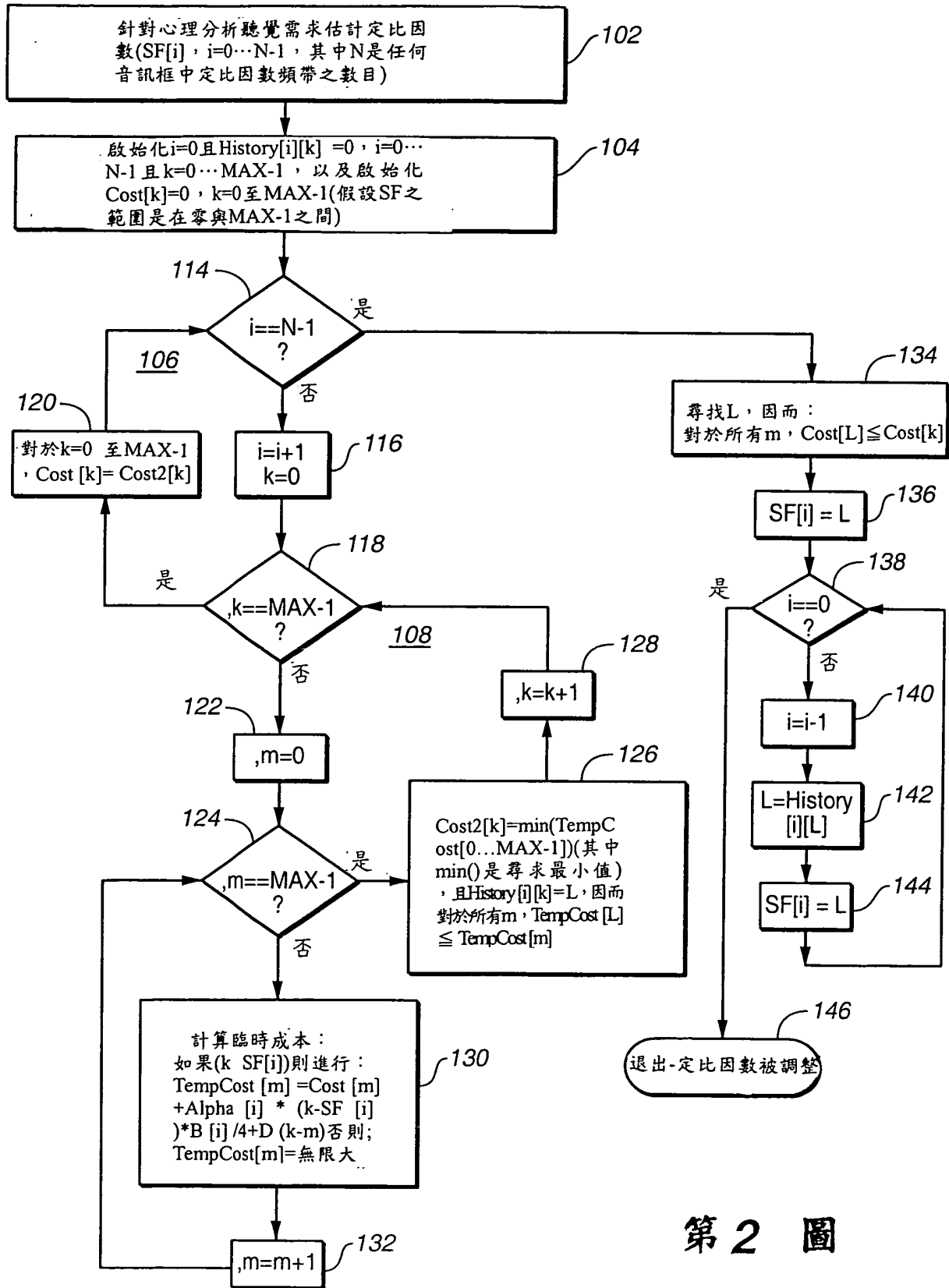
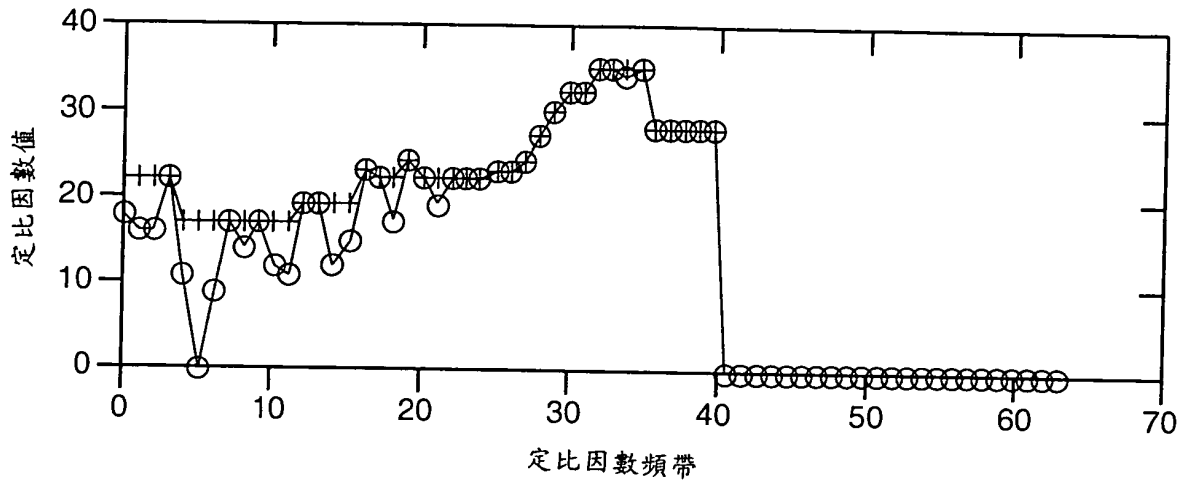


