

公 告 本

380246

申請日期	86 年 10 月 9 日
案 號	86115091
類 別	<i>G10L 9/18</i>

A4
C4

380246

(以上各欄由本局填註)

發 明 專 利 說 明 書		
一、發明 名稱	中 文	語音編碼之方法及設備以及音訊編碼之方法及設備
	英 文	Speech encoding method and apparatus and audio signal encoding method and apparatus
二、發明 創作人	姓 名	(1) 西口正之 <input checked="" type="checkbox"/> (2) 飯島和幸 (3) 松本淳
	國 籍	(1) 日本 <input checked="" type="checkbox"/> (2) 日本 (3) 日本
	住、居所	(1) 日本國東京都品川區北品川六丁目七番三五號 ソニー株式会社 <input checked="" type="checkbox"/> (2) 日本國東京都品川區北品川六丁目七番三五號 ソニー株式会社 (3) 日本國東京都品川區北品川六丁目七番三五號 ソニー株式会社
三、申請人	姓 名 (名稱)	(1) 蘇妮股份有限公司 ソニー株式会社
	國 籍	(1) 日本 (1) 日本國東京都品川區北品川六丁目七番三五號
	住、居所 (事務所)	(1) 日本國東京都品川區北品川六丁目七番三五號
	代 表 人 姓 名	(1) 出井伸之

裝 訂 線

經濟部中央標準局員工消費合作社印製

申請日期	86 年 10 月 9 日
案 號	86115091
類 別	

A4
C4

(以上各欄由本局填註)

發 明 專 利 說 明 書

一、發明 名稱	中 文	
	英 文	
二、發明 創作人	姓 名	④ 大森士郎
	國 籍	④ 日本
	住、居所	④ 日本國東京都品川區北品川六丁目七番三五號 ソニー株式会社
三、申請人	姓 名 (名稱)	
	國 籍	
	住、居所 (事務所)	
	代 表 人 姓 名	

裝

訂

線

(由本局填寫)

承辦人代碼：
大類：
IPC分類：

A6
B6

本案已向：

國(地區) 申請專利，申請日期： 案號： 有 無主張優先權

日本 1996年10月23日 8-281111 有主張優先權

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

經濟部中央標準局員工消費合作社印製

88年1月29日 修正
圖式

五、發明說明 (3)

圖式之簡單說明

圖 1 為執行本發明之編碼方法之語音信號裝置 (編碼器) 的基本結構的方塊圖。

圖 2 為執行本發明解碼方法之語音信號解碼裝置 (解碼器) 的基本結構的方塊圖。

圖 3 為圖 1 之語音信號編碼裝置特定結構的方塊圖。

圖 4 為語音信號解碼器更詳細之結構之方塊圖，由圖 1 所示之解碼器編碼該信號。

圖 5 示輸出數據的位元率。

圖 6 示 L S P 量化器之基本相同的方塊圖。

圖 7 為 L S P 量化器之更詳細結構的方塊圖。

圖 8 為向量量化器之基本結構的方塊圖。

圖 9 示向量量化器中更詳細的結構。

圖 1 0 之流程圖顯示在運算量減少下的加權計算程序。

圖 1 1 之表示量化值，維度數及位元數間的關係。

圖 1 2 之電路方塊圖示本發明之語音信號編碼裝置之 C E L P 編碼部份 (第二編碼單元) 的說明結構。

圖 1 3 為圖 1 2 之配置的流程圖。

圖 1 4 A 及 1 4 B 示在不同臨界值下載除後之雜訊及高斯雜訊的狀態。

圖 1 5 為由學習產生一形狀編碼簿時的處理流程。

圖 1 6 之表示依據 $V / U V$ 遷移的 L S P 內插的切換狀態。

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

本

訂

五、發明說明(1)

發明背景

發明領域

本發明之發明領域係有關於一語音編碼方法及設備，其中該輸入語音信號分割，再以作為編碼單元方塊或者數據框表示，且編碼並以編碼單元表示，且本發明與一聲訊編碼方法及設備有關，其中編碼輸入聲訊，並以參數表示，以參數從對應輸入聲訊的信號中得到，而該聲訊轉換為頻率範圍之信號。

相關技術說明

目前已知道有多種編碼方法可由時域及頻域中信號的統計特性，且人類物理聲特徵編碼一聲訊（包含語音及聲音信號）以進行信號壓縮。編碼方法粗分為時域編碼，頻域編碼及分析／合成編碼。

語音信號之高效率編碼的例子包含弦波分析編碼，如諧波預測編碼（LPC），離散餘弦轉換（DCT），修訂DCT（MDCT）及快速傅立葉轉換。

同時，在表示輸入聲訊時，如語音或音樂信號，其中應用從信號得到的參數，該信號對應轉換成頻率範圍信號轉換的聲訊，共同之處為由加權向量量化方法量化參數。這些參數包含輸入聲訊的頻率範圍參數，如離散傅立葉轉換（DFT）係數，DCT係數，或MDCT係數，從這些參數得到的諧波及LPC餘數之諧波的振幅。

