲得原始輸入信號中的信號樣本之完美再造。這可以表示為：

$$\hat{y}_m(n) = y_m(n) \equiv x_m(n) \text{ 其中 } 0 \leq n < 2M. \quad (6)$$

由分析濾波器 56 為此完美再造所獲得的假設性之頻域表示可為：

$$\hat{Y}_m(k) = \sum_{n=0}^{2M-1} y_m(n) \cdot \cos\left[\frac{2\pi(n+n_0)(k+k_0)}{2M}\right] \text{ 其中 } 0 \leq k < 2M. \quad (7)$$

2. 量化問題之再敘

利用由分析濾波器 56 所獲得的此兩種假設性頻域表示，由分

五、發明說明 (> /)

析濾波器 52 所獲得之頻域表示，其量化之最佳量化解，可以利用一種控制由量化雜訊 53 所注入雜訊振幅的程序而表示，以使得

$$\left| \hat{Y}_m(k) - Y_m(k) \right|^2 \leq N(k) \text{ 其中 } 0 \leq k < 2M, \quad (8)$$

其中

$N(k)$ = 轉換係數 k 之一所求雜訊位準。

下面是就量化雜訊所作之假設：

1. 各轉換係數 k 之量化雜訊 $I_m(k)$ ，在統計上是獨立的。
2. 各係數區塊 m 之量化雜訊 $I_m(k)$ ，在統計上是獨立的。
3. 各係數區塊 m 中之量化雜訊 $I_m(k)$ ，各具有等於零的平均值，且具有在接續的係數區塊之中相等的方差。

對於由一般應用於音頻編碼系統中之轉換所獲得的係數而言，前兩項假設是真確的。對於代表著一靜止信號的轉換係數之區塊而言，第三項假設亦是真確的，且對於未經已知之感知性編碼系統及方法處理而量化良好的音樂之準靜止段落而言，此第三項假設亦是有其道理的。在其第三項假設無法成其道理之高度不靜止的音樂段落中，由此假設所造成的誤差，大致是溫和穩定而且是可以忽略的。

4. 散佈矩陣

有將合成濾波器雜訊散佈列入適當考量的一種量化程序，可

五、發明說明 (22)

由從合成濾波器所獲得的輸出信號之雜訊頻譜，與提供給合成濾波器之量化輸入信號之雜訊頻譜，兩者之間關係的解析式之中導出。下面將進行此種解析式之導出，或「散佈矩陣」之說明。

首先公式 3 中 $\hat{x}_m(n)$ 之項式被代入公式 4 中，且其結果之 $y_m(n)$ 之公式接著即被代入公式 5 之中，以便以量化轉換係數的形式，而獲得合成濾波器輸出信號之假設性頻域表示的一公式，其如下列：

$$\hat{Y}_m(k) = \sum_{q=0}^{2M-1} A(k, q) \cdot \hat{X}_m(q) + B(k, q) \cdot \hat{X}_{m-1}(q) + C(k, q) \cdot \hat{X}_{m+1}(q) \quad (9a)$$

其中

$$A(k, q) = \frac{1}{M} \sum_{n=0}^{2M-1} w_s(n) \cdot \cos\left[\frac{2\pi(n+n_0)(k+k_0)}{2M}\right] \cdot \cos\left[\frac{2\pi(n+n_0)(q+q_0)}{2M}\right];$$

$$B(k, q) = \frac{1}{M} \sum_{n=0}^{2M-1} w_s(n+M) \cdot \cos\left[\frac{2\pi(n+M+n_0)(k+k_0)}{2M}\right] \cdot \cos\left[\frac{2\pi(n+n_0)(q+q_0)}{2M}\right];$$

$$C(k, q) = \frac{1}{M} \sum_{n=0}^{2M-1} w_s(n-M) \cdot \cos\left[\frac{2\pi(n-M+n_0)(k+k_0)}{2M}\right] \cdot \cos\left[\frac{2\pi(n+n_0)(q+q_0)}{2M}\right]; \text{ 且}$$

$$q_0 = 1/2; \text{ 其中 } 0 \leq k < 2M。$$

就合成濾波器輸出信號的假設性頻域表示而言，利用在公式 7 中進行相似的代入動作，亦可以利用未量化的轉換係數，而獲得類似的表示。其公式為：

五、發明說明 (23)

$$Y_m(k) = \sum_{q=0}^{2M-1} A(k, q) \cdot X_m(q) + B(k, q) \cdot X_{m-1}(q) + C(k, q) \cdot X_{m+1}(q) \quad (9b)$$

利用由公式 9a 之中替換公式 9b，便可以獲得此兩輸出信號之間差異的一個假設性頻域表示，其可以列出如下：

$$O_m(k) = \sum_{q=0}^{2M-1} A(k, q) \cdot I_m(q) + B(k, q) \cdot I_{m-1}(q) + C(k, q) \cdot I_{m+1}(q) \quad (10)$$

其中

$O_m(k)$ = 頻率為 k 時合成濾波器輸出信號中之量化雜訊；且

$I_m(k) = \hat{X}_m(k) - X_m(k)$ 其中 $0 \leq k < 2M$ ，如同公式 2 之中所可以見到的。公式 10 的列出式可將公式 8 重寫如下：

$$\left| \hat{Y}_m(k) - Y_m(k) \right|^2 = |O_m(k)|^2 \leq N(k) \quad \text{其中 } 0 \leq k < 2M。 \quad (11)$$

矩陣 A，B 與 C 皆具有奇數之對稱性。此種性質可用來顯示

$$O_m(k) = -O_m(2M-1-k) \quad \text{其中 } 0 \leq k < M； \quad (12)$$

因此，公式 10 即可重寫為：

$$O_m(k) = \sum_{q=0}^{M-1} A'(k, q) \cdot I_m(q) + B'(k, q) \cdot I_{m-1}(q) + C'(k, q) \cdot I_{m+1}(q) \quad (13)$$

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

五、發明說明 (24)

其中

$$A'(k, q) = 2A(k, q) ;$$

$$B'(k, q) = 2B(k, q) ; \text{ 且}$$

$$C'(k, q) = 2C(k, q)。$$

在上述量化雜訊的成份具有零均值，統計學上互相獨立，以及相同地散佈等三個假設條件之下，在合成濾波器輸出處的雜訊功率頻譜，即可如下列由公式 13 獲得：

$$\begin{aligned} N_{O,m}(k) &= E\left(|O_m(k)|^2\right) \\ &= \sum_{q=0}^{M-1} A''(k, q) \cdot N_{I,m}(q) + B''(k, q) \cdot N_{I,m-1}(q) + C''(k, q) \cdot N_{I,m+1}(q) \end{aligned} \quad (14)$$

其中 $0 \leq k < M$ ，

其中

$E(z)$ = z 之預期數值；

$N_{O,m}(k)$ = 頻率為 k 時合成濾波器輸出信號之雜訊功率；

$$N_{I,m}(q) = E\left(|I_m(q)|^2\right) ;$$

$$A''(k, q) = |A'(k, q)|^2 ;$$

$$B''(k, q) = |B'(k, q)|^2 ; \text{ 且}$$

$$C''(k, q) = |C'(k, q)|^2。$$

在上述量化雜訊的方差於接續的係數區塊中係為相等的第三個假設條件之下，公式 14 可簡化為：

$$N_{O,m}(k) = \sum_{q=0}^{M-1} W(k, q) \cdot N_{I,m}(q) \quad \text{其中 } 0 \leq k < M, \quad (15)$$

其中 $W(k, q) = A''(k, q) + B''(k, q) + C''(k, q)$ 。 W 矩陣係為前述的散佈矩陣。

五、發明說明 (ㄨ)

4. 最佳量化解

參考公式 8, 11, 14 與 15, 其中可以見到, 一個最佳量化解可以造成一個量化雜訊頻譜 $\{N_{l,m}(q)\}$, 其中 $0 \leq q < M$, 以使得

$$N_{O,m}(k) = \sum_{q=0}^{M-1} W(k, q) \cdot N_{l,m}(q) \leq N(k) \text{ 其中 } 0 \leq k < M. \quad (16)$$

為使之與所求雜訊相等, 一個直接解乃為

$$N_{l,m}(k) = \sum_{q=0}^{M-1} W^{-1}(k, q) \cdot N(q) \text{ 其中 } 0 \leq k < M. \quad (17)$$

不幸地, 此直接解時常會為一或多個轉換係數 k 得出一個負值解, 而這表示所求雜訊位準 $N(k)$ 的斜率是如此陡峭, 以致於必須要將負值之量的雜訊, 於量化之程序之中注入, 以達到所求雜訊之頻譜形狀。在實際的實施例之中是不可能將負值數量的雜訊於量化程序之中注入的。幸運地, 式 16 並不須解等式。若其能滿足不等值的條件, 便可以獲致一個可以接受的量化解。

為了求得一個解, 量化雜訊頻譜, 係可依下列方式, 以所求雜訊頻譜的形式而予以重寫的

$$N_{l,m}(k) = g(k) \cdot N(k) \text{ 其中 } 0 \leq k < M, \quad (18)$$

其中 $g(k)$ = 一增益因素(gain factor)。圖 8 中顯示雜訊頻譜的一個假設性實例之圖形表示, 其中曲線 71 是為代表一音頻信號的轉換係數 $X_m(k)$ 之區塊 m , 其頻譜功率之平坦化量測值, 曲線 72 是為

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

五、發明說明 (26)

所求雜訊頻譜 $N(k)$ ，而曲線 73 則為區塊 m 內轉換係數之一量化雜訊頻譜 $N_{l,m}(k)$ ，其係利用將所求雜訊頻譜乘以增益因素 $g(k)$ 而獲得的。如圖中所顯示的，可以期待的事實是，增益因素通常是落在由零至一的範圍之內的。

a) 二維之實例

為了易於說明起見，下面將利用一個二維的實例($M=2$)，來解釋如何可以應用增益因素。利用將公式 18 代入式 16 之中，可以發現

$$N(0) \geq W(0,0) \cdot g(0) \cdot N(0) + W(0,1) \cdot g(1) \cdot N(1) \quad \text{且} \quad (19a)$$

$$N(1) \geq W(1,0) \cdot g(0) \cdot N(0) + W(1,1) \cdot g(1) \cdot N(1) \quad , \quad (19b)$$

$$\text{其中 } 0 < g(0) \leq 1 \text{ 且 } 0 < g(1) \leq 1 \quad . \quad (19c)$$

雖然 $g(0)=g(1)=0$ 永遠滿足兩個不等式，但由於增益因素的每一個零數值，皆是表示對應的轉換係數必須要以無限精密的程度予以量化，故此特定解是無法接受的。較佳之解可為增益因素導得盡可能接近一之數值。的確，若是可以實現一個解，其所有增益因素皆可具有數值一，則合成濾波器之雜訊散佈即不須予以補償了。

對於可提供一最佳解的增益因素之追求，可以修訂為，尋求將補償的成本降至最低的一種線性限制最佳化問題。在許多實施例之中，要隨著量之對數值而增加成本，乃是方便的作法，利用此種作法，量化雜訊頻譜即得以縮減。在使用了位元定置以便控制量化解的一較佳實施例之中，每當雜訊頻譜的量化雜訊改變 -6.02 dB 時，其成本即等於每一轉換係數一個位元。例如，若增益因素 $g(1)$ 被設定等於 0.25，則量化雜訊頻譜的 $N_{l,m}(1)$ 即相對於所

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

五、發明說明 (1)