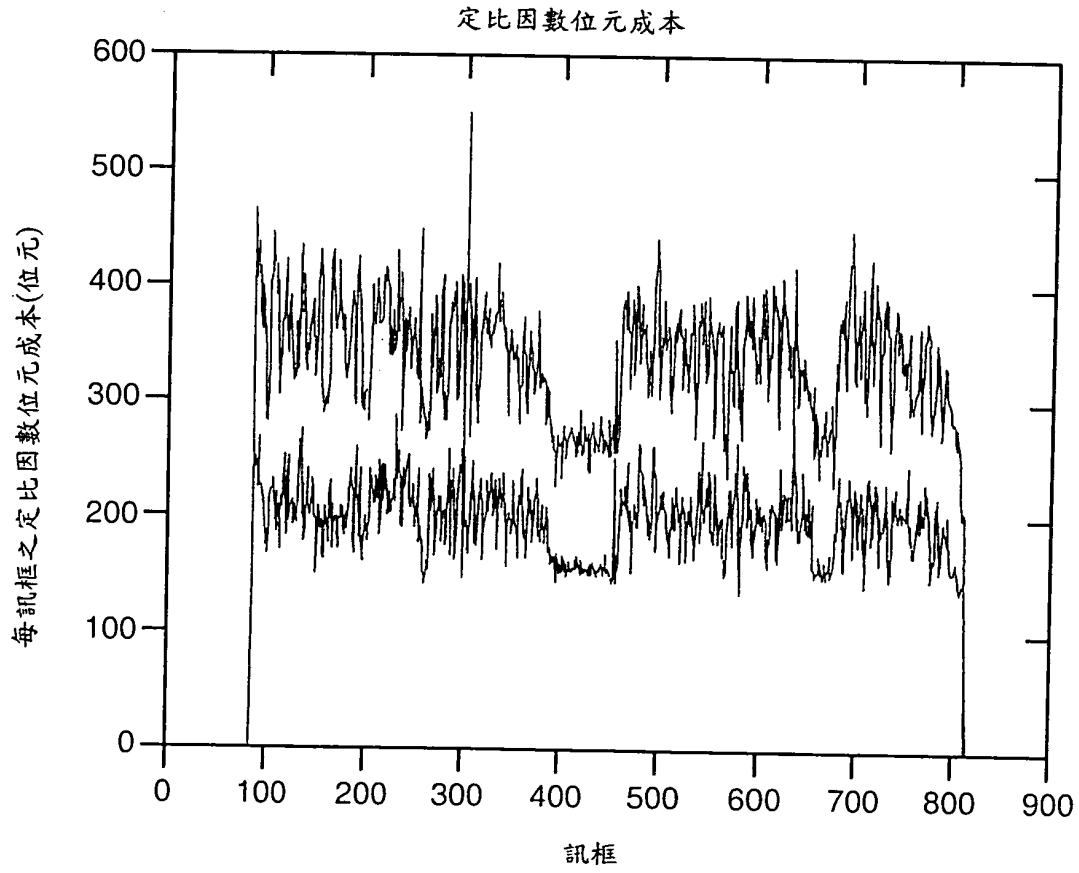
第 1 圖



第 2 圖



第 3 圖



第 4 圖

年 月 日修正頁  
99 4 08

公告本

# 發明專利說明書

(本說明書格式、順序及粗體字，請勿任意更動，※記號部分請勿填寫)

※ 申請案號：92135218

※ 申請日期：92.12.12

※IPC 分類：H03M 1/30 (2006.01)

## 壹、發明名稱：(中文/英文)

利用格式後處理技術來減少 MPEG-2 高階音訊編碼之調整因數傳輸成本的技術  
Reducing Scale Factor Transmission Cost for MPEG-2 Advanced Audio Coding (AAC)  
Using a Lattice Based Post Processing Technique

## 貳、申請人：(共 1 人)

姓名或名稱：(中文/英文)

杜比實驗室特許公司 / Dolby Laboratories Licensing Corporation

代表人：(中文/英文)

夏默 艾都亞德 A. / SCHUMMER, Eduard A.