在進行這些參數的加權向量量化中，傳統的方法已計

（請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁）

裝

訂

泉

五、發明說明 ()

圖 1 7 為基於 1 0 階線性頻譜對 (L P C) 分析中得到的 α 參數的 1 0 階線性頻譜對 (L S P) 。

圖 1 8 示從一非發聲 (U V) 數據框至一非發聲 (V) 數據框之增益改變狀態。

圖 1 9 用於波形或者從數據框至數據框之合成頻譜成份的內插操作。

圖 2 0 配置在發聲 (V) 數據框及非發聲 (U V) 數據框間之連接部份的重疊方式。

圖 2 1 示的發聲語音之合成時加入雜訊的處理。

圖 2 2 示在發聲語音合成時加入雜訊的振幅計算之例子。

圖 2 3 示後濾波器的說明架構。

圖 2 4 示一後之濾波器係數及增益更新周期之周期更新。

圖 2 5 示用於合併後濾波器之增益及濾波器係數之數據框邊界部份的處理。

圖 2 6 的方塊圖示使用本發明之語音信號編碼裝置之行動端的傳送側之架構。

圖 2 7 的方塊圖示使用本發明之語音信號解碼裝置之行動端的接收側之架構。

主要元件對照表

110,120	編碼單元
101,203,204,205,207	輸入端,501

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

取

訂

五、發明說明(2)

算 L P C 合成濾波器的頻率特性知覺加權濾波器頻率特性並彼此相乘或者計算分子的頻率特性及乘積的分子以求出其比率。

但是，在計算向量量化的權值，一般包含大量的處理運算，有必要減少運算量。

發明概述

因此本發明的目的係提供語音編碼方法及設備及聲訊編碼方法及設備，以減少在向量量化時計算權值時的運算量。

本發明提供一種語音編碼方法，其中在以預設的編碼單元所表示的時間軸上進行分割，且以預設的編碼單元進行編碼操作，該方法包含下列步驟：求出輸入語音信號之短期預測餘數；編碼由弦波分析編碼中求出之短期預測餘數；以及由波形編碼對輸入語音信號編碼；其中改進項目為：知覺加權之向量量化或矩陣量化作用在短期預測餘數之弦波分析編碼參數上；且其中在知覺加權向量量化或矩陣量化時，基於從加權之移轉函數的脈衝響應中得到的參數正交轉換的結果計算權值。

應用一種用於編碼聲訊的方法，其中應用從一信號中得到的參數表示輸入聲訊，該信號對應轉換成頻率範圍的輸入聲訊，其中改進項目為：基於從加權之移轉函數之脈衝響應中得到之參數之正交轉換結果，計算該參數的加權向量量化之權值。

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

泉

附 1. 29
修正

A7
B7

五、發明說明()

- 111,125 濾波器
- 113,302,LPC 分析 / 量化單元
- 114,300 編碼單元
- 115 辨識單元
- 116,500,510,502 向量量化單元
- 117,118,127 開關
- 103,104,105,102,107,503,504,512,523 輸出端
- 121,221 雜訊編碼簿
- 123,313,323 減法器
- 124,314,324 距離計算電路
- 212 反向向量量化單元
- 211 發聲語音合成器
- 214 合成濾波器
- 220 非發聲聲音合成單元
- 213 L P C 參數再生單元
- 132 L P C 分析電路
- 133 α - L S P 轉換電路
- 134 L S P 量化器
- 136,232,233 L S P 內插電路
- 137,234,235 α 轉換電路
- 145 正交轉換電路
- 139,304 知覺加權濾波計算電路
- 122 知覺加權合成濾波器
- 141 開路音度搜尋單元

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

88年1月29日 修正
圖式

五、發明說明(3)

圖式之簡單說明

圖 1 為執行本發明之編碼方法之語音信號裝置(編碼器)的基本結構的方塊圖。

圖 2 為執行本發明解碼方法之語音信號解碼裝置(解碼器)的基本結構的方塊圖。

圖 3 為圖 1 之語音信號編碼裝置特定結構的方塊圖。

圖 4 為語音信號解碼器更詳細之結構之方塊圖，由圖 1 所示之解碼器編碼該信號。

圖 5 示輸出數據的位元率。

圖 6 示 L S P 量化器之基本相同的方塊圖。

圖 7 為 L S P 量化器之更詳細結構的方塊圖。

圖 8 為向量量化器之基本結構的方塊圖。

圖 9 示向量量化器中更詳細的結構。

圖 10 之流程圖顯示在運算量減少下的加權計算程序。

圖 11 之表示量化值，維度數及位元數間的關係。

圖 12 之電路方塊圖示本發明之語音信號編碼裝置之 C E L P 編碼部份(第二編碼單元)的說明結構。

圖 13 為圖 12 之配置的流程圖。

圖 14 A 及 14 B 示在不同臨界值下載除後之雜訊及高斯雜訊的狀態。

圖 15 為由學習產生一形狀編碼簿時的處理流程。

圖 16 之表示依據 V/U 遷移的 L S P 內插的切換狀態。

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

本

訂

88.1.21

修正

A7
B7

五、發明說明 ()