求雜訊頻譜之 $N(1)$ ，而被改變了 -12.04 dB。轉換係數 $X(1)$ 的此種雜訊散佈補償之成本為 $(-12.04 \text{ dB} / -6.02 \text{ dB}) = 2$ 位元。

就具有對數成本函數的，前面剛描述過的實施例而言，顯示於公式 18 中的所求量化雜訊頻譜，可以很方便地以下式表示

$$\log N_{l,m}(k) = \log g(k) + \log N(k) \quad \text{其中 } 0 \leq k < M \quad (20)$$

補償之成本，隨著每一增益因素的對數值，而成反比變化。如此，在此二維實例中的補償總成本，即與 $-\log g(0) - \log g(1)$ 成正比。為了討論的簡單起見，其比例常數在此被假定為等於一。最佳化問題的目標是在於，在公式 19a，19b 與 19c 所施加的限制條件之下，將補償的成本減至最低。框架性量化(framing quantization)作為一種線性量化問題的第一步，是要以一矩陣 D 之內的各一項 $D(i,j)$ 而在公式 19a 及 19b 中取代每一個 $N(j) \cdot W(i,j)$ 。由於每一項皆代表兩個正量的乘積，故矩陣 D 中的所有項已知皆為正值。此種取代動作的結果可以表示為

$$N(0) \geq D(0,0) \cdot g(0) + D(0,1) \cdot g(1) \quad \text{且} \quad (21a)$$

$$N(1) \geq D(1,0) \cdot g(0) + D(1,1) \cdot g(1) \quad , \quad (21b)$$

$$\text{其中} \quad 0 < g(0) \leq 1 \quad \text{且} \quad 0 < g(1) \leq 1 \quad . \quad (21c)$$

依此種方式所表現的最佳化問題，可以如圖 7 所顯示的，在一個 $g(0) - g(1)$ 的座標空間之中，以幾何方式繪示出來。最佳化問題之可能解出現的區域 60，被限定在座標空間中象限 I 內的一個單

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

五、發明說明 (28)

位方格之內，其側邊係分別對應於如式 21c 所顯示之兩增益因素所容許的最小與最大數值。在此實例之中，在直線 61 側邊上包含了原點的區域，其所代表的是可以滿足不等式 21a 的空間部份，而在直線 62 側邊上亦包含了原點的區域，其所代表的是可以滿足不等式 21b 的空間部份。由此三個區域交織而成所代表的解之空間 66，是為 $g(0) - g(1)$ 座標空間之中，能夠找到可以滿足式 21a，21b 以及 21c 所限定之所有條件，最佳化問題之解的空間部份。解空間 66 的邊界係以粗線標示，在此實例之中，此些粗線形成了一個不規則的四邊形，其側邊與 $g(0)$ 及 $g(1)$ 軸線的一部份，線 61，以及區域 60 之單位方格的頂部互相重疊。

若解空間包括了 (1, 1) 座標，則由於合成濾波器之雜訊散佈不需要進行補償，故利用將所有的增益因素全部設定等於一，便可獲得最佳量化解。參考圖 8，此種情形係等效於，在由 $k=0$ 至 $k=(M-1)$ 的轉換係數的整個範圍之內，將量化雜訊頻譜 73 設定等於所求雜訊頻譜 72。若 (1, 1) 座標並未落在解空間之內，則可以在其內有一或多個增益因素具有小於一之數值的解空間之內，利用尋找一最佳組增益因素的一種程序，來尋找最佳量化解。此種情形係等效於，為一或多個轉換係數獲得低於所求雜訊頻譜 72 的一個量化雜訊頻譜 73。

最佳組的增益因素可將補償 K 的成本減至最低，其係依下列公式計算而得

$$K = -\log g(0) - \log g(1) \quad (22)$$

五、發明說明 (9)

此公式在 $g(0)$ - $g(1)$ 座標空間之中界定了一條雙曲線，並代表了對應於雜訊散佈補償之一常定成本 K 的兩增益因素，其數值的一個軌跡。例如，雙曲線 63 代表補償 K_1 之某一成本的一個輪廓，而雙曲線 64 則代表高於 K_1 的補償之另一成本的一個輪廓。隨著補償的成本逼近無限值，其對應的常定成本輪廓亦逼近兩座標軸。

如前述，最佳化問題之目的，係在於尋求可以滿足公式 21a，21b 與 21c 的一個最低成本之解。利用尋找與解空間交織的最低成本雙曲線輪廓，即可獲得最佳解。在圖 7 所顯示的實例之中，最佳解係出現在雙曲線輪廓 64 與解空間 66 之邊界之間的切線點 (point of tangency) 上。

b) 較高之維數

實際的感知性編碼系統與方法，其所應用的濾波器，需要以量化程序，來解一個比二維多出許多維數的最佳化問題。此問題可以敘明為，在解空間之中尋找滿足下列不等式的一組增益因素 $\{g(k)\}$

$$N(k) \geq \sum_{q=0}^{M-1} W(k, q) \cdot g(q) \cdot N(q) = \sum_{q=0}^{M-1} D(k, q) \cdot g(q) \quad (23)$$

其係限定於由下式所界定的一個單位雙曲塊(unit hypercube)之內

$$0 < g(k) \leq 1 \text{ 其中 } 0 \leq k < M \quad (24)$$

以使得補償成本 K 為

五、發明說明 (30)

$$K = \min \left[\sum_k -\log g(k) \right] \circ \quad (25)$$

例如，若使用長度為 256 的一個 TDAC 轉換，則最佳化問題即具有 $M=128$ 個的維數。在此例中，可能解的區域被限定為一個雙曲塊，其頂點之座標係對應於數值等於零或一的增益因素。最佳化問題的解空間係為，雙曲塊在座標軸線與最接近原點的雙曲面之間的部份。最佳化之最低成本解，係可在一雙曲線常定值成本的雙曲面，以及解空間的邊界，兩者之間的切線點上找到。

最佳組的實質量化解，係可以利用諸如圖 9 中所顯示的重複程序而獲得。在步驟 81 中獲得一組初始量化解，並在步驟 82 中將一個合成濾波器散佈模式應用於初始解上，以便計算其結果的雜訊位準。步驟 83 將計算所得的結果之雜訊位準，拿來與所求雜訊位準互相比較。若比較的結果無法令人接受，則步驟 84 即適當地修改量化解，而步驟 82 再將雜訊散佈模式應用於修改後的解上。例如，若為一信號成份計算所得之結果，其雜訊位準太低，則一或多個信號成份的量化解，即被改得更為粗糙些。若為一信號成份計算所得之結果雜訊，其位準太高，則則一或多個信號成份的量化解，即被改得更為細緻些。此過程會持續直至步驟 83 中所執行的比較，其所得之比較結果，達到令人可以接受程度時為止。接著，步驟 85 即依據提供了可接受之比較的量化解，而將信號成份予以量化。

任何一組的初始量化解，在實質上皆是可以應用的；不過，利用選用較為接近最佳數值的初始解，通常是可以增進處理效率的。初始解的一個方便的選擇，乃是對應於所求雜訊位準的該些

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

五、發明說明 (31)

解。

利用一種執行下列步驟的一個位元定置程序，便可以進行量化的程序：

1. 為每個轉換係數，利用公式 17 計算所求雜訊功率，以決定一次試驗性的位元定置。每一個轉換係數 $X(k)$ 的此試驗性位元定置 $Q(k)$ ，係由信號功率之對數值以及各所求雜訊功率位準的負對數值而獲得的。例如，在一實施例之中，其位元定置為

$$Q(k) = \frac{10 \cdot (2 \cdot \log|X(k)| - \log N_{l,m}(k))}{6.02}。$$

2. 若所有係數的試驗性位元定置皆是正值的話，位元定置的程序即完成，而由於已不再需要進行合成濾波器雜訊散佈的補償動作，故轉換係數即已依據試驗性位元定置而被量化。
3. 若步驟 1 中為任一轉換係數所獲得的試驗性位元定置之值是為負數，便必須要進行雜訊散佈的補償。此位元定置的程序，必須利用依據公式 24 來界定單位雙曲塊而持續進行。
4. 在雙曲空間之中尋找滿足不等式 23 條件的各區域之交織部份。若只包括矩陣 D 中最接近原點的列所界定的雙曲面，則此尋找的動作，即可能得以更有效率地完成。每一雙曲面的距離 d 可由下式決定

$$d = \frac{N(i)}{\sqrt{D(i,0)^2 + D(i,1)^2 + \cdots D(i,M-1)^2}}。$$

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

五、發明說明 (32)

一雙曲面在雙區空間之內的一個部份可能會最接近原點，而其他一或多個的雙曲面則在雙區空間之內的其他部份可能會最接近原點。

5. 由步驟 3 中所界定的雙曲塊之交織部份，以及步驟 4 中所發現的各區域之交織部份，來決定解的雙曲空間。
6. 選擇一個初始補償成本 K 。
7. 判定成本 K 的常數值成本雙曲線式雙曲表面，與步驟 5 中所決定的解之雙曲空間，兩者是否互相交織。
8. 若成本 K 的雙曲線式雙曲表面係與解之雙曲空間之邊界相切，則位元定置的動作便算完成。每一個轉換係數 $X(k)$ ，要為雜訊散佈提供一個最佳補償所需的額外位元之數量，是由各個增益因素的負對數值獲得的。例如，在一實施例之中，每一係數的位元定置是為

$$Q(k) = \frac{10 \cdot (2 \cdot \log |X(k)| - \log g(k) - \log N_{l,m}(k))}{6.02}。$$

9. 若雙曲線式雙曲表面並未與解之雙曲空間交織，便選擇比目前成本 K 還高的一個成本，並繼續進行步驟 7。
10. 若雙曲線式雙曲表面確有與解之雙曲空間交織，便選擇比目前成本 K 還低的一個成本，並繼續進行步驟 7。

D. 簡化之程序

要進行上述的最佳化程序，必須要有相當的計算資源才行。在某些應用之中，提供此等計算資源所需的成本會變得太高；因

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

五、發明說明 (33)

此，對此類應用用途而言，便需要有能夠提供最佳解之近似值的，簡化的程序。下面將說明使用位元定置來控制量化解的簡化程序的一些實施例。每一種的此些簡化的程序皆是假定，在不理會合成濾波器雜訊散佈補償的情況下，每一個轉換係數皆已決定了一次初始的位元定置，而這是為了試圖要獲得實質上等於所求雜訊頻譜的一個量化雜訊頻譜。在有了此初始位元定置的情況之下，每一個程序皆辨別出，其位元定置應予增加，以便獲得所求雜訊位準的該些轉換係數。

1. 第一種簡化程序

第一種簡化的程序使用了一種十進制函數(metric function)，由最低頻的轉換係數 $X(0)$ 開始，為每一個轉換係數 $X(k)$ 一次一個地估計總雜訊位準，並判定為該個轉換係數造成總雜訊的雜訊散佈，是否超過所求雜訊位準 $N(k)$ 。若其估算顯示，目前的係數 $X(k)$ 的總雜訊位準，並未超過所求雜訊位準，則程序便以下一個較高頻率的轉換係數，而持續進行下去。