住居所或營業所地址：(中文/英文)

美國加州舊金山市帕翠洛街 100 號

100 Potrero Avenue, San Francisco, California 94103, U.S.A.

國 籍：(中文/英文)

美國 / U.S.A.

## 參、發明人：(共 1 人)

姓 名：(中文/英文)

維頓 馬克 S. / VINTON, Mark Stuart

住居所地址：(中文/英文)

美國加州舊金山市帕翠洛街 100 號

100 Potrero Avenue, San Francisco, California 94103, U.S.A.

國 籍：(中文/英文)

紐西蘭 / New Zealand

99年4月8日修正增換頁

**肆、聲明事項：**

本案係符合專利法第二十條第一項  第一款但書或  第二款但書規定之期間，其日期為： 年 月 日。

◎本案申請前已向下列國家（地區）申請專利  主張國際優先權：

【格式請依：受理國家（地區）；申請日；申請案號數 順序註記】

1. 美國；2003,01,02；10/336,637

2.

3.

4.

5.

主張國內優先權（專利法第二十五條之一）：

【格式請依：申請日；申請案號數 順序註記】

1.

2.

主張專利法第二十六條微生物：

國內微生物 【格式請依：寄存機構；日期；號碼 順序註記】

國外微生物 【格式請依：寄存國名；機構；日期；號碼 順序註記】

熟習該項技術者易於獲得，不須寄存。

## 玖、發明說明：

### 【發明所屬之技術領域】

#### 發明領域

典型的轉換和濾波器庫音訊編碼技術，例如，MPEG-1  
5 第1至3層，杜比(Dolby)AC-3(也習知為杜比數位)(杜比，杜  
比數位和杜比AC-3是杜比實驗室特許法人之商標)，以及  
MPEG-2高階音訊編碼(AAC)利用動態地分配位元於時間  
和頻率兩者中以移除音訊信號中聽不見的冗餘部份而減低  
10 傳輸資料率。動態的位元分配一般是依據信號相關之心理  
分析聽覺的原理。杜比AC-3之進一步細節可以被發現於數  
位音訊壓縮(AC-3)標準中。其於1994年11月10日被認可。  
於1995年4月12日添加之(Rev1)附錄A。於1995年5月24日添  
加之(Rev2)13勘誤表。於1995年12月20日添加之(Rev3)附錄  
B和C。AAC之進一步細節可以被發現於Bosi等人之  
15 “SO/IEC MPEG-2音訊編碼”獻中，於1996年11月8-11日洛杉  
磯音訊工程師協會第101次集會發表之4382冊)。

### 【先前技術】

#### 發明背景

於AAC中，位元分配使用被包含於位元流中之調整因  
20 數和廣域增益參數而被達成。使用習知如時間領域膺頻消  
除(TDAC)之所習知的修正式離散餘弦轉換(MDCT)而被轉  
換之音訊頻譜，被分割成為大約一半主要頻寬之頻帶並且  
調整因數倍數地被施加。(參看Princen等人1986年10月發表  
之“依據時間領域膺頻消除之分析/合成濾波器庫設計”

，發表於IEEE 期刊，音訊、語音、信號處理，Vol. ASSP-34  
，第1153-1161頁)。調整因數和廣域增益共同地代表1.5dB  
級距或者大約四分之一位元增量之位元分配(精確的位元  
分配取決於音訊信號的隨機特性而被達成並且利用配合於  
5 AAC中之非線性量化器而進一步地被複雜化)。增加一頻帶  
中之調整因數利用分配更多位元至該頻帶而有效地減低那  
頻帶中之量化雜訊。相反地，減少調整因數因減低被分配  
至其之位元而增加一特定頻帶中之量化雜訊。

因為AAC是一組前向適應式音訊編碼系統，調整因數  
10 被傳遞至解碼器。這利用差分式編碼調整因數且接著以  
Huffman碼編碼該差量而被達成。以AAC標準定義之  
Huffman碼使得從頻帶至頻帶的調整因數參數大變化導致  
可用位元以側資訊形式之超量消耗，其使調整因數推導複  
雜化，如下部份之說明。

#### 15 調整因數計算

由於利用改變調整因數得到之雜訊分配的不確定性和  
非線性量化器級之使用，計算AAC編碼器中之調整因數是  
非常不易的。兩種技術普遍地被使用於AAC中以計算調整  
因數，亦即，合成分析和直接從遮罩模式估計，其被說明  
20 於下。雖然調整因數之選擇可以是任意，在標準強加的一  
些限制之內，這兩種技術是最為習知的。

#### 使用合成分析之調整因數計算

使用合成分析之調整因數計算，其使用兩組相互套疊  
迴路而被達成，一組可反應於量化和位元計數的內部迴路

以及外方迴路，其分析內部迴路的結果並且因此修改調整因數。

內部迴路修改被包含於AAC位元流中之廣域增益參數以確保被使用以編碼之音訊頻譜位元數目是不多於可用的位元數目。廣域增益被設定為一組啟始值並且頻譜被量化。被使用之位元數目接著被計算。如果被使用之位元數目是較大於可用的位元數目，則廣域增益被增強且頻譜再次被量化並且被使用的位元數目重新被計算。這處理程序重複直至被使用之位元數目是較小於可用的位元數目為止。