- 142 過零點計數器
- 109 高通濾波器
- 145 正交轉換電路
- 146 微音度搜尋單元
- 121,310,320 複雜編碼簿
- 126,222,311,321 增益控制電路
- 231 反轉向量量化器
- 236,237 L P C 合成濾波器
- 215 弦波合成電路
- 218,239,631,651,661,505,513 加法器
- 216 雜訊合成電路
- 217 加權重疊相加電路
- 220 非發聲語音合成單元
- 207 終端
- 223 窗口電路
- 238 發聲語音
- 610 緩衝器
- 620 矩陣量化器
- 640 向量量化單元
- 621 L S P 參數加法器
- 623 加權距離計算單元
- 690 訊號開關
- 148 頻譜等劃單元
- 315,325 增益編碼簿

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

五、發明說明()

圖 1 7 為基於 1 0 階線性頻譜對 (L P C) 分析中得到的 α 參數的 1 0 階線性頻譜對 (L S P) 。

圖 1 8 示從一非發聲 (U V) 數據框至一非發聲 (V) 數據框之增益改變狀態。

圖 1 9 用於波形或者從數據框至數據框之合成頻譜成份的內插操作。

圖 2 0 配置在發聲 (V) 數據框及非發聲 (U V) 數據框間之連接部份的重疊方式。

圖 2 1 示的發聲語音之合成時加入雜訊的處理。

圖 2 2 示在發聲語音合成時加入雜訊的振幅計算之例子。

圖 2 3 示後濾波器的說明架構。

圖 2 4 示一後之濾波器係數及增益更新周期之周期更新。

圖 2 5 示用於合併後濾波器之增益及濾波器係數之數據框邊界部份的處理。

圖 2 6 的方塊圖示使用本發明之語音信號編碼裝置之行動端的傳送側之架構。

圖 2 7 的方塊圖示使用本發明之語音信號解碼裝置之行動端的接收側之架構。

主要元件對照表

110,120	編碼單元
101,203,204,205,207	輸入端,501

8.129
修正

A7
B7

五、發明說明()

- 303 L S P 參數量化
- 401 白色雜訊產生器
- 402,404 S T F T 處理器
- 403,418 多工器
- 410 雜訊振幅控制電路
- 440 頻譜塑形濾波器
- 441,442 加強濾波器
- 443 增益調整電路
- 445 增益控制電路
- 160,260 語音編碼單元
- 161 麥克風
- 162 放大器
- 163 A / D 轉換器
- 164 編碼單元
- 165 模組電路
- 261 天線
- 262 放大器
- 263 A / D 轉換器
- 264 解模組電路
- 265 解碼器
- 166,266 D / A 轉換器

較佳實施例之詳細說明

請參考附圖，下文將詳細說明本發明的較佳實施例。

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

附 1. 29
修正

A7
B7

五、發明說明()

- 111,125 濾波器
- 113,302,LPC 分析 / 量化單元
- 114,300 編碼單元
- 115 辨識單元
- 116,500,510,502 向量量化單元
- 117,118,127 開關
- 103,104,105,102,107,503,504,512,523 輸出端
- 121,221 雜訊編碼簿
- 123,313,323 減法器
- 124,314,324 距離計算電路

- 212 反向向量量化單元
- 211 發聲語音合成器
- 214 合成濾波器
- 220 非發聲聲音合成單元
- 213 L P C 參數再生單元
- 132 L P C 分析電路
- 133 α - L S P 轉換電路
- 134 L S P 量化器
- 136,232,233 L S P 內插電路
- 137,234,235 α 轉換電路
- 145 正交轉換電路
- 139,304 知覺加權濾波計算電路
- 122 知覺加權合成濾波器
- 141 開路音度搜尋單元

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

五、發明說明()

圖 1 示用於執行本發明之語音編碼方法的編碼設備(編碼器)的基本結構。

圖 1 之語音信號編碼器下的基本觀念為編碼器具有一第一編碼單元 110 用於找出短期預測餘數，如輸入語音信號的線性內插編碼(LPC)餘數，以影響弦波分析，如諧波編碼及第二編碼單元，此單元經由具有相位重複性之波形編碼而編碼輸入語音信號，且使用第一編碼單元 110 及第二編碼單元 120 以編碼分析信號的發聲(V)語音及編碼分析信號的非發聲(UV)部份。