若其估算顯示，目前的係數 $X(k)$ 的總雜訊位準，的確超過了所求雜訊位準 $N(k)$ ，則對係數 $X(k)$ 的雜訊位準提供最大貢獻的係數，即被辨別出來，且該係數的增益因素 $g(k)$ ，便被設定為一個預先配好的數值，比如說-144 dB，此在一實施例之中係代表一個24位元的補償。此十進制函數係被用來估算由調整過的位元定置所造成的係數 $X(k)$ 之總雜訊位準。若估計的雜訊位準，仍是超過所求雜訊位準 $N(k)$ ，則對係數 $X(k)$ 之雜訊位準作了次大貢獻的係數，便可以被辨別出來，其增益因素被設定為預先配好的數值，而十進制函數則再度被使用來估算新的雜訊位準。此過程會持續

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

五、發明說明 (34)

進行到估算的雜訊位準被減低到一個水準，或者直到低於所求雜訊位準時為止。

此時，存在有一組 $\{S\}$ 係數，其增益因素被設定了預設數值，以減低係數 $X(k)$ 的估算雜訊位準。該組 $\{S\}$ 中係數的增益因素，係依據一個公式而進行調整，以便提供預期恰足以補償雜訊散佈之所需。位元定置的程序，即以下一個次高頻的轉換係數，而持續進行下去。

下面所將列出的一個程式片段，其所顯示的是施行此第一種簡化程序的一實施例。此程式片段係以具有一種語律的虛擬程式碼的方式來表示，該虛擬程式碼係應用了包括 C，FORTRAN 與 BASIC 程式語言的某些語律(syntax)特點。此程式片段以及在此所將說明的其他的程式片段，並非是打算用來做為適於進行編譯的原始碼片段，其只是用以傳達可能實施方法的一些要點而已。

Compensate (W, N) {

for (k=0 to MaxC) g[k] = 1.0; //每一係數 k...之

for (k=0 to MaxC) { //增益因素初始化

S = **Null**; //設定 S 為空的

//計算雜訊位準

metric = N[k] - **Sum** (W[k, i]*g[i]*N[i]; for (i=k-L1 to k+L2));

if (metric<0) { //若有太多雜訊...

while (metric<0) { //直至雜訊位準 OK...

//尋找雜訊的最大貢獻者

k_max = **Max** (W[k, i]*g[i]*N[i]; for (I=0 to M2-1));

g[k_max] = max_correction; //進行預定的更正

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

五、發明說明 (35)

```

    S = Union ( S, k_max );           //組中加入最大貢獻者
    //計算新雜訊位準
    metric = N[k] + Sum ( W[k, i]*q[i]*n[i]; for ( I=k-l1 to k+L2 ) );
}
g_new = Adjust ( W, N[k], S, g );    //以公式調整增益因素
for each I in S
    g[i] = min ( g[i], g_new );
}
}
}

```

程式 **Compensate** 有一陣列(array) **W**，其為一排合成濾波器之散佈矩陣，以及一陣列 **N**，其指明所求雜訊之頻譜。在此地討論所相關的，由 $k=0$ 上至 $k=\text{MaxC}$ 的低頻係數的情形下，陣列 **g** 中的增益因素被初始化為 1.0 的數值。在許多實施例之中，其高頻係數並不需要進行補償。

一個主要的 for 循環(for-loop)構成了 **Compensate** 程式的其餘部份，其並為每一個有關的低頻係數執行了補償的程序。**Null** 功能被啟動，以便將一陣列 **S** 初始化為一個空的或零值的狀態。利用發動 **Sum** 功能來計算總和，變數 **metric** 為目前係數 **k** 而被指派了雜訊位準的一個估計值

$$\sum_{i=k-L1}^{k+L2} W(k,i) \cdot g(i) \cdot N(i) \text{ 其中 } 0 \leq i < M2,$$

其中 $M2$ =合成濾波器轉換之長度，並為係數 **k** 而由所求雜訊位準

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

五、發明說明 (36)

$N[k]$ 中減去此總和。

加總的限制 $L1$ 與 $L2$ 顯著地影響了此程序的計算複雜度；程式 *Compensate* 的複雜度是為 $(L1+L2)^2$ 。利用調整 $L1$ 與 $L2$ 的數值，以限定包括在計算之中的係數之範圍，則可以增進計算之效率。此些限制的數值可依經驗加以判定。在下面所將討論的另一種簡化的程序之中，此些限制係符合了在一個稀鬆分散版本的陣列 W 中的非零項範圍之條件。

若所估計之雜訊位準低於所求雜訊位準，則 **metric** 便為正值，且不須再為雜訊散佈進行補償的動作。因此，若 **metric** 為正值，便可以跳過 for 循環的其餘部份，而處理程序則可直接就下一個係數而繼續進行。

若 **metric** 為負值，程序便就一個 while 循環(while-loop)而繼續進行處理，直到 **metric** 變為正值時為止。在此 while 循環之中，功能 *Max* 被啟動，以便決定為係數 k 提供了雜訊之最大貢獻的係數 k_max 。這可以利用為乘積 $W[k, i]*g[i]*N[i]$ 尋找對應於指標 i 的最大數值而達成。指標 i 的此一個範圍包括了系統的所有轉換係數。若有的話，利用將最大乘積的搜尋限定在係數的一個較小的範圍內，便可以增進處理的效率。此範圍是可依經驗而判定的。當找到最大貢獻時， k_max 的增益因素即被指定一個對應於補償之某些最大量的，預先配好的數值 **max_correction**。在一實施例之中，補償之最大量為 -144 dB，其係對應於 24 個位元。在啟動了功能 *Union* 以將 k_max 加入至陣列 S 內之後，雜訊位準的一個估算值即利用 k_max 更新後的增益因素，而再被計算出來，並被指派為變數 **metric**。while 循環則持續進行，直至 **metric** 的數

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

五、發明說明 (37)

值變為正數時為止。

當補償已被足夠地施加至最大貢獻者之上時，係數 k 的估算雜訊位準，便會被減低至小於或等於所求雜訊位準 $N[k]$ 的一個數值，而變數 **metric** 則變為正數。當此種情況發生時，while 循環即終止，而處理程序則利用啟動功能 *Adjust* 以計算陣列 S 中所代表之係數的增益因素之一個試驗性新值 g_new ，而持續進行下去，其中陣列 S 係對應於前面所討論之組 $\{S\}$ 之中的係數。此些新數值係預計要用來使補償之位準獲得最佳化，以使估算之雜訊位準能夠在實質上等於所求雜訊位準。這可以利用執行下面的計算而達成：

$$g_new = N(k) - \frac{\sum W(k,i) \cdot g(i) \cdot N(i) \text{ 其中 } i \notin \{S\}}{\sum W(k,i) \cdot N(i) \text{ 其中 } i \in \{S\}}。$$

若試驗值小於各個增益因素之目前數值的話，則陣列 S 中所代表的係數之每一個增益因素，即被設定為試驗值 g_new 。

補償程序中的主要 for 循環，以下一個轉換係數而繼續進行下去，直到所有有關的係數皆已被處理過時為止。

2. 第一種簡化程序之變化

前面所討論的第一種簡化程序，可以多種方式加以修改，以增進處理的效率。前面已有簡要地提及數種方式。

其中的一種變化係認識到，在一個典型的散佈矩陣陣列 W 之中，有一些項乃是顯著地比所有其他的項都要大，且甚至當許多此些較小的項皆被設定為零時，亦可以實現良好的性能，因而可以顯著地減低計算的複雜度。

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

五、發明說明 (38)

圖 10 中顯示一假設性散佈矩陣的中央列內的項之數值。中央部份佔優勢的數值，係對應於矩陣的主對角線上的項。在主對角線上以及接近主對角線的項，則具有比離開主對角線的該些項，顯著為大的數值。此種特性可以容許散佈矩陣得以合理地以一個稀疏的對角帶陣列來表示，而前面所討論的程式片段之中的 **L1** 與 **L2** 之數值則可以減小，以便只覆蓋陣列的非零項。此特性亦可將搜尋最大貢獻者的範圍予以縮小。

另有一種變化，其作法係將前面所討論之實施例內的 while 循環予以刪除，而可以增進處理的效率。若將決定最大雜訊貢獻者，以及計算增益因素之試驗性新值的一個重覆程序刪除掉，則效率便可以獲得增進。下面的程式片段將顯示此種變種的一個實施例：

```

Compensate (W, N) {
    for ( k=0 to MaxC ) g[k] = 1.0;    //每一係數 k...之
    for ( k=0 to MaxC ) {              //增益因素初始化
        //計算雜訊位準
        metric = N[k] - Sum (W[k, i]*g[i]*N[i]; for (i=k-L1 to k+L2) );
        if ( metric<0 ) {              //若有太多雜訊...
            //尋找雜訊的最大貢獻者
            k_max = Max (W[k, i]*g[i]*N[i]; for (I=0 to M2-1 ) );
            for ( i=-L1 to L2)
                g[k_max+i] = g[k_max+i]*comp[i];
        }
    }
}

```

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

五、發明說明 (39)

}

在此變種之中，程式 *Compensate* 被提供有陣列 **W**，而陣列 **N** 則如前述。在此地討論所相關的，由 $k=0$ 上至 $k=\text{MaxC}$ 的低頻係數的情形下，陣列 **g** 中的增益因素被初始化為 1.0 的數值。在許多實施例之中，其高頻係數並不需要進行補償。

主要 for 循環構成了程式的其餘部份，其並為每一個有關的低頻係數執行了補償的程序。變數 **metric**，如同前述，被指派了為目前的係數 k 估算雜訊位準的一個數值。

若所估計之雜訊位準低於所求雜訊位準，則 **metric** 便為正值，且不須再為雜訊散佈進行補償的動作。因此，若 **metric** 為正值，便可以跳過 for 循環的其餘部份，而處理程序則可直接就下一個係數而繼續進行。

若 **metric** 為負值，則一或多個轉換係數的位元定置便被增加，以便利用尋找對估計之雜訊的最大貢獻者 **k_max**，以及利用對轉換係數 **k_max** 及其一些相鄰的係數施以一個預定量的更正，而來應付雜訊的散佈。如同前述，最大貢獻者係利用啟動功能 *Max* 而決定的，而預定之更正，則係利用將每一個增益因素乘以陣列 **comp** 中的各一對應數值，並利用為係數-L1 至 L2 減低增益因素的數值而施加的。例如，增益因素 $g[k_max-1]$ 可被減小，以便表示其定置量上的一個 2 位元的增加，增益因素 $g[k_max-1]$ 及 $g[k_max+1]$ 則可以減小，以表示其定置量上的一個 1.5 位元的增加，而增益因素 $g[k_max-2]$ 及 $g[k_max+2]$ 則可以減小，以表示其定置量上的一個 1 位元的增加。每一種應用之中，其預定之更正的程度，則可以依經驗而決定。

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

五、發明說明 (40)

補償程序之中的主 for 循環，接著即就下一個轉換係數而持續進行，直至所有相關的係數皆已被處理完時為止。

此種變種的一個實施例被顯示於下列的程式片段之中。

Compensate (W, N) {

for (k=0; k<16; k++)

g[k] = 0; //將增益因素初始化為 0dB，表示未更正

for (k=0, k<11, k++) { //每一有關之係數...