10 內部迴路通常被稱為"位元率迴路"，因為其控制編碼位元率。

外方迴路分析利用內部迴路達成之結果並且修改調整因數，因而，各頻帶中之量化雜訊儘可能地接近符合心理分析聽覺的需要。外方迴路利用將所有調整因數被設定為零而開始且內部迴路被呼叫將該頻譜予以量化。各頻帶中之失真(量化雜訊)接著被計算並且被比較至利用心理分析聽覺模式被計算的各頻帶之雜訊需求。如果於任何頻帶中之失真是較大於利用心理分析聽覺模式被計算之可允許的失真，則供用於頻帶之調整因數被增量。內部迴路再次地被要求調整調整因數並且處理程序重複直至(1)所有頻帶中的失真是較小於利用心理分析聽覺的模式被計算的遮罩標準，或者(2)所有的調整因數已被增強為止。

15

20

合成分析技術遭遇許多問題；首先，此技術是極端地複雜，所以不適合複雜性受限制之應用。更進一步地，上

99年4月8日

述雙重迴路處理並不保證收斂於最佳解決辦法上；但是，在較高的資料率上其產生傑出的結果。

#### 於遮罩位準之調整因數估計

假定，利用於頻帶中增加一單位之調整因數將導致在該頻帶量化失真中減少1.5dB(信號雜訊比增加)(廣域增益和調整因數皆以1.5dB級距被量化)，則調整因數可直接從遮罩模式被導出，如所說明之“增強效率之MPEG-2 AAC編碼”其於2001年9月21-24日出現於紐約第111次會議由Smithers等人發表之音訊工程師協會協定文件中。對於這技術，調整因數首先從遮罩模式直接地被計算，例如，藉由使用下面設定之方程式1的表示，其中 $s_i$ 是第 $i$ 頻帶之調整因數並且 $m_i$ 是利用心理分析聽覺模式被計算的第 $i$ 頻帶中之遮罩位準。

$$S_i = -\frac{2}{\log_{10}(2)} \cdot \log_{10}(m_i) \quad (\text{EQN.1})$$

頻譜接著使用先前部份說明的內部迴路(或者位元率迴路)而被量化，因此排除高複雜性之外方迴路的需求。雖然這技術是較先前部份說明的合成分析技術更簡單，並且因此適合於複雜性受限制之系統，由遮罩模式之調整因數計算產生調整因數，比較於利用兩組迴路合成分析技術所被產生者，該等調整因數具有從頻帶至頻帶的較高變化。因為該等調整因數差分地被編碼並且接著以Huffman碼被編碼(較大之差量暗示較長的Huffman編碼字元)，調整因數中之高變化意指傳輸調整因數之位元成本是非常高，其降

低遮罩位準技術之調整因數估計性能。

## 【發明內容】

### 發明概要

本發明是針對採用適應式位元分配而減低知覺音訊編碼器總位元成本之方法，其中音訊信號的時間領域表示被分割成為連續的時間區塊，各時間區塊被分割成為頻帶，並且一組調整因數被指定至該等頻帶之各組，其中代表各區塊所需的位元數目隨著調整因數值增加和調整因數值中之頻帶至頻帶變化增加而增加。供用於該等頻帶之各組的一組初步調整因數被決定，並且供用於該等頻帶之各組的調整因數被最佳化，該最佳化包含增加調整因數值使較大於供用於該等頻帶之一組或者多組的初步調整因數值，因而該增加的位元成本中之增加是相同或者較小於因為自該等頻帶之一組或者多組調整因數的增加所產生之調整因數值中的頻帶至頻帶變化之減少而產生之位元成本的減少。

上述用以計算AAC中之調整因數的兩種技術皆不明確地考慮傳輸調整因數至解碼器之成本。尤其是，較簡單之直接地推導技術可允許調整因數傳輸成本超過供音訊傳輸之可用總資料位元率的10%(於立體聲效材料之128kbp)，因此降低解碼性能。為對付這問題，本發明採用一組動態規劃最佳化技術，其包含，例如，一組格子結構和一組Viterbi搜尋演算法，以減低於AAC中傳輸調整因數資訊(MPEG-2/4高階音訊編碼)之位元成本。本發明最小化成本函數，其相對於從初步調整因數計算技術導出的初值移動調整因數之

成本而折衷傳輸調整因數之成本。尤其是，比較其他調整因數而具有較低值的調整因數可以被移位至較高值，以便減低從一組調整因數頻帶至下一組調整因數值中的變化限度。雖然調整因數值中之增加導致更多被指定至調整因數