第一編碼單元 110 使用具有弦波分析編碼的 LPC 餘數，該弦波分析編碼如諧波編碼或者多頻帶激勵(MBE)編碼。第二編碼單元 120 使用執行編碼激勵線性內插(CELP)的編碼，且 CELP 使用由一最適向量之封閉迴路搜尋的向量量化且也使用如合成方法的分析方法。

在圖 1 所示的實施例中，應用在輸入端 101 的語音信號傳送至 LPC 轉換濾波器 111 及第一編碼單元 110 的 LPC 分析及量化單元 113。LPC 係數或者所謂的 α 參數(由 LPC 分析量化單元 113 中得到)傳送至第一編碼單元 110 的 LPC 轉換濾波器 111。從 LPC 轉換濾波器 111 中取出分析語音信號的線性預測餘數(LPC 餘數)。從 LPC 分析量化單元 113 中，

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

88.1.21

修正

A7
B7

五、發明說明 ()

- 142 過零點計數器
- 109 高通濾波器
- 145 正交轉換電路
- 146 微音度搜尋單元
- 121,310,320 複雜編碼簿
- 126,222,311,321 增益控制電路
- 231 反轉向量量化器
- 236,237 L P C 合成濾波器
- 215 弦波合成電路
- 218,239,631,651,661,505,513 加法器
- 216 雜訊合成電路
- 217 加權重疊相加電路
- 220 非發聲語音合成單元
- 207 終端
- 223 窗口電路
- 238 發聲語音
- 610 緩衝器
- 620 矩陣量化器
- 640 向量量化單元
- 621 L S P 參數加法器
- 623 加權距離計算單元
- 690 訊號開關
- 148 頻譜等劃單元
- 315,325 增益編碼簿

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

五、發明說明 (16)

具有不同位元速率的數據。即可應用變動的位元速率輸出數據。即輸出數據的位元速率可在低位元速率及高位元速率之間切換。例如，低位元速率為 2 K b p s 且高位元速率為 6 K b p s，則輸出數據的位元速率可參見圖 5。

在圖 5 中，用於發聲語音而言，來自取出 1 0 4 的音
度數據均以 8 b i t / 2 0 m s e c 的位元速率輸出，而
來自取出 1 0 5 的 V / U V 辨識輸出均以 1 b i t / 2 0
m s e c 的速率輸出。從取出 1 0 2 輸出而用於 L S P 的
指數在 2 1 b i t / 4 0 m s e c 及 4 8 b i t / 4 0
m s e c 之間切換。另外，在由取出 1 0 3 輸出的發聲語
音 (V) 期間的指數在 1 5 b i t / 2 0 m s e c 及 8 7
b i t / 2 0 m s e c 之間切換。用於來自取出 1 0 7 s
及 1 0 7 g 輸出之非發聲 (U V) 的指數在 1 1 b i t /
1 0 m s e c 及 2 3 b i t / 5 m s e c 間切換。發聲聲
音 (U V) 的輸出數據對 2 k b i t 為 4 0 b i t / 2 0
m s e c，對 6 k b p s 為 1 2 0 k i t / 2 0 m s e c
。另外，用於發聲聲音 (U V) 的輸出數據對 2 k b p s
為 3 9 位元 2 0 m s e c，對 6 k b p s 為 1 1 7
k b i t / m s e c。

L S P 量化的指數，發聲語音 (V) 的指數及非發聲
語音 (U V) 的指數此將於下文中加以說明，其與相關部
份的配置有關。

現在請參考圖 6，7，此將於下文中加以說明 L S P
量化 1 3 4 中的矩陣量化及向量量化。

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

訂 線

8.129
修正

A7
B7

五、發明說明()

- 303 L S P 參數量化
- 401 白色雜訊產生器
- 402,404 S T F T 處理器
- 403,418 多工器
- 410 雜訊振幅控制電路
- 440 頻譜塑形濾波器
- 441,442 加強濾波器
- 443 增益調整電路
- 445 增益控制電路
- 160,260 語音編碼單元
- 161 麥克風
- 162 放大器
- 163 A / D 轉換器
- 164 編碼單元
- 165 模組電路
- 261 天線
- 262 放大器
- 263 A / D 轉換器
- 264 解模組電路
- 265 解碼器
- 166,266 D / A 轉換器

較佳實施例之詳細說明

請參考附圖，下文將詳細說明本發明的較佳實施例。

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

第 7 次修正
年 月 日
補充

A7

B7

五、發明說明 (56)