//檢查那些係數需要補償，且，若有的話

//那一係數是為最大雜訊貢獻者

est_noise = w[k][k] + n[k]; //為 k 初始化估算之雜訊位準

contrib[L] = est_noise; //係數 k 對自身之貢獻

k_max = L; //初始化指標，且...

max_contrib = est_noise; //最大貢獻者之貢獻

for (j=k-L; j<=k+L; j++) { //檢查其他係數 j 之貢獻

if ((j>=0) && (j<>k)) { //忽略負的係數與係數 k

contrib[j-k+L] = w[k][j] + n[j]; //來自係數 j 的貢獻

if (contrib[j-k+L] > max_contrib) { //若此為目前為止之最

大...

k_max = j-k+L; //更新指標且...

maxcontrib = contrib[j-k+L]; //最大貢獻者之貢獻

}

est_noise = **LogAdd**(est_noise, contrib[j-k+L]); //加 log 值

}

}

五、發明說明 (41)

```

//只有所求雜訊小於估算之雜訊時才施加更正
if ( n[k] < est_noise ) {
    for ( j = -L; j<=L; j++ )
        if ( k_max+k-j > 0 )      //忽略負值係數
            g[k_max+k-j] += comp[j];      //施以補償
    }
    for ( k=0; k<16; k++ ) {
        alloc[k] = max( 0, n[k]+g[k] );      //準備定置陣列
    }
}

```

與前面所討論的實例不同，散佈矩陣，增益因素以及雜訊位準，皆係以分貝(decibels)來表示的；因此，功能 *LogAdd* 便被用來提供兩對數值之和。係數 *j* 至係數 *k* 之雜訊貢獻，係以式 $w[k][j] + n[j]$ 來表示，其所代表的是係數 *j* 之所求雜訊位準與散佈矩陣的一個對應項之乘積。陣列 *alloc* 的每一個項 *k* 係以分貝來表示係數 *k* 的所求量化雜訊。

3. 第二種簡化程序

有一第二種的簡化程序，係以兩個步驟來提供雜訊散佈補償。其第一步驟利用由低頻係數 $X(0)$ 開始，一次一個地就每一個別轉換係數 $X(k)$ 辨識其鄰近對每一係數的估算雜訊位準作出個別貢獻，且超過該係數 $X(j)$ 之所求雜訊位準的係數 $X(j)$ 而決定補償的一個初始量，並為該些鄰近之係數 $X(j)$ 決定補償之初始量，以使其各個個別的貢獻，皆能被減低至所求雜訊位準。其第二步驟則重覆地精調補償，以將每一個別轉換係數的總雜訊貢獻，帶至所求

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

訂
線

五、發明說明 (42)

雜訊位準上。

施行此第二種簡化程序的一實施例，係列於下面之程式片段之中。

```

Compensate (W, N) {
    for ( k=0 to M-1 ) compN[i] = N[i];      //補償陣列初始化
    compOK = False;                          //while 循環初始化
    while (compOK = False) {
        compOK = True;                       //假設補償將是足夠的
        for ( i=0 to M-1 )                  //STEP1 ...
            tempN[i] = compN[i];            //temp 陣列初始化
        for ( k=0 to M-1 ) {                //就每一個別係數...
            k_max = 0;                       //指標初始化且...
            max_contrib = W[k, 0]*tempN[0]; //最大貢獻者之貢獻
            for ( j=1 to M-1 ) {             //就每一相鄰之係數...
                if ( max_contrib < W[k, j]*tempN[j] ) { //若為新最大值...
                    k_max = j;               //更新指標及數值...
                    max_contrib = W[k, j]*tempN[j]; //最大貢獻者
                }
            }
            if ( max_contrib > tempN[k] )    //若最大貢獻...
                //超過 temp 雜訊，即以相同量改變補償
                compN[k_max] = compN[k_max]*tempN[k_max] /
max_contrib;
        }
    }
}

```

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

五、發明說明 (43)

```

for ( k=0 to M-1 ) {           //STEP2 - 每一個別係數...
    totalN = Sum ( W[k, j]*compN[j]; for ( j=0 to M-1 ) );
    if ( N[k] < totalN ) {       //若總貢獻太高...
        compN[k] = compN[k]*N[k] / totalN;    //改變補償
        compOK = False;           //重覆程序
    }
}
}
}
}

```

程式 *Compensate* 被提供有陣列 **W**，而陣列 **N** 則如前述。補償數值的一個陣列 **compN** 係由所求雜訊的陣列 **N** 而初始化，而一變數 **compOK** 亦被初始化，以便能夠至少執行下列的 while 循環一次。while 循環構成了 *Compensate* 程式的其餘部份，並以兩個步驟來執行補償的程序。此循環首先將變數初始化，以便除非在第二步驟中計算出過高位準的雜訊，否則 while 循環即會終止。

程式執行第一步驟的部份，係將暫時計算值的一個陣列 **tempN** 初始化，並執行一個 for 循環，在此 for 循環之中，對每一個係數 **k** 的雜訊貢獻係一次一個的被檢查。在變數 **k_max** 以及 **max_contrib** 被初始化為係數 **j=0** 之後，一個叢集的 for 循環，即被用來計算估計之雜訊貢獻 **W[k, j]*tempN[j]**，並判定其是否為目前為止計算所得之最大貢獻。若否，叢集之循環即以下一個係數 **j** 而繼續進行。若此估算之雜訊貢獻是為目前為止計算所得之最大位準，則變數 **k_max** 與 **max_contrib** 即被改變，以便參考目

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

五、發明說明 (44)

前的係數 j 。在叢集之循環檢查了所有係數之貢獻之後，若最大的雜訊貢獻 **max_contrib** 超過了所求雜訊位準 $N[k]$ ，則補償陣列 **compN[k]** 的個別部份，即以最大貢獻超過所求雜訊位準的相同量來改變。第一步驟中的處理即以下一個係數繼續進行，直至所有係數皆被處理過為止。

程式執行第二步驟的部份，係為每一個係數 k 計算總雜訊之一估算值，並將此估算值與所求雜訊位準 $N[k]$ 互相比較。若估算值超過了所求雜訊位準，則個別係數 k 的補償 **compN[k]**，即被減小與所求雜訊位準被估算之總雜訊所超過的相同的量。變數 **compOK** 亦被設定，以使第一及第二步驟得以再次執行。

主 while 循環將持續至第一與第二步驟能夠執行下去，而且 **compOK** 變數能夠不被設定為 False 值時為止。

施行第二種簡化程序的另一實施例係被顯示於下面的程式片段之中。

```

Compensate (W, N) {
    for ( k=0 to M-1 ) compN[i] = N[i];      //補償陣列初始化
    compOK = False;                          //while 循環初始化
    while (compOK = False) {
        compOK = True;                      //假設補償將是足夠的
        for ( i=0 to M-1 )                  //STEP1 ...
            tempN[i] = compN[i];           //temp 陣列初始化
        for ( k=0 to M-1 ) {                //就每一個別係數...
            k_max = k;                      //指標初始化且...
            //最大貢獻者之貢獻
        }
    }
}

```

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

五、發明說明 (45)

```

max_contrib = W[k, k_max]*tempN[k_max];
for ( j=k-L1 to k+L2 ) {    //就每一相鄰之係數...
    if ( j > k ) {
        if ( max_contrib < W[k, j]*tempN[j] ) {    //若為新最大值...
            k_max = j;    //更新指標及數值...
            max_contrib = W[k, j]*tempN[j];    //最大貢獻者
        }
    }
}

if ( max_contrib > tempN[k] )    //若最大貢獻...
    //超過 temp 雜訊，即以相同量改變補償
    compN[k_max] = compN[k_max]*tempN[k_max] /
max_contrib;
}

for ( k=0 to M-1 ) {    //STEP2 - 每一個別係數...
    totalN = Sum ( W[k, j]*compN[j]; for ( j=0 to M-1 ) );
    if ( N[k] < totalN ) {    //若總貢獻太高...
        compN[k] = compN[k]*N[k] / totalN;    //改變補償
        compOK = False;    //重覆程序
    }
}
}
}
}

```

由於對一給定係數 **j** 而辨別最大貢獻 **max_contrib** 的 for 循環

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

五、發明說明(46)

，不是與前面所討論程式片段一樣地，要檢查整個的頻譜，而是只檢查係數 j 兩側，由 $j-L1$ 至 $j+L2$ 的相鄰係數，不包括係數 j 本身，故此程式的執行，只需較低的計算資源即可。

E. 施行

本發明可以利用廣汎變化的方式加以施行，包括在通用電算系統，或在包括了諸如耦接至與一般通用電算系統中所常見者相似的數位處理器(DSP)電路等的，更為特用的組件等，其中所執行的程式。圖 11 係為可用來施行本發明各種不同要點的一裝置 90 的方塊圖。DSP 係提供電算資源。RAM 93 為系統隨機存取記憶(RAM)。ROM 94 代表諸如唯讀記憶(ROM)等，可供儲存操作裝置 90 所需，並執行本發明各種要點之程式的，一持續性儲存器。I/O 控制 95 代表用以通過通訊通道 96 而接收及發送音頻信號的介面電路。類比至數位轉換器與數位至類比轉換器，可依需要而被包括於 I/O 控制 95 之中，以便接收與/或發送音頻信號。在此實施例之中，所有主要的系統組件，皆是連結至匯流排 91 上，其可能代表著多過一條的實體匯流排；不過，匯流排構造對施行本發明而言並非是必要的。

在採用一通用電算系統來施行本發明的實施例之中，亦可以包括有額外的組件，以便與諸如鍵盤或滑鼠以及顯示器等裝置介面連結，並可供控制具有諸如磁帶或碟片，或一光學介體等儲存介體的儲存裝置。儲存介體可被用來記錄作業系統的指令程式，應用軟體，並可以包括有可執行本發明各種要點的程式之實施例。

實施本發明之各種要點所需要的功能，可以由以廣汎方式製

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

五、發明說明(47)

作的組件加以施行，其包括有離散式邏輯組件(discrete logic components)，一或多種的 ASIC 與/或程式控處理器。此類組件製作的方式對本發明而言並不重要。

本發明的軟體施行，可以利用多種機器可讀取的介體來達成，諸如包含了由超音波至紫外線頻率整個頻譜的基頻或調變之通訊路徑，或包含了該些利用實質上任何磁性或光學記錄技術來傳遞資訊的儲存介體，包括磁帶，磁碟，以及光碟。本發明之各種要點，亦可以在電算系統90的各種組件之中，利用諸如ASIC，通用積體電路，由具體化於各種形式的唯讀記憶(ROM)或RAM，以及其他技術之中的程式所控制的微處理器，等等的處理電路而加以施行。