5 頻帶的位元，其具有一種減低調整因數值中頻帶至頻帶變化程度的總位元節省，因為由頻帶至頻帶之差量以Huffman碼被編碼，因而數碼長度隨著增加之頻帶至頻帶變化而增加。總位元節省使量化器有更多可用的位元，以供用於指定至調整因數頻帶(除了那些為減低頻帶至頻帶變化而被

10 增強的調整因數值之外)，因而導致知覺音訊品質之改進。

雖然本發明可應用於AAC形式中，其於量化器中採用兩組相互套疊迴路以推導出初步調整因數，內部套疊迴路和外方套疊迴路兩者(如上述列舉之Bosi等人的報告說明)，當被採用於AAC形式中時，本發明尤其是有利的，其中

15 計算量化器誤差並且使用合成分析而推導出的調整因數之外方迴路被省略，並且初步調整因數使用藉由AAC編碼器的知覺模式部分所導出之遮罩臨限而被估計。此被修改之AAC形式被說明於上述Smithers等人之協定文章中。依據本發明之動態規劃技術與被省略之外方迴路相比較，其於計

20 算上顯著地較不複雜，但導致被編碼信號具有如同藉著採用兩組相互套疊迴路之AAC編碼器被產生之編碼信號大致相同的品質。

#### 圖式簡單說明

第1圖是依據本發明包含動態規劃調整因數最佳化之

編碼處理程序的功能分解方塊圖。

第2圖是一組簡化流程圖，其展示最好是於本發明中被採用型式之位元成本方程式的Viterbi搜尋演算法之應用。

第3圖是針對由直接調整因數估計技術產生之初步調整因數以及依據本發明由位元成本最佳化產生之被調整的調整因數情況之調整因數值對於調整因數頻帶範例之圖形。

第4圖是指示由直接調整因數估計技術產生之每訊框的調整因數位元成本和依據本發明由位元成本最佳化產生之被調整的調整因數波形範例之圖形。

## 10 【實施方式】

較佳實施例之詳細說明

第1圖展示依據本發明之包含動態規劃調整因數最佳化之AAC編碼處理的簡單、高階之分解圖。圖形展示依據本發明之調整因數最佳化結合來自上述遮罩模式資訊之直接調整因數估計。雖然其他的調整因數推導技術可以使用本發明這技術被改進，但本發明是特別地適合使用於這直接估計技術。

於第1圖中，輸入音訊使用MDCT 2被轉換，隨後是預處理4(例如，用於立體聲效應用之時域雜訊整形(TNS)、預測和中間-側編碼(MS))。該輸入同時也被傳送至心理分析聽覺模式6，其計算遮罩位階。如上面之說明，遮罩模式直接地被使用以計算各頻帶之調整因數(“調整因數計算”8)。雖然利用這技術導出之初步調整因數相當接近於心理分析聽覺需求，調整因數值中之高頻帶至頻帶變化導致高傳輸

成本。為最小化這成本，依據本發明之調整因數最佳化10，於他們應用至位元率迴路12中之MDCT頻譜和無雜訊編碼(微分Huffman編碼)14之前先處理初步調整因數。

5 假設，於頻帶中增加一單位之調整因數值，則增加於該頻帶中被使用的位元數目為每MDCT係數是四分之一位元。雖然由於信號的未知隨機性質和被使用於AAC中之非均勻量化器而使得這不是永遠精確的，但平均上它是一種合理的假設。進一步地假設，初步調整因數已針對適合之心理分析聽覺性能，利用合成分析或者利用直接遮罩估計  
10 技術被決定。相對於施加更多位元至特定頻帶的成本，下面的成本公式折衷調整因數傳輸成本。成本函數可得自下面EQN.2。

$$C = \sum_i \left( \alpha_i \frac{(\tilde{S}_i - S_i)}{4} B_i + D(\tilde{S}_i - \tilde{S}_{i-1}) - D(S_i - S_{i-1}) \right) \quad (\text{EQN.2})$$

於EQN.2中，C是移動調整因數之總成本，其應該儘可能地是負值，以便減低調整因數傳輸之相對成本。符號 $S_i$   
15 代表被導出的初步調整因數，例如，針對於上述技術討論之心理分析聽覺的考慮。進一步地， $\tilde{S}_i$ 是EQN.2中調整因數之新的設定且 $B_i$ 是第i組調整因數頻帶中之係數數目。函數 $D()$ 是差分編碼調整因數之Huffman對照值。每頻帶調整  
20  $\alpha_i$ 是在0和1之間的值，其估計將被量化至非零值的MDCT係數數目。 $\alpha_i$ 參數，是調整因數值之函數，是可選擇的(如果被省略，其將被等於1之固定值所取代)，如果其精確地被估計將大大地改進演算法性能。於這方程式中，如果調

整因數僅從他們的初步值稍微地被修改，則 $\alpha_i$ 被假設為固定值。為簡化故，這可以藉由計算具有絕對值較大於一些預定臨限之頻帶中的MDCT係數數目而被達成。