可看出，如果選擇的臨界值較大，則得到一具有較大峰值的向量，而如果選擇的臨界值較小，則雜訊接近於高斯雜訊本身。

爲了實現此設計，由截除高斯雜訊及設定數目適當的不學習碼不製備原始編碼簿。依據增加變數值以抗衡接近如 " s a , s h i , s u , s e 及 s o " 的子音而選擇非學習碼向量。由學習得到的向量使用學習用的 L B G 演算法。在最近鄰域狀態下的編碼使用連續碼向量及學習中得到的碼向量。在質心狀態中，只有更新將學習的碼向量。此將學習的臨界值抗衡尖銳上升的子音，如 " p a , p i , p e 及 p o " 。

可由一般的學習對於這些碼向量學習一最適增益。

圖 1 5 示由截除高斯雜訊相同編碼簿的處理流程。

在圖 1 5 之步驟 S 1 0 中開始時學習次數 n 設定爲 0 。而誤差 $D_0 = \infty$ ，設定學習 n_{max} 的最大次數，且設定臨界值 ϵ ，此臨界值設定學習結束狀態。

在下一步驟 S 1 1 中，產生取出高斯雜訊的原始編碼簿。在步驟 S 1 2 中，部份的碼向量。在步驟 S 1 2 中，固定部份的碼向量作爲非學習碼向量。

在步驟 S 1 3 中，使用上述編碼簿編碼。在步驟 S 1 4 中，計算誤差。在步驟 S 1 5 中，判斷是否 $D_{n-1} - D_n / d_n < \epsilon$ ，或者 $n = n_{max}$ 如果是，結束該執行。如果不是，進行步驟 S 1 6 。

在步驟 S 1 6 中，處理編碼不使用的碼向量。在下步

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝
訂
線

五、發明說明()

圖 1 示用於執行本發明之語音編碼方法的編碼設備(編碼器)的基本結構。

圖 1 之語音信號編碼器下的基本觀念為編碼器具有一第一編碼單元 110 用於找出短期預測餘數，如輸入語音信號的線性內插編碼(LPC)餘數，以影響弦波分析，如諧波編碼及第二編碼單元，此單元經由具有相位重複性之波形編碼而編碼輸入語音信號，且使用第一編碼單元 110 及第二編碼單元 120 以編碼分析信號的發聲(V)語音及編碼分析信號的非發聲(UV)部份。

第一編碼單元 110 使用具有弦波分析編碼的 LPC 餘數，該弦波分析編碼如諧波編碼或者多頻帶激勵(MBE)編碼。第二編碼單元 120 使用執行編碼激勵線性內插(CELP)的編碼，且 CELP 使用由一最適向量之封閉迴路搜尋的向量量化且也使用如合成方法的分析方法。

在圖 1 所示的實施例中，應用在輸入端 101 的語音信號傳送至 LPC 轉換濾波器 111 及第一編碼單元 110 的 LPC 分析及量化單元 113。LPC 係數或者所謂的 α 參數(由 LPC 分析量化單元 113 中得到)傳送至第一編碼單元 110 的 LPC 轉換濾波器 111。從 LPC 轉換濾波器 111 中取出分析語音信號的線性預測餘數(LPC 餘數)。從 LPC 分析量化單元 113 中，

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

1.2)

1.2)

A7
B7

五、發明說明 ()

對於 $N S R_{a l l} \geq T H_{N S R}$

如果 $n u m Z e r o X P > 30$, $f r m P o w < 900$ 且 $r 0 > 0.23$ 則數據框為 $U V$;

其中對應的變數定義如下 :

$n u m Z e r o X P$: 各數據框的過零點數

$f r m P o w$: 數據框功率

$r 0$: 自相關的最大值。

表示一組特定規則 (如上述者) 的規則用於辨識 $V / U V$ 。

下文將詳細說明圖 4 之語音信號解碼裝置的操作及基本部位的架構。

L P C 合成濾波器 2 1 4 分成用於發聲語音 (V) 的合成濾波器 2 3 6 及用於非發聲語音 ($U V$) 的合成濾波器 2 3 7 , 如上述者。如果每 20 個樣本對 L S P 持續進行內插, 即行 2 . 5 m s e c 進行內插, 而不使用 $V / U V$ 辨識之合成濾波器, 在 V 至 $U V$ 或者 $U V$ 至 V 暫態部份內插完成不同性質的 L S P 。此結果為 $U V$ 及 V 的 L P C 成為 V 及 $U V$ 的對應餘數, 使得所產生奇怪的聲音。為了防止此種不良的效應發生, L P C 合成濾波器分成 V 及 $U V$ 及 L P C 係數內插分別對 V 及 $U V$ 進行。

現在說明此形成中用於 L P C 濾波器 2 3 6 , 2 3 7 之係數內插的方法。尤其是依據 $V / U V$ 的狀態切換 L S P 內插, 如圖 1 6 所示。