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

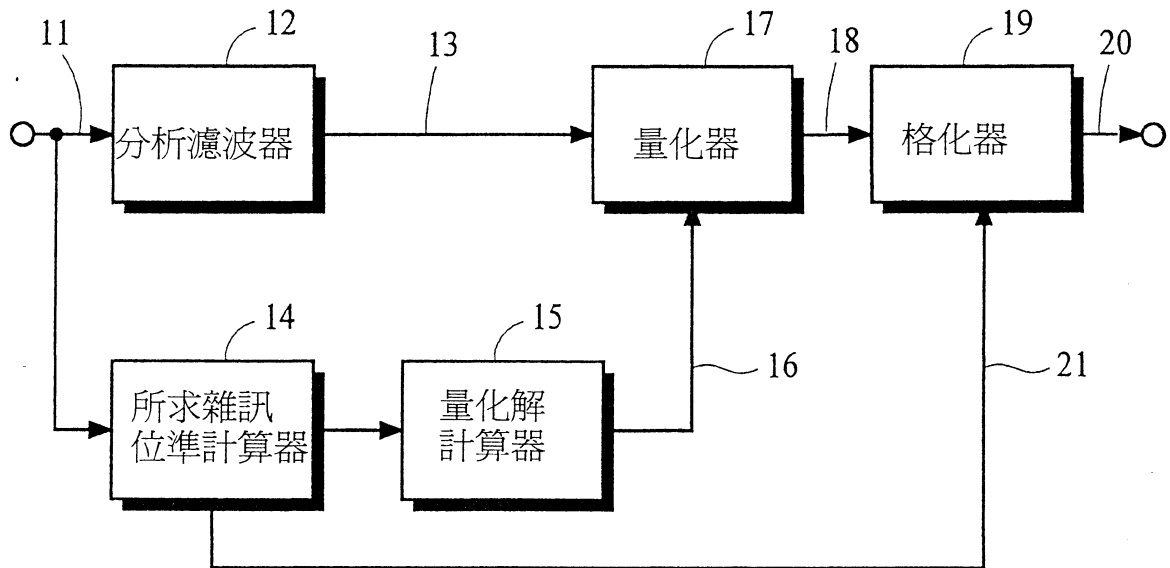


圖1A

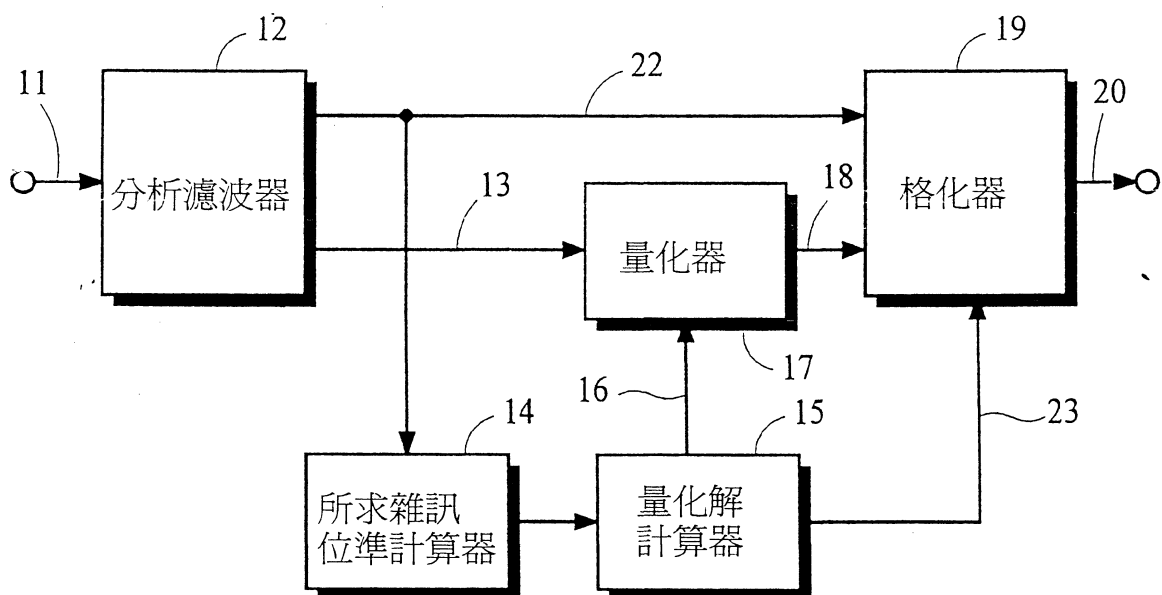


圖1B

+

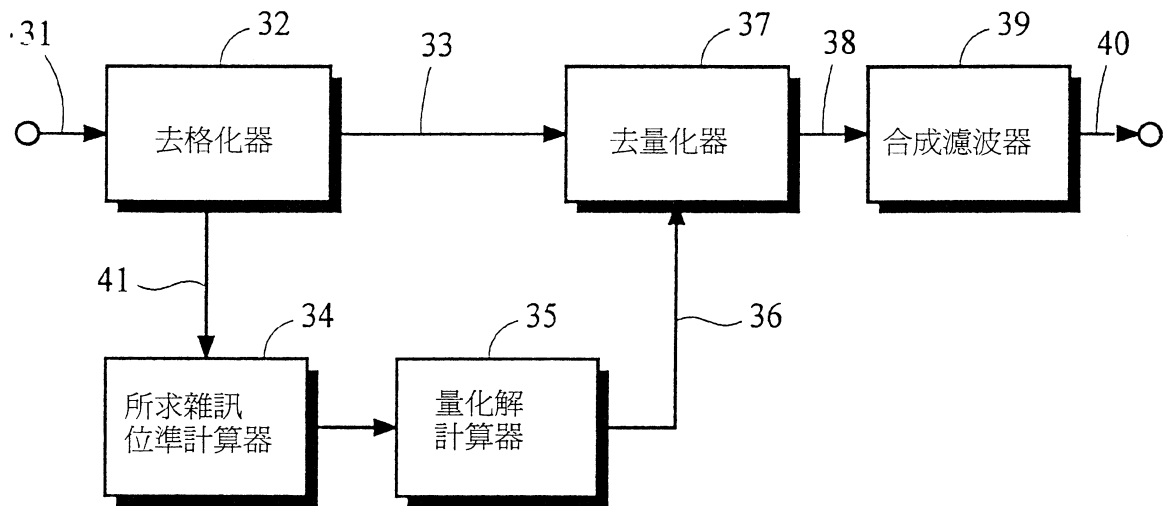


圖2A

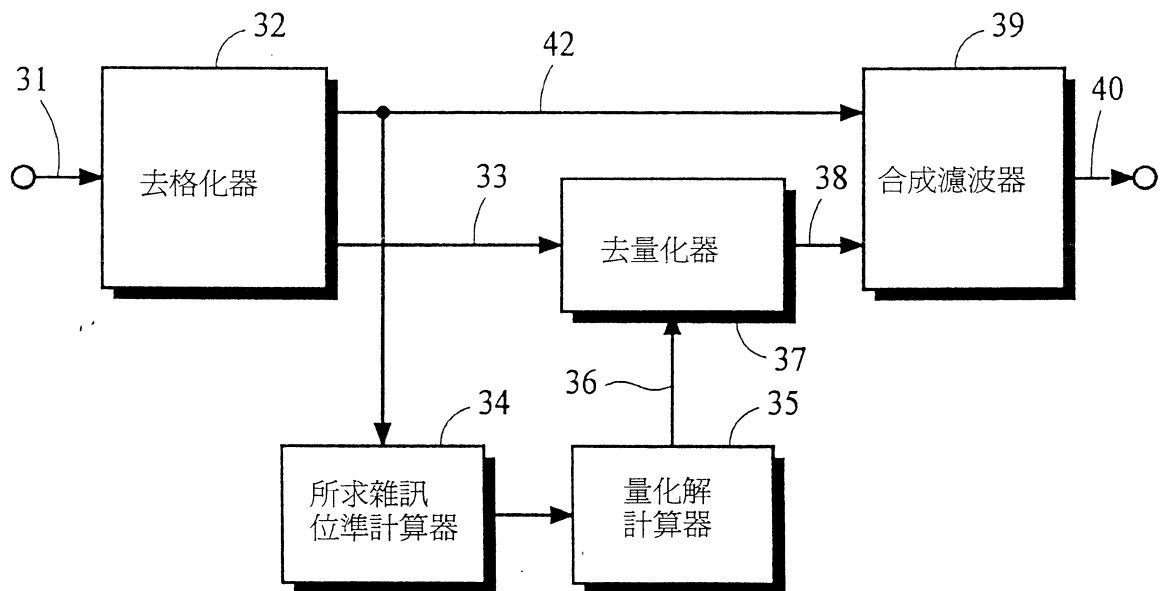


圖2B

+

+

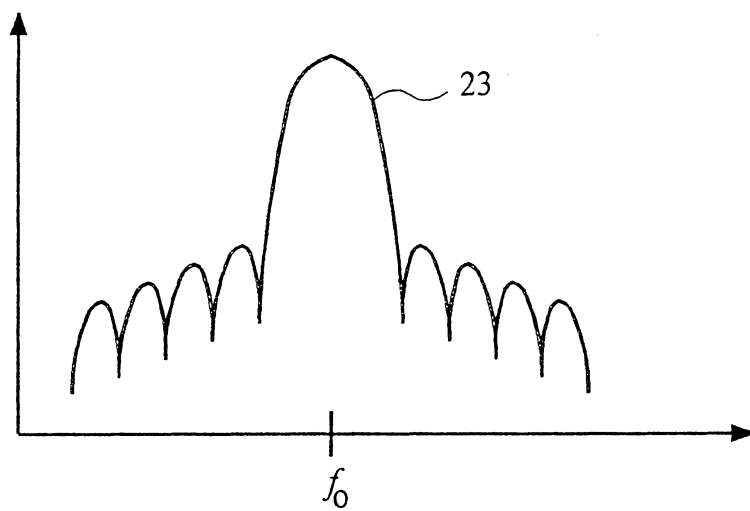


圖3

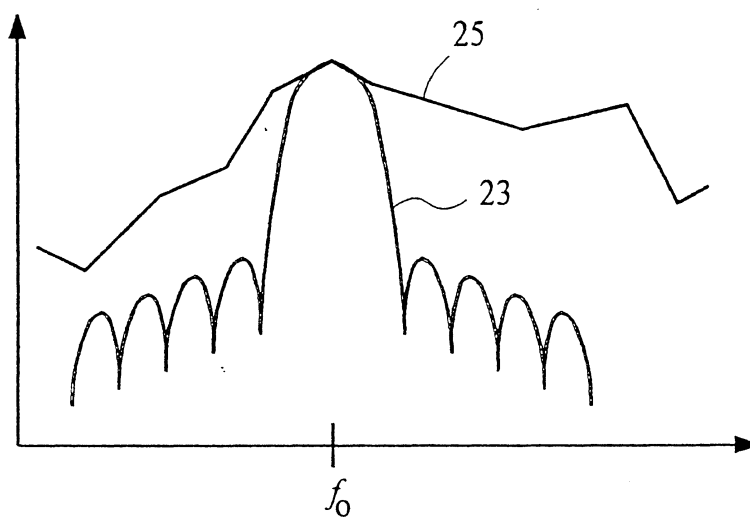


圖4A

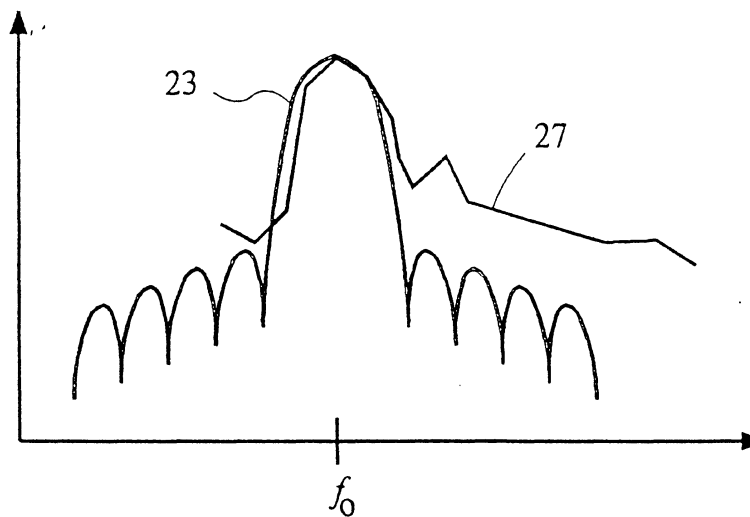