對於調整因數位元成本EQN.2，新的調整因數僅被允許具有較大於或等於初步值的值，因此系統無法減少被分配至頻帶之位元，但如果由被增加調整因數產生之另外的位元是較便宜於調整因數之差分編碼成本，則可僅增加位元數目。函數 $D(s_i - s_{i-1})$ ，被施加至調整因數原始設定的差分編碼調整因數之Huffman對照值，於EQN.2中是一組常數並且實際上可以被移除。

需要最佳化各調整因數頻帶中之調整因數值，以便最小化所需的總位元數目。一組適當最佳化的達成可以利用移置於一組格子結構(有時被稱為“格子式”)，因而在各連續的位階或者級數(調整因數頻帶“i”)之其節點是在該級數之可能狀態(調整因數值“k”)，並且利用施加一組適當的搜尋演算法，例如，Viterbi搜尋演算法，其是尤其適合於格子結構之最小成本搜尋技術。於這本文中，Viterbi演算法決定最小位元之經由格子結構的通道，因而使各調整因數頻帶中之調整因數值最佳化。Viterbi演算法利用尋得自先前節點(調整因數值)的最佳延伸(最低位元率)而計算各級(調整因數頻帶)中至各節點(調整因數值)之最佳(最便宜的)通道。各級(調整因數頻帶)之此計算被達成直至最後一組為止。在各級(調整因數頻帶)處，演算法保持追蹤：(1)進入各節點(調整因數值)之最佳通道，以及(2)到該節點(調整因數

值)的累積成本。知道進入一節點之最佳通道是等效於知道在各節點(調整因數)值之最佳先前節點(調整因數)值，因此決定經由格子結構之最佳通道且將所需的總位元數目最小化。各調整因數頻帶中之調整因數值對於數位音訊之每一連續的訊框(訊塊)被最佳化。Viterbi搜尋演算法是習知的。參看，例如，1992年由波士頓 Kluwer學術出版商出版，Allen Gersho和Robert M. Gray所著，向量量化和信號壓縮之(“樹形和格子結構編碼”)，第15章，第555-586頁。

更明確地說，為最小化EQN.2中之成本函數，動態規劃最佳化技術，例如，Viterbi搜尋演算法，可以被採用，如下所示。格子式或者格子結構利用以 $S_{k,i}$ 表示之在第 $i$ 級的第 $k$ 狀態和以 $C_{k,i}$ 表示在任何狀態 $k$ 和級數 $i$ 之累積成本而被構成。格子中之各狀態代表在最佳化之後被設定之新調整因數的可能值。演算法接著使用下面的步驟被計算：

1) 啟始化 $i=0$ 和 $C_{k,i}=0$

2) 對所有 $k$ ，因而 $S_{k,i} > S_i$ ，( $S_i$ 是初步調整因數)得到

$$C_{k,i} = \min \left( \alpha_i \frac{(S_{k,i} - S_i)}{4} B_i + D(S_{k,i} - S_{l,i-1}) + C_{l,i-1} \right) \quad \forall l \quad (\text{EQN.3})$$

3) 如果 $i <$  調整因數頻帶數目， $i=i+1$ ，返回至步驟2。

新的調整因數 $\tilde{S}_i$ ，是經由格子式之通道，因而 $C_{k,i}$ 在最後步驟被最小化。Viterbi搜尋演算法是廣為習知並且其有效的製作技術是廣泛可用的。Viterbi搜尋演算法外之另外方法可以被採用，例如，其他之格子式最佳化技術。

對於EQN.3之Viterbi搜尋演算法的應用範例，接著將配

合第2圖之流程圖被說明。

第2圖展示採用Viterbi搜尋演算法以最小化用於每一數位音訊框之EQN.3成本函數的處理程序流程圖。如方塊102中之指示，考慮心理分析聽覺的需要，首先，供用於各調整因數頻帶之調整因數被估計。這可以被達成，例如，利用上述Smithers 等人報告中說明之方式。

用於各調整因數頻帶之調整因數以陣列SF[i]表示，其中變數“i”之範圍可以從零至N-1，而N是音訊框中調整因數頻帶之數目。第二陣列，Cost[k]，代表經由格子結構通道之累積成本。矩陣，History[i][k]，儲存於格子結構之一級(調整因數頻帶)中至各節點(調整因數值)之最便宜的通道。變數“k”(調整因數值)之範圍可以從零至MAX-1，其中MAX是調整因數值數目。

於啟始器方塊104中，級(調整因數頻帶)計數器“i”被啟始化為零，除了啟始化調整因數頻帶“i”為零之外，同時也啟始化History[i][k]為零及Cost[k]為零。於方塊116中，級計數器被增量直至所有的調整因數頻帶i被處理為止，如決定方塊114之決定。

對於格子結構中之各級(調整因數頻帶)i，於該級中至各節點(調整因數值)k之最便宜的線路被決定。這使用兩相互套疊迴路，一迴路108以及一迴路110而被完成。

決定方塊118中之變數k於方塊116中被啟始化為零並且利用第一相互套疊迴路108之“k”迴路於方塊128中被增量，直至使用第二相互套疊迴路110之“m”迴路檢查以在第i