以 10 階 L P C 分析為例子, 等間隔 L S P 可對應平

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

五、發明說明 (4)

取出一線性頻譜對 (L S P) 的量化輸出，此將於下文中加以說明。來自 L P C 轉換濾波器 1 1 1 的 L P C 殘餘傳送予弦波分析編碼單元 1 1 4。此單元 1 1 4 執行音度偵測及頻譜包封的振幅計算，及由向量量化單元 1 1 5 的 V/U 之決定。此來自弦波分析編碼單元 1 1 4 的頻譜包封振幅數據傳送至向量量化單元 1 1 6。來自向量量化單元 1 1 6 而作為頻譜包封之向量量化輸出的編碼簿指數經由開關 1 1 7 向輸出端 1 0 3 搜尋，而弦波分析編碼單元 1 1 4 的輸出經由開關 1 1 8 向輸出端 1 0 4 傳送。一 V/U 辨識單元 1 1 5 的 V/U 辨識輸出傳送至輸出端 1 0 5 作為控制信號再向開關 1 1 7，1 1 8 傳送。如果輸入語音信號為一發聲 (V)，選擇指數及音度且取出產生的輸出端 1 0 3，1 0 4。

圖 1 的第二編碼單元 1 2 0 在本實施例中具有一激勵線性預測編碼 (C E L P 編碼) 配置，且使用封閉迴路向量量化時域波形，此係經由一合成方法的分析，其中雜訊編碼簿 1 2 1 的輸出由加權合成濾波器合成，所產生的合成語音傳送至減法器 1 2 3，取出在加權語音及供應輸入端 1 0 1 的語音信號間且通過一知覺加權濾波器間的誤差，如此找出的誤差傳送至距離計算電路 1 2 4 以有效執行距離計算，且一使得誤差最小化的向量由雜訊編碼簿 1 2 1 搜尋。使用 C E L P 編碼以編碼非發聲語音部份，如上文中所說明者。作為從雜訊編碼簿 1 2 1 之 $U V$ 數據的編碼簿指數係從輸出端 1 0 7 中經由一矩陣 1 2 7 中取

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

錄

五、發明說明 ()

坦濾波器特性的 α 參數，且增益等於 1，即 L S P 之 $\alpha_0 = 1$ ， $\alpha_1 = \alpha_2 = \dots = \alpha_{10} = 1$ ， $0 \leq \alpha \leq 10$ 。

此 10 階 L P C 分析中（即 10 階 L P C）為 L S P 對應一完全的平坦頻譜，配置 L S P 使得在 0 至 π 之間具有 11 個相等的間隔，如圖 17 所示。在此例子中，此時整個的合成濾波器之頻帶濾波器具有最小穿越特徵。

圖 18 示增益改變的方式。尤其是，圖 18 示在從非發聲（U V）部份向發聲（V）部份遷移期間 $1/H_v(z)$ 之增益改變。

對於內插單元，用於 $1/H_v(z)$ 之係數為 2.5 msec（20 個樣本），而用於 2 kbps 的位元速率為 10 msec（80 樣本），用於 6 kbps 的位元速率為 5 msec（40 個樣本）。對於 U V，因為第二編碼單元 120 執行使用合成方法之分析的波形匹配，可執行具有相鄰 V 部份之 L S P 的內插而不執行具有等間隔 L S P 的內插。須知在第二編碼部份 120 的 U V 部份之編碼中，由清除從 V 至 U V 之遷移部份 $1/A(z)$ 加權合成濾波器 122 的內部狀態而將 0 輸入的響應設定為 0。

L P C 合成濾波器 236，237 的輸出送至對應的不相關後濾波器 238 u，238 v。對 V 及 U V 設定不

（請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁）

家

訂

五、發明說明(5)

出，當 $V/U V$ 的辨識結果為非發聲時，則矩陣 1 2 7 開啓。

在本實施例中，來自弦波分析編碼單元 1 1 4 的頻譜包封編碼振幅數據由向量量化器 1 1 6 應用知覺加權向量量化而進行量化作業，在此向量量化期間，另外從加權傳送功能之脈衝響應中得到的正交轉換之結果計算加權數值，以減少處理量。

圖 2 的方塊圖示語音信號解碼裝置的基本架構，此裝置作為圖 1 之語音信號編碼器的反向裝置，以執行本發明的語音解碼方法。

現在請參考圖 2，作為來自圖 1 之輸出端 1 0 2 的線性頻譜對 (LSP) 的量化輸出之編碼簿指數供應輸入端 2 0 2。圖 1 的輸出端 1 0 3，1 0 4 及 1 0 5 進入輸入端 2 0 3，2 0 4 及 2 0 5，該輸出為指數作為包封偵測，音高及 $V/U V$ 維度結果的輸出。一指數進入輸入端 2 0 7，作為用於來自輸出端 1 0 7 的非發聲 (UV) 之數據。