圖4B

+

+

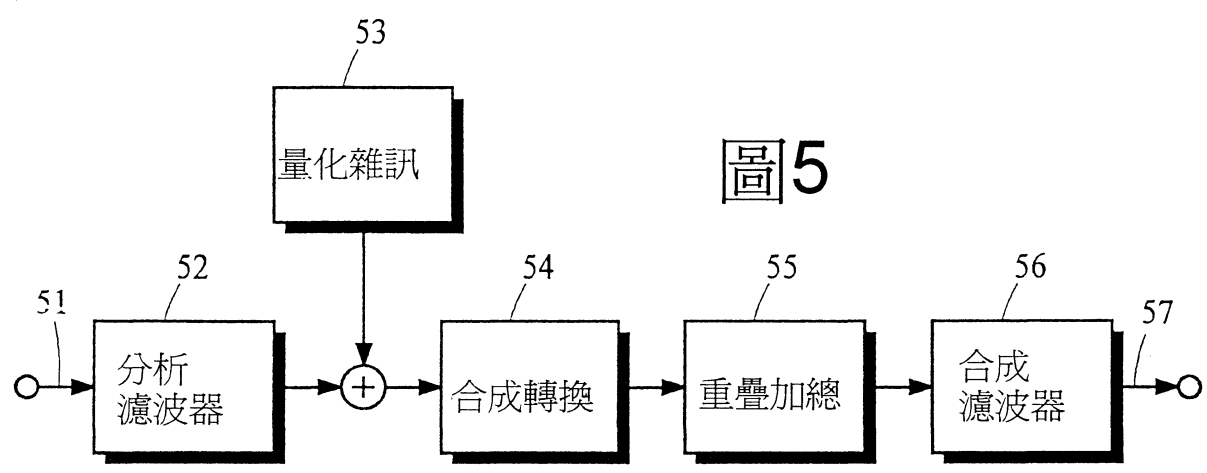


圖5

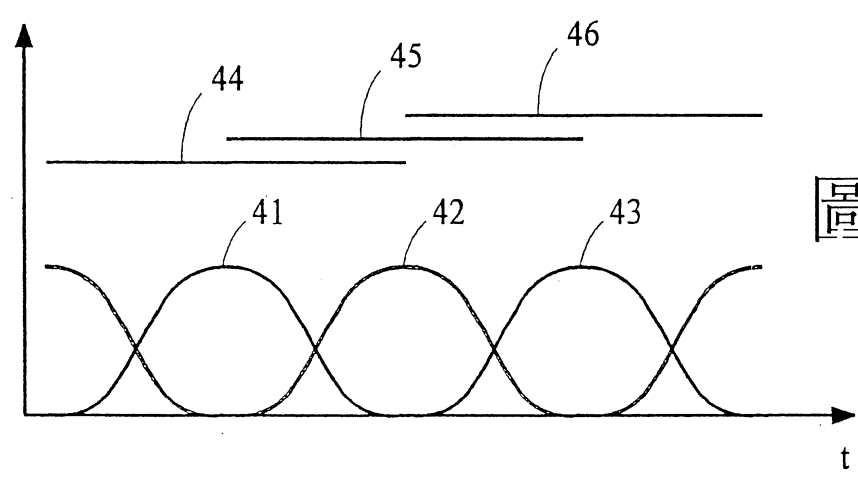


圖6

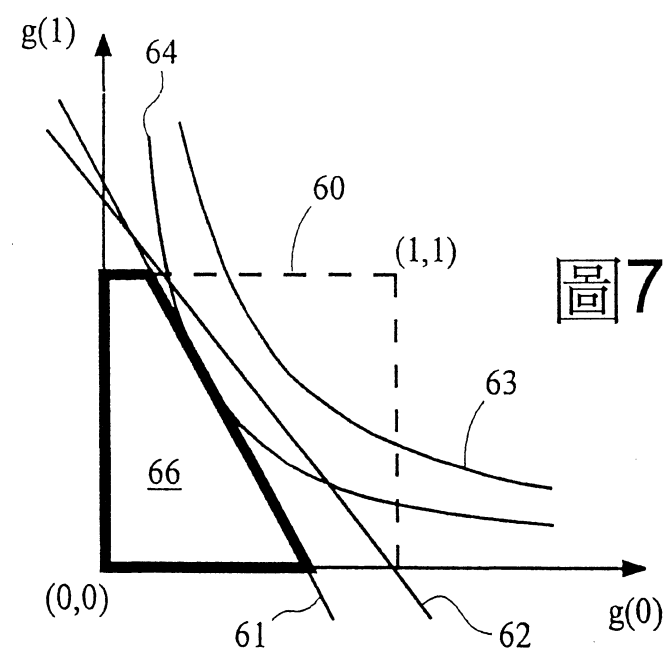


圖7

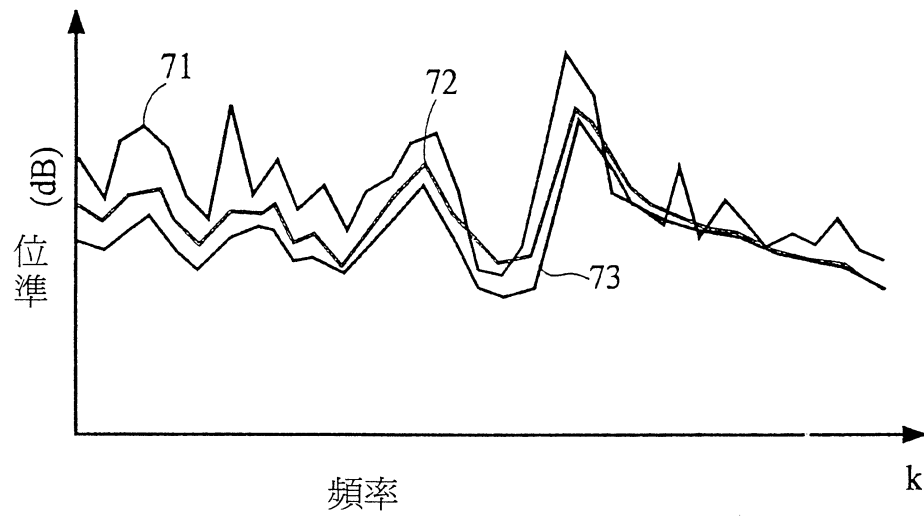


圖8

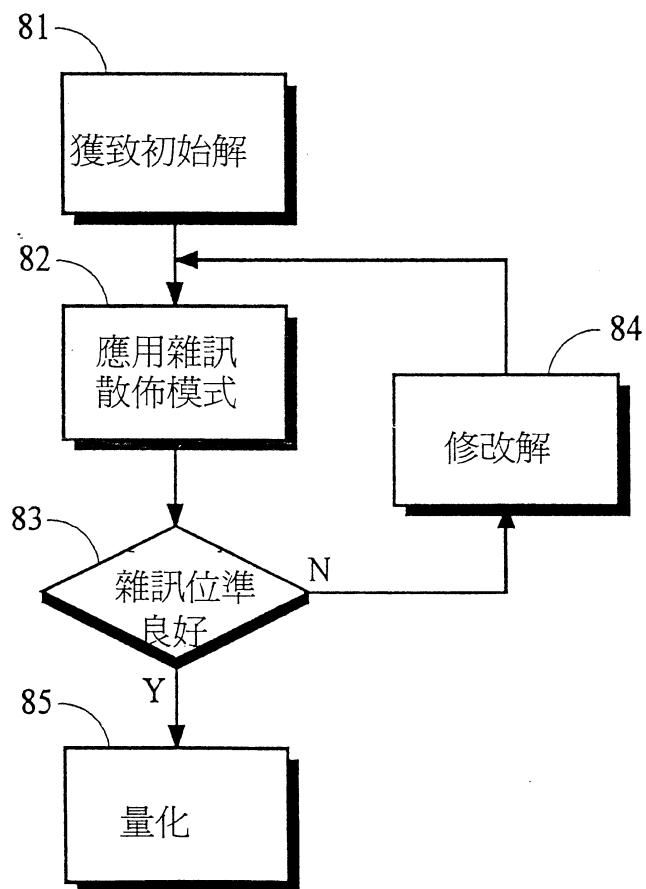


圖9

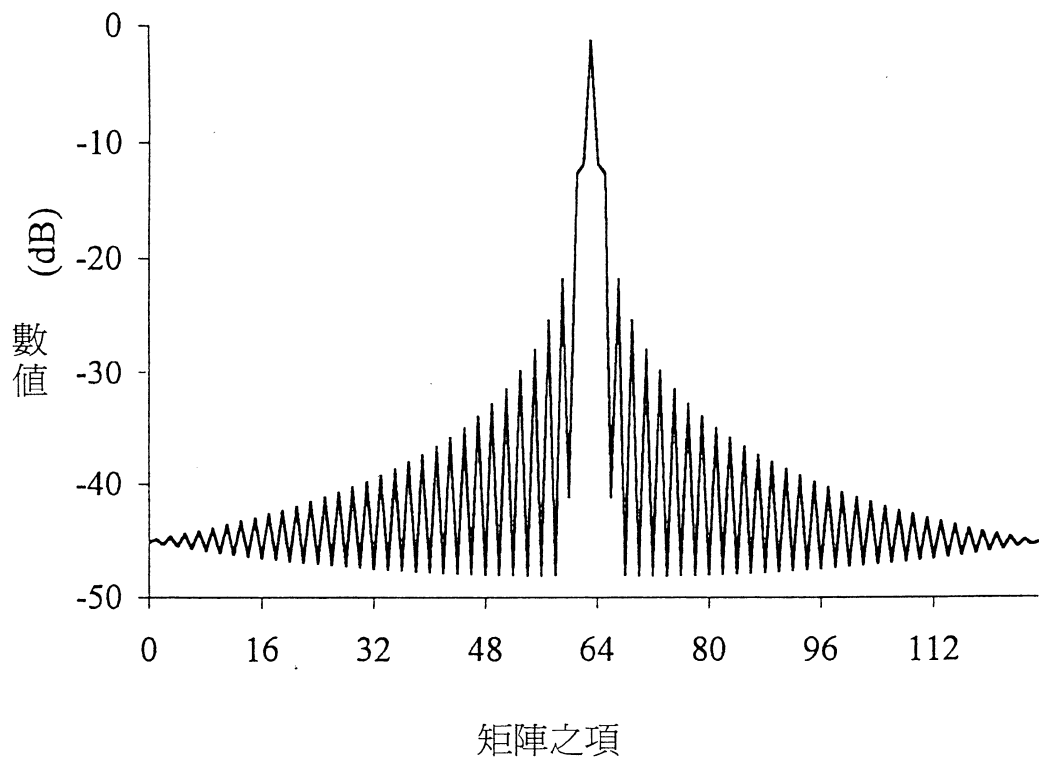


圖10

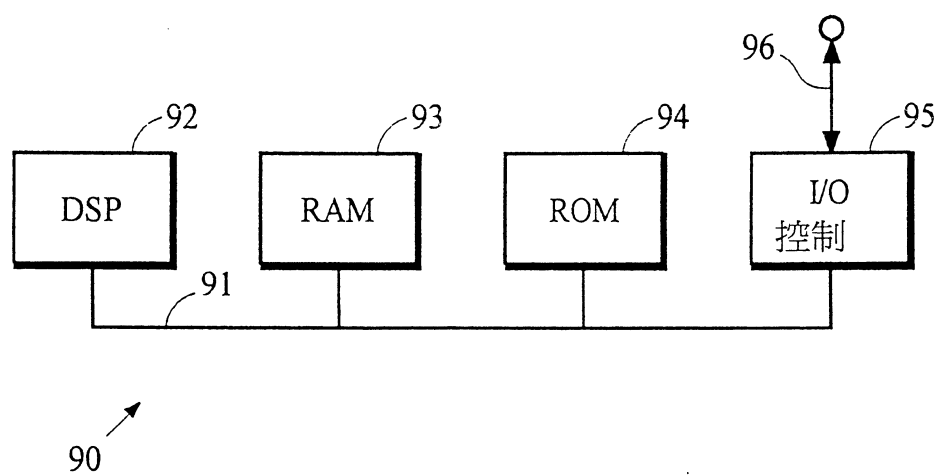
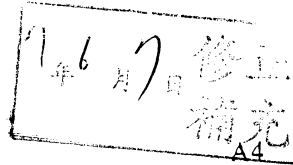