級(第*i*調整因數頻帶)節點表示之所有可能調整因數值之成本為止。於方塊130中，如果第*i*調整因數頻帶之調整因數值是較大於或者等於初步調整因數估計(方塊102)，則第二相互套疊迴路110依據EQN.3計算從格子結構第*i*-1級(第*i*-1調整因數頻帶)至第*i*級(第*i*調整因數頻帶)之累積通道成本。如果調整因數不較大於或者等於該調整因數頻帶之初步調整因數，則調整因數頻帶之累積成本被設定為，例如，一組任意大的數值以確保這經由格子結構之通道是不可能。決定方塊124中之變數*m*於方塊122中被啟始化為零並且於方塊132中利用第二相互套疊迴路110被增量。變數“*m*”(過去的通道節點數目)之範圍可以從零至MAX-1，其中MAX是過去的通道節點數目。

各組通道節點之累積成本被儲存於一臨時的陣列TempCost[*m*]中，其值如下所示：

$$\text{TempCost}[m] = \text{Cost}[m] + \text{Alpha}[i] * (k - \text{SF}[i]) * B[i] / 4 + D(k - m),$$

其中Alpha[*i*]是補償零量化MDCT係數的每組調整因數頻帶調整(參看EQN.3)，B[*i*]是調整因數頻寬(參看EQN.3之B<sub>*i*</sub>)並且D()是調整因數傳輸成本之Huffman對照值(參看EQN.3)。臨時累積成本於方塊130中對於過去通道映射節點*m*之所有可能值被計算並且被儲存。一旦從各可能通過節點*m*至目前節點*k*之轉移的累積成本被計算，如決定方塊124之決定，則於方塊126中，最小成本被發現並且被儲存於陣列Cost2[*k*]中。同時，於方塊126中，至第*i*級和第*k*節點之

最便宜的通道也被儲存於矩陣History[i][k]中。

一旦於決定方塊118決定在第i級之所有目前節點k已被處理，則於方塊120之相互套疊i迴路106中，陣列Cost2[k]被複製成為陣列Cost[k]並且處理程序被重複直至所有的調整因數頻帶已被處理為止。

一旦所有的頻帶被處理，如決定方塊114之決定，則陣列Cost[k]包含經由格子結構之每一通道的累積成本。陣列Cost[k]中之最小值於方塊134中被決並且該值(L)之指標確認之新的，被調整供用於最後調整因數頻帶(i=N-1)的調整因數值。接著於方塊140中，一組“i”計數器利用一組第二(非相互套疊)i迴路112，從i=N-1開始而重複地被減少。當調整因數頻帶i從N-1返回至零時，矩陣History[i][k]被使用以經由格子結構向後追蹤而沿著最便宜的通道找到先前的各節點，因而辨識各調整因數頻帶之最佳位元成本調整因數值，其被提供於輸出146。於方塊140之迴路112中，利用重複地減少i以及在決定方塊142中之各調整因數頻帶i的歷史最佳調整因數值k，這被達成。當i從N-1被減少至零時，方塊144確認新的、被調整之供用於往後地連續調整因數頻帶的各調整因數值。

第3圖展示應用本發明之調整因數最佳化至利用單一AAC音訊框之直接估計技術方法而被導出的初步調整因數之效應。第3圖中之圓圈圖代表未被調整之調整因數；而加號標繪點代表依據本發明之一應用被調整之調整因數。依據本發明之調整因數最佳化技術大大地減低調整因數之變

99年4月8日修正第4頁

化。同時，被調整之調整因數也永遠被增加，不只是節省位元總數，同時也減少量化雜訊，不僅是於調整因數被增加的頻帶中，同時也於全部位元節省結果的其他頻帶中(因此允許更多的位元被分配至其他頻帶)。利用這技術而被達成之位元節省展示於第4圖，其展示依據本發明最佳化之使用和不使用最佳化而測定單一音訊片段之每訊框傳輸調整因數的成本。第4圖之上方曲線是不使用本發明技術之傳輸成本，而下方曲線展示使用本發明技術之位元傳輸成本。從第4圖中，可看出調整因數傳輸之每訊框位元成本因本發明技術而大大地被減低。

應該了解到，本發明可有其他的變化和修改且熟習本技術者將明白其各種論點，並且本發明不受限定於所說明之這些特定實施例。本發明因此是有意地涵蓋於此處所揭示和申請的基本構成原理之真正精神和範疇內之任何和所有的修改、變化或等效者。

本發明和其各種論點可以被製作為於數位信號處理器、被規劃之一般目的數位電腦、及/或特別目的數位電腦中實施之軟體功能。在類比和數位信號流之間的介面可以用適當的硬體及/或軟體及/或韌體功能而被實施。