作為輸入端 2 0 3 之包封偵測輸出之指數送至一反向向量量化單元 2 1 2 以作為反向向量量化而找出 LPC 餘數之頻譜包封，此包封送至發聲語音合成器 2 1 1。發聲語音合成器 2 1 1 由弦波合成而合成發聲語音部份的線性預測編碼 (LPC) 餘數。合成器 2 1 1 饋入音高及從輸入端 2 0 4，2 0 5 中 $V/U V$ 維度的結果。來自發聲語音合成單元 2 1 1 之發聲語音的 LPC 餘數送至一 LPC

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

泉

五、發明說明(6)

合成濾波器 2 1 4。來自輸入端 2 0 8 的 U V 數據的指數數據送至一非發聲聲音合成單元 2 2 0，在此參考雜訊編碼簿以取出非發聲部份的 L P C 餘數。這些 L P C 餘數送至 L P C 合成濾波器 2 1 4。在 L P C 合成濾波器 2 1 4 中，發聲部份的 L P C 餘數及非發聲部份的 L P C 餘數由 L P C 合成分別處理。處理發聲部份的 L P C 餘數及非發聲部份的 L P C 餘數加總且可應用 L P C 合成加以處理。來自輸入端 2 0 2 的 L S P 指數數據送至 L P C 參數複製單元 2 1 3，在此取出 L P C 的 α 參數且送至 L P C 合成濾波器 2 1 4。在輸出端 2 0 1 中取出 L P C 合成濾波器 2 1 4 合成的語音信號。

現在請參考圖 3，其中更進一步說明圖 1 中語音信號編碼器的詳細架構。在圖 3 中，與圖 1 類似的組件以同一參考數字表示。

在圖 3 的語音信號編碼器中，供應輸入端 1 0 1 的語音信號由高通濾波器 H P F 1 0 9 濾波器以消除不需要範圍中的信號且供應予 L P C 分析／量化單元 1 1 3 的 L P C（線性預測編碼）分析電路 1 3 2 及供應予裝置的 L P C 濾波器 1 1 1。

L P C 分析／量化單元 1 1 3 的 L P C 分析電路 1 3 2 使用一 H a m m i n g 窗口，且以約 2 5 6 樣本大小的輸入信號波形長為一方塊，並找出終端預測參數，即所謂的 α 參數，此可經由一自動校正方法完成。作為數據輸出單元的數據框間隔設定成約 1 6 0 樣本。如果樣本頻

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

頁

五、發明說明(7)

率 f_s 為 8 K H z ，例如一數據框間隔為一 2 0 m s e c 或者 1 6 0 樣本。

來自 L P C 分析電路 1 3 2 的 α 參數傳送至 α - L S P 轉換電路 1 3 3 以轉換成終端頻譜對 (L S P) 。此將 α 參數 (如由直接型濾波器係數所發現者) 轉換成如 1 0 ，即 5 對 L S P 參數。例如可由 Newton-Phapson 方法執行此轉換作業。將 α 參數轉換成 L S P 參數的原因為 L S P 參數的內插特性優於 α 參數。

來自 α - L S P 轉換電路 1 3 3 的 L S P 參數經由 L S P 量化器 1 3 4 執行矩陣或者向量量化。在向量量化前取出數據框間的差值或者收集多個數據框以執行矩陣量化。在本例子中，各為 2 0 m s e c 長的 L S P 參數之兩數據框 (每 2 0 秒計算一次) 一起應用矩陣量化及向量量化加以處理。

在終端 1 0 2 中取出為 L S P 指數數據的量化器 1 3 4 之量化輸出，而輸出端的 L S P 向量傳送至 L S P 內插電路 1 3 6 。

L S P 內插電路內插 L S P 向量，且每隔 2 0 m s e c 或者 4 0 m s e c 執行量化作業以提供一 octatuple 速率。即每 2 . 5 m s e c 執行 L S P 向量。其原因為如果應用調諧編碼 / 解碼方法的分析 / 合成處理殘餘波形，合成波形的激勵呈現一極類似鋸齒形的波形使得如果每 2 0 m s e c 突然改變 L P C 係數，且極有可能產生一極大的雜訊。即如果 L P C 係數每 2 . 5 m s e c 逐漸改變，則

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

象

五、發明說明(8)

可防止產生極大的雜訊。

爲了使用每 2 . 5 m s e c 產生的內插 L S P 向量的輸入語音之轉換過濾，由至 α 轉換電路 1 3 7 的 L S P 將 L S P 參數轉換成 α 參數，其爲如 1 0 諧直接型濾波器的濾波器係數。至 α 轉換電路 1 3 7 的 L S P 之輸出傳送至 L P C 反轉濾波器電路 1 1 1，然後再作爲反轉濾波以產生一每 2 . 5 m s e c 更新的 α 參數產生一平坦的輸出。反轉 L P C 濾波器 1 1 1 的輸出傳送至正交轉換電路 1 4 5，如弦波分析編碼單元 1 1 4 的 D C T 電路，該單元 1 1 4 如調諧編碼單元。