圖11

公告本

申請日期	89.4.11
案 號	89106700
類 別	H04B 1/66



C4

531986

(以上各欄由本局填註)

發明專利說明書

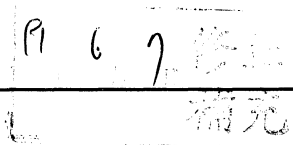
一、發明 名稱	中 文	具合成濾波器雜訊散佈補償的感知性音頻編碼器之量化技術
	英 文	Quantization in Perceptual Audio Coders with Compensation for Synthesis Filter Noise Spreading
二、發明 創作人	姓 名	(1) 艾尼爾·瓦門拉·烏貝 (2) 葛倫特·艾倫·大衛森
	國 籍	(1) 美國 (2) 美國
	住、居所	(1) 美國加州94103三藩市波里洛街100號 (2) 美國加州94103三藩市波里洛街100號
三、申請人	姓 名 (名稱)	美商·杜比實驗室特許公司
	國 籍	美國
	住、居所 (事務所)	美國加州舊金山市帕翠洛街100號
	代 表 人 姓 名	莉莉 S. 鍾

J:\LILY\h06082.doc

裝

訂

線



五、發明說明 ()

元件標號及中英文術語對照表

11 路徑	41、43 曲線／重疊窗口區塊
12 分析濾波器	42 路徑/曲線/重疊窗口區塊
13 路徑	45、46 線
14、34 計算器	51 路徑
15、35 量化解計算器	52、56 分析濾波器
16 路徑	53 量化雜訊
17 量化器	54 合成轉換
18 路徑	55 重疊加總
19 格化器	57 路徑
20 路徑	60 區域
21 路徑	61、62 直線
22 路徑	63、64 雙曲線
23 路徑／主葉	66 空間
25、27 遮蔽臨界值	71 曲線
31 路徑	72、73 曲線／雜訊頻譜
32 去格化器	81-85 步驟
33 路徑	90 裝置／電算系統
36 路徑	91 匯流排
37 去量化器	93 RAM
38 路徑	94 ROM
39 合成濾波器	95 I/O控制
40 路徑	96 通訊通道
Alias	偏別
backward-adaptive	後向適應性
bank of filters	整排的濾波器
BFP, block-floating-point	區塊浮點
bit-allocation process	位元定置程式
component	成份
frequency component	頻譜成份

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

訂

五、發明說明 ()

contributions	貢獻量
conveying	傳遞
convolve	纏疊
cosine-modulated filterbank transforms	餘弦調變濾波器排轉換
cost, compensation cost	成本，補償成本
decimate	十進位化
deformatter	去格化器
dequantizer	去量化器
desired, desired noise level	所求，所求雜訊位準
entropy encoder	熵編碼器
envelop, spectral envelop	波封，頻譜波封
extract	抽取
formatter	格化器
forward-adaptive	前向適應性
framing quantization	框架性量化
gain factor	增益因素
hypercube	雙曲塊
indication	指標
information	資訊
intersect	交織(相交)
inverse block-transform	反區塊轉換
lattice filter	格型濾波器
lossless coding	無損失編碼
MDCT, Modified Discrete Cosine Transform	修訂離散餘弦轉換
medium	媒體
metric function	十進制函數
model	模式
noise	雜訊

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

訂

五、發明說明 ()

noise level	雜訊位準
optimum bit allocation	最佳位元定置
passband	通帶
perceptual coding	感知性編碼，感知型
point of tangency	切線點
polyphase filters	多相濾波器
proposed	提議
psychoacoustic masking	心理性音響遮蔽
quadrilateral	四邊形
quadrature mirror filters	正交鏡映濾波器
quantize	量化
quantization noise	量化雜訊
quantization resolution	量化解
receiver	接收器
reiterative process	重複程序
resolution	解,數學解
quantization resolution	量化解
signal	信號
spectral envelop	頻譜波封
spreading	散佈
stopband	止帶
syntax, programming, language	語律,程式語言語律
syntax	
synthesis window function	合成窗口函數
TDAC, time-domain aliasing	時域偏別消除
Cancellation	
variance (statistics)	方差(統計學)
wavelet transforms	微波轉換
window-weight blocks	窗口加權區塊

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

訂

五、發明說明 ()

縮寫對照表

BTAL	bit allocation	位元定置
DN	desired noise	所求雜訊
DNL	desired noise level	所求雜訊位準
DNLC	desired noise level calculator	所求雜訊位準計算器
ELMN	element,, in matrices	矩陣中之行列項
EMBD	embodiment	實施例
FLTR	filter	濾波器
GF	gain factor	增益因素
NL	noise level	雜訊位準
NZ	noise	雜訊
NZSPD	noise-spreading	雜訊散佈
P C	perceptual encoding	感知性編碼
PTH	path	路徑
QN	quantization noise	量化雜訊
QR	quantization resolution	量化解
QTZ	quantized	量化
QTZR	quantizer	量化器
SBS	subband signal	次頻帶信號
SF	synthesis filter	合成濾波器
SG	signal	信號
SPD	spreading	散佈
TC	transform coefficients	轉換係數

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

訂

91 6 -7 修正
年 月 日
補充A5
B5

四、中文發明摘要(發明之名稱:具合成濾波器雜訊散佈補償的感知性音頻編碼器之量化技術)

許多應用了分析與合成濾波器的感知性分離頻帶編碼系統，皆是假設其由於對分離頻帶信號進行量化而引入的量化雜訊，實質上是與其輸出之中，因對量化分離頻帶信號施用合成濾波器而造成的雜訊相同。通常，由於合成濾波器會修改經量化後之雜訊或使之離散，故這樣的假設並不真確。本發明揭示一種有考量到合成濾波器雜訊散佈因素之最佳位元定置(optimum bit allocation)的理論性架構。在觀念上，尋求最佳位元定置的問題，可以在多維座標空間之中求線性最佳值之問題的方式來表示。依據本發明之理論性架構所導出之簡化程序，利用中等程度的電算資源，便可獲得近似最佳解。

英文發明摘要(發明之名稱:

Quantization in Perceptual Audio Coders with
Compensation for Synthesis Filter Noise Spreading)

Many perceptual split-band coding systems that use analysis and synthesis filters assume the quantization noise introduced by quantizing split-band signals is substantially the same as the noise that results in the output signal obtained by applying the synthesis filters to the quantized split-band signals. In general, this assumption is not true because the synthesis filters modify or spread the quantization noise. A theoretical framework for deriving an optimum bit allocation that accounts for synthesis-filter noise spreading is disclosed. In concept, the problem of finding an optimal bit allocation can be expressed as a linear optimization problem in a multidimensional coordinate space. Simplified processes derived from this theoretical framework are disclosed that can obtain near-optimal solutions using modest computational resources.

J:\CHING\h07v13.doc

(請先閱讀背面之注意事項,項再填寫本頁各欄)

訂

六、申請專利範圍

第89106700號申請案申請專利範圍修正本 91.06.07.

1. 一種用以為量化次頻帶信號建立量化解之方法，該量化次頻帶信號係由施加至一輸入信號之分析濾波器而獲得，其中一為該輸入信號之一複製之輸出信號係欲藉由施加合成濾波器至該等量化次頻帶信號之去量化表示並藉由施加一疊加處理至由該等合成濾波器而獲得之資訊區塊而獲得，該方法包含：

產生一響應於該輸入信號之所欲雜訊頻譜；以及

藉由施加一合成濾波器雜訊散佈模式判定供該等次頻帶信號用之該等量化解，以獲得由該等合成濾波器所獲得之該輸出信號之次頻帶內之估計雜訊位準，其中該合成濾波器雜訊散佈模式表示該等合成濾波器之雜訊散佈特性並說明該疊加處理之效果，且其中該等量化解係判定為可使具有該等估計雜訊位準之該所欲雜訊頻譜之一比較符合一或多個比較標準。

2. 如申請專利範圍第1項所述之方法，其係藉由一將該合成濾波器雜訊散佈模式施加至計劃量化解並藉由一預定數量補償調整該等計劃量化解之處理判定供該等次頻帶信號用之該等量化解。
3. 如申請專利範圍第1項所述之方法，其係藉由一重複處理判定供該等次頻帶信號用之該等量化解，該重複處理係將該合成濾波器雜訊散佈模式施加至計劃量化解、調整該等計劃量化解、並重複至符合該等一或多個比較標準為止。

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

訂

六、申請專利範圍

4. 如申請專利範圍第3項所述之方法，其中該重複處理包含：

辨別一或多個次頻帶信號成份，根據該合成濾波器雜訊散佈模式，其量化貢獻一超過該所欲雜訊頻譜之一對應部份之該等估計雜訊位準的部份；

選擇該次頻帶信號成份，根據該合成濾波器雜訊散佈模式，其量化對超過該所欲雜訊頻譜之該對應部份的該等估計雜訊位準之該部份，提供該最大貢獻；以及

為該選定次頻帶信號成份調整個別計劃量化解。

5. 如申請專利範圍第3項所述之方法，其中該重複處理包含：

辨別一或多個次頻帶信號成份，根據該合成濾波器雜訊散佈模式，其量化貢獻一超過該所欲雜訊頻譜之一對應部份之該等估計雜訊位準的部份；

選擇該次頻帶信號成份，根據該合成濾波器雜訊散佈模式，其量化對超過該所欲雜訊頻譜之該對應部份的該等估計雜訊位準之該部份，提供該最大貢獻；以及

藉由一第一數量增加供該選定次頻帶信號成份用之該計劃量化解，並藉由一小於該第一數量之第二數量增加供鄰近於該選定次頻帶信號成份之一或多個其他次頻帶信號成份用之該計劃量化解。

6. 如申請專利範圍第3項所述之方法，其中該重複處理

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

訂

六、申請專利範圍

包含：

施加該合成濾波器雜訊散佈模式以獲得供個別次頻帶信號成份用之估計個別雜訊貢獻；以及

增加供該等產生超過該所欲雜訊頻譜之估計個別雜訊貢獻之個別次頻帶信號成份用之該計劃量化解。

7. 如申請專利範圍第1項所述之方法，其中該合成濾波器雜訊散佈模式係一可將一個別頻率之合成濾波器輸出雜訊表示為數個頻率之合成濾波器輸入雜訊之一函數之函數。
8. 如申請專利範圍第1項所述之方法，其包含根據該等判定量化解量化該等次頻帶信號，並將該等量化次頻帶信號組合於一編碼信號中。
9. 如申請專利範圍第1項所述之方法，其包含由一編碼信號獲得該等量化次頻帶信號並根據該等判定量化解去量化該等量化次頻帶信號。
10. 一種用以建立供量化次頻帶信號用之量化解之裝置，該等次頻帶信號係由施加至一輸入信號之分析濾波器而獲得，其中一為該輸入信號之一複製之輸出信號係欲藉由施加合成濾波器至該等量化次頻帶信號之去量化表示及藉由施加一疊加處理至由該等合成濾波器獲得之資訊區塊而獲得，該裝置包含：
 - 一接收該輸入信號之輸入端；以及
 - 一或多個耦接至該輸入端之處理電路，用以響應於該輸入信號產生一所欲雜訊頻譜，及用以藉由施加