## 20 【圖式簡單說明】

第1圖是依據本發明包含動態規劃調整因數最佳化之編碼處理程序的功能分解方塊圖。

第2圖是一組簡化流程圖，其展示最好是於本發明中被採用型式之位元成本方程式的Viterbi搜尋演算法之應用。

第3圖是針對由直接調整因數估計技術產生之初步調整因數以及依據本發明由位元成本最佳化產生之被調整的調整因數情況之調整因數值對於調整因數頻帶範例之圖形。

第4圖是指示由直接調整因數估計技術產生之每訊框的調整因數位元成本和依據本發明由位元成本最佳化產生之被調整的調整因數波形範例之圖形。

### 【圖式之主要元件代表符號表】

2...修正式離散餘弦轉換 (MDCT)	12...位元率迴路
4...預處理	14...無雜訊編碼
6...心理分析聽覺模式	102-144...Viterbi搜尋演算法應用 流程步驟
8...調整因數計算	
10...調整因數最佳化	

### 伍、中文發明摘要：

一種知覺音訊編碼器，其分割一組音訊信號成為連續的時間區塊，各時間區塊被分割成為頻帶，並且一組調整因數被指定至該等頻帶之各組。每區塊之位元隨著調整因數值和調整因數值中之頻帶至頻帶變化而增加。供用於該等頻帶之各組的一組初步調整因數被決定，並且該供用於該等頻帶之各組的調整因數被最佳化，該最佳化包含增加該調整因數至較大於該等頻帶之一組或者多組之初步調整因數值的值，因而該增加的位元成本中之增加是相同或者較小於因為自該等頻帶之一組或者多組調整因數的增加所產生之調整因數值中的頻帶至頻帶變化之減少而產生之位元成本的減少。

### 陸、英文發明摘要：

A perceptual encoder divides an audio signal into successive time blocks, each time block is divided into frequency bands, and a scale factor is assigned to each of ones of the frequency bands. Bits per block increase with scale factor values and band-to-band variations in scale factor values. A preliminary scale factor for each of ones of the frequency bands is determined, and the scale factors for the each of ones of the frequency bands is optimized, the optimizing including increasing the scale factor to a value greater than the preliminary scale factor value for one or more of the frequency bands such that the increase in bit cost of the increasing is the same or less than the reduction in bit cost resulting from the decrease in band-to-band variations in scale factor values resulting from increasing the scale factor for one or more of the frequency bands.

**拾、申請專利範圍：**

第92135218號申請案申請專利範圍修正本 99.06.01.

1. 一種採用適應式位元分配以減低知覺音訊編碼器的總位元成本之方法，其中一組音訊信號之時間領域表示被分割成為連續的時間區塊，各時間區塊被分割成為頻帶，並且一組調整因數被指定至該等頻帶之各組，其中代表各區塊所需的位元數目隨著調整因數值之增加以及調整因數值中之頻帶至頻帶變化之增加而增加，該方法包含：
  - 5 決定該等頻帶之各組的一組初步調整因數，並且最佳化該等頻帶之各組的該調整因數，該最佳化包含增加該調整因數至較大於該等頻帶之一組或者多組之初步調整因數值的一組數值，使得該調整因數之增加所導致位元成本之增加相等或低於因為該等頻帶之一組或者多組調整因數的增加所產生之頻帶至頻帶間調整因數值變化之減少所導致之位元成本減少。
  - 10 依據申請專利範圍第1項之方法，其中該最佳化包含最小化一組位元成本函數。
  - 15 依據申請專利範圍第2項之方法，其中該最小化是使得一組經由格子結構之通道的位元成本最小化，該格子結構之節點是在各連續調整因數頻帶之可能的調整因數值。
  - 20 依據申請專利範圍第3項之方法，其中該最小化係利用一組維特比(Viterbi)搜尋演算法進行。

99年4月8日修正替換頁

5. 依據申請專利範圍第1、2、3或4項之方法，其中推導出該等頻帶之各組的一組初步調整因數係採用至少一組疊代迴路。
6. 依據申請專利範圍第1、2、3或4項之方法，其中該知覺音訊編碼器以霍夫曼(Huffman)碼將在相鄰頻帶調整因數值之間的差量編碼，其中在調整因數值中頻帶至頻帶變化的增量增加用於霍夫曼編碼所需的位元數目。
7. 依據申請專利範圍第6項之方法，其中推導出該等頻帶之各組的一組初步調整因數係採用至少一組疊代迴路。
- 10 8. 依據申請專利範圍第7項之方法，其中該知覺音訊編碼器產生一組遮罩模式，並且該推導採用一組疊代迴路且依據該遮罩模式而計算調整因數。

99年4月8日修正增換頁

**柒、指定代表圖：**

(一)本案指定代表圖為：第 ( 1 ) 圖。

(二)本代表圖之元件代表符號簡單說明：

2…修正式離散餘弦轉換(MDCT)

4…預處理

6…心理分析聽覺模式

8…調整因數計算

10…調整因數最佳化

12…位元率迴路

14…無雜訊編碼

**捌、本案若有化學式時，請揭示最能顯示發明特徵的化學式：**