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

訂

六、申請專利範圍

一合成濾波器雜訊散佈模式以獲得由該等合成濾波器獲得之該輸出信號次頻帶內之估計雜訊位準判定供該等次頻帶信號用之該等量化解，其中該合成濾波器雜訊散佈模式係表示該等合成濾波器之雜訊散佈特性，並說明該疊加處理之效果，且其中該等量化解係判定為可使具有該等估計雜訊位準之該所欲雜訊頻譜之一比較符合一或多個比較標準。

11. 如申請專利範圍第10項所述之裝置，其中該等一或多個處理電路係藉由實施一將該合成濾波器雜訊散佈模式施加至計劃量化解且藉由一預定數量補償調整該等計劃量化解之處理判定供該等次頻帶信號用之該等量化解。
12. 如申請專利範圍第10項所述之裝置，其中該等一或多個處理電路係藉由實施一重複處理判定供該等此頻帶信號用之該等量化解，該重複處理將該合成濾波器雜訊散佈模式施加至計劃量化解、調整該等計劃量化解、及重複直至符合該等一或多個比較標準為止。
13. 如申請專利範圍第12項所述之裝置，其中該重複處理包含：

辨別一或多個次頻帶信號成份，根據該合成濾波器雜訊散佈模式，其量化貢獻一超過該所欲雜訊頻譜之一對應部份之該等估計雜訊位準的部份；

選擇該次頻帶信號成份，根據該合成濾波器雜訊散佈模式，其量化對超過該所欲雜訊頻譜之該對應部

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

訂

六、申請專利範圍

份的該等估計雜訊位準之該部份，提供該最大貢獻；
以及

為該選定次頻帶信號成份調整個別計劃量化解。

14. 如申請專利範圍第12項所述之裝置，其中該重複處理包含：

辨別一或多個次頻帶信號成份，根據該合成濾波器雜訊散佈模式，其量化貢獻一超過該所欲雜訊頻譜之一對應部份之該等估計雜訊位準的部份；

選擇該次頻帶信號成份，根據該合成濾波器雜訊散佈模式，其量化對超過該所欲雜訊頻譜之該對應部份的該等估計雜訊位準之該部份，提供該最大貢獻；
以及

藉由一第一數量增加供該選定次頻帶信號成份用之該計劃量化解，並藉由一小於該第一數量之第二數量增加供鄰近於該選定次頻帶信號成份之一或多個其他次頻帶信號成份用之該計劃量化解。

15. 如申請專利範圍第12項所述之裝置，其中該重複處理包含：

施加該合成濾波器雜訊散佈模式以獲得供個別次頻帶信號成份用之估計個別雜訊貢獻；以及

增加供該等產生超過該所欲雜訊頻譜之估計個別雜訊貢獻之個別次頻帶信號成份用之該計劃量化解。

16. 如申請專利範圍第10項所述之裝置，其中該等一或多個處理電路施加該合成濾波器雜訊散佈模式，該合成

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

訂

六、申請專利範圍

濾波器雜訊散佈模式係一可將一個別頻率之合成濾波器輸出雜訊表示為數個頻率之合成濾波器輸入雜訊之一函數之函數。

17. 如申請專利範圍第10項所述之裝置，其中該等一或多個處理電路係依據該等判定量化解量化該等次頻帶信號並將該等量化次頻帶信號組合於一編碼信號內而產生該輸入信號之一編碼表示。
18. 如申請專利範圍第10項所述之裝置，其中該等一或多個處理電路係藉由擷取自該編碼信號獲得之該等量化次頻帶信號及根據該等判定量化解去量化該等量化次頻帶信號而解碼一傳送該等量化次頻帶信號之編碼信號。
19. 一種接收器，其可接收及解碼一傳送編碼資訊之信號，及藉由施加合成濾波器至次頻帶信號之量化成份之去量化表示與藉由施加一疊加處理至由該等合成濾波器獲得之資訊區塊產生一輸出信號，其中該編碼資訊包含：
 - (1)表示藉由一施加分析濾波器至一輸入信號之編碼器所產生之次頻帶信號之該等量化成份的信號資訊；以及
 - (2)表示該等量化次頻帶信號成份之量化解之控制資訊，其中該等量化解係於該編碼器中以下列步驟判定：
 - (a)響應於該輸入信號產生一所欲雜訊頻譜；以

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

訂

六、申請專利範圍

及

(b)施加一合成濾波器雜訊散佈模式以獲得由合成濾波器所獲得之一輸出信號之次頻帶內之估計雜訊位準，其中該合成濾波器雜訊散佈模式係表示該等合成濾波器及該疊加處理之雜訊散佈特性，且其中該等量化解係判定為可使具有該等估計雜訊位準之該所欲雜訊頻譜之一比較符合一或多個比較標準；

且其中該接收器包含：

- (1)一耦接至傳送該編碼資訊之該信號之輸入；
- (2)一或多個耦接至該輸入之處理電路，其

(a)由該編碼資訊擷取該信號資訊與該控制資訊，並由其中獲得該等量化次頻帶信號成份與該等量化次頻帶信號成份之該等量化解；

(b)根據該等量化解去量化該等量化次頻帶信號成份以獲得該等去量化次頻帶信號；以及

(c)施加該等合成濾波器至該等去量化次頻帶信號並施加該疊加處理至由該等合成濾波器獲得之資訊區塊以產生一輸出信號，其中該等次頻帶信號內之量化雜訊係由該等合成濾波器加以散佈，以於該輸出信號之次頻帶內產生實質上符合該等一或多個具有該所欲雜訊頻譜之比較標準的雜訊位準；以及

- (3)一耦接至該等一或多個處理電路傳送該輸出信號

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

訂

六、申請專利範圍

之輸出。

20. 如申請專利範圍第19項所述之接收器，其中該等一或多個比較標準係該輸出信號之次頻帶中由該所欲雜訊頻譜偏移實質上為常數之數量之雜訊位準。
21. 一種傳送編碼資訊之媒體，其中該編碼資訊係欲藉由施加合成濾波器至次頻帶信號之量化成份之去量化解及藉由施加一疊加處理至由該等合成濾波器獲得之資訊區塊而解碼，其中該編碼資訊包含：
- (1)表示藉由施加分析濾波器至一輸入信號所產生之次頻帶信號之該等量化成份之信號資訊；以及
 - (2)表示該等量化次頻帶信號成份之量化解之控制資訊，其中該等量化解係以下列步驟判定：
 - (a)響應於該輸入信號產生一所欲雜訊頻譜；以及
 - (b)施加一合成濾波器雜訊散佈模式以獲得由合成濾波器所獲得之一輸出信號之次頻帶內之估計雜訊位準，其中該合成濾波器雜訊散佈模式表示該等合成濾波器之雜訊佈特性並說明該疊加處理之效果，且其中該等量化解係判定為可使具有該等估計雜訊位準之該所欲雜訊頻譜之一比較符合一或多個比較標準。
22. 如申請專利範圍第21項所述之媒體，其中該等一或多個比較標準係該輸出信號之次頻帶中由該所欲雜訊頻譜偏移實質上為常數之數量之雜訊位準。

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

訂

六、申請專利範圍

23. 一種可儲存一指令程式並可由一裝置讀取之媒體，其係可由該裝置讀取並儲存供該裝置執行之該指令程式以實施一用以建立供由施加至一輸入信號之分析濾波器所獲得之量化次頻帶信號用的量化解的方法，其中一為該輸入信號之一複製之輸出信號係欲藉由施加合成濾波器至該等量化次頻帶信號之去量化解並藉由施加一疊加處理至由該等合成濾波器所獲得之資訊區塊而獲得，而該程式所實施之該方法的步驟包含有：

產生一響應於該輸入信號之所欲雜訊頻譜；以及

藉由施加一合成濾波器雜訊散佈模式判定供該等次頻帶信號用之該等量化解，以獲得由該等合成濾波器所獲得之該輸出信號之次頻帶內之估計雜訊位準，其中該合成濾波器雜訊散佈模式表示該等合成濾波器之雜訊散佈特性並說明該疊加處理之效果，且其中該等量化解係判定為可使具有該等估計雜訊位準之該所欲雜訊頻譜之一比較符合一或多個比較標準。

24. 如申請專利範圍第23項所述之媒體，其係藉由一將該合成濾波器雜訊散佈模式施加至計劃量化解並藉由一預定數量補償調整該等計劃量化解之處理判定供該等次頻帶信號用之該等量化解。
25. 如申請專利範圍第23項所述之媒體，其係藉由一重複處理判定供該等次頻帶信號用之該等量化解，該重複處理係將該合成濾波器雜訊散佈模式施加至計劃量化解、調整該等計劃量化解、並重複至符合該等一或多

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

訂

六、申請專利範圍

個比較標準為止。

26. 如申請專利範圍第25項所述之媒體，其中該重複處理包含：

辨別一或多個次頻帶信號成份，根據該合成濾波器雜訊散佈模式，其量化貢獻一超過該所欲雜訊頻譜之一對應部份之該等估計雜訊位準的部份；

選擇該次頻帶信號成份，根據該合成濾波器雜訊散佈模式，其量化對超過該所欲雜訊頻譜之該對應部份的該等估計雜訊位準之該部份，提供該最大貢獻；
以及

為該選定次頻帶信號成份調整個別計劃量化解。

27. 如申請專利範圍第25項所述之媒體，其中該重複處理包含：

辨別一或多個次頻帶信號成份，根據該合成濾波器雜訊散佈模式，其量化貢獻一超過該所欲雜訊頻譜之一對應部份之該等估計雜訊位準的部份；

選擇該次頻帶信號成份，根據該合成濾波器雜訊散佈模式，其量化對超過該所欲雜訊頻譜之該對應部份的該等估計雜訊位準之該部份，提供該最大貢獻；
以及

藉由一第一數量增加供該選定次頻帶信號成份用之該計劃量化解，並藉由一小於該第一數量之第二數量增加供鄰近於該選定次頻帶信號成份之一或多個其他次頻帶信號成份用之該計劃量化解。

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

訂

六、申請專利範圍

28. 如申請專利範圍第25項所述之媒體，其中該重複處理包含：

施加該合成濾波器雜訊散佈模式以獲得供個別次頻帶信號成份用之估計個別雜訊貢獻；以及

增加供該等產生超過該所欲雜訊頻譜之估計個別雜訊貢獻之個別次頻帶信號成份用之該計劃量化解。

29. 如申請專利範圍第23項所述之媒體，其中該合成濾波器雜訊散佈模式係一可將一個別頻率之合成濾波器輸出雜訊表示為數個頻率之合成濾波器輸入雜訊之一函數之函數。

30. 如申請專利範圍第23項所述之媒體，其中該方法包含根據該等判定量化解量化該等次頻帶信號，並將該等量化次頻帶信號組合於一編碼信號中。

31. 如申請專利範圍第23項所述之媒體，其中該方法包含由一編碼信號獲得該等量化次頻帶信號並根據該等判定量化解去量化該等量化次頻帶信號。

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

訂