來自 L P C 分析 / 量化單元 1 1 3 的 L P C 分析電路 1 3 2 之 α 參數傳送至一知覺加權濾波器計算電路 1 3 9，在此找出用於知覺加權的數據。這些加權數據傳送至一知覺加權向量器 1 1 6，知覺加權濾波器 1 2 5 及或者編碼單元 1 2 0 的知覺加權合成濾波器 1 2 2。

調諧編碼電路的弦波分析編碼單元 1 1 4 經由一調諧編碼而分析反轉的 L P C 濾波器 1 1 1 之輸出。即執行對應諧波及發聲 (V) / 非發聲 (U V) 辨識的振幅 A_m 之計算的音度偵測且振幅 A_m 或者對應諧波之包封的數目隨著音度而改變者可由維度之轉換而維持固定。

在圖 3 之弦波分析編碼單元 1 1 4 的說明例子中，使用共位諧波編碼。尤其是在多激勵 (M B E) 編碼中，假設在模擬中在相同點 (相同方塊或頻帶數據框中) 於各頻率區或頻帶區出現發聲部份及非發聲部份。在其他的諧波

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

泉

五、發明說明(9)

編碼技術中，唯一判斷是否在一方塊或者一數據框中的語音為發聲或者非發聲。在下文的說明中，如果全部頻帶為U V則認為一部份的數據框為U V，如在M B E編碼中所考量者。上述用於M B E之分析合成方法的技術例子可見於本發明之受讓人申請的J P專利申請案4 - 9 1 4 4 2。

從輸入端1 0 1及來自高通濾波器(H P E) 1 0 9的信號中將輸入語音信號饋入圖3中的弦波分析編碼單元1 1 4的開路音度搜尋單元1 4 1及過零點偵測器。對弦波分析編碼單元1 1 4的正交轉換電路1 4 2提供L P餘數或者來自L P C濾波器1 1 1的線性預測餘數。開路音度搜尋單元1 4 1取出輸入信號的L P餘數以執行由開路搜尋執行相當粗略的音度搜尋。由閉路搜尋將出且的粗略音度數據傳送至一微細音度搜尋單元1 4 6，此將於下文加以說明。由開路音度搜尋單元1 4 1可取出從粗略音度數據中經由L P餘數之自動校正的最大值之正規化中正規自相關的最大 $r(p)$ 。

正交轉換電路1 4 5執行正交轉換，如微散Fourier轉換(D F T)以將時間軸上的L P餘數轉換成頻率軸上的頻譜振幅數據。正交轉換電路1 4 5的輸出傳送至微音度搜尋單元1 4 6及配置上用於計算頻譜振幅或者包封的頻譜計算單元1 4 8。

將應用由開路音度搜尋單元1 4 1取出之相當粗略的頻譜數據及由正交轉換單元1 4 5經由D F T得到的頻率

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

泉

五、發明說明 (10)

域數據饋入微音度搜尋單元 1 4 6，微音度搜尋單元 1 4 6 經由以粗略音度值數據為中心之 0.2 至 0.5 比率下的 ± 多個樣本而旋轉音度數據，以達到具有最適 10 進位點（浮點）的微細音度數據。由合成方法的分析作為用於選擇一音度的微搜尋技術使得功率頻譜可最靠近原始聲音的功率頻譜。來自閉路微音度搜尋單元 1 4 6 的頻譜數據經由開關 1 1 8 傳送至輸出端 1 0 4。

在頻譜計算單元 1 4 8 中，作為諸波之加總的各諧波及頻譜包封的振幅基於頻譜振幅及作為 LP 餘數之正交轉換的音度加以計算，且傳送至微音度搜尋單元中，

V / U V 辨識單元 1 1 5 且至知覺加權向量量化單元 1 1 6。

V / U V 辨識單元 1 1 5 基於正交轉換電路 1 4 5 的輸出，來自微音度搜尋單元 1 4 6 的最適音度，來自頻譜計算單元 1 4 8 的頻譜振幅數據開路音度搜尋單元 1 4 1 的正規化自相關 $r(p)$ 的最大數值，及來自過零點計數器 3 4 2 的過零點計數。另外，來自來自 M B E 的基於頻帶 V / U V 雖然之邊界位置也可以作為 V / U V 辨識的狀態。V / U V 辨識單元 1 1 5 的辨識輸出在輸出端 1 0 5 中取出。

對頻譜計算單元 1 4 8 的輸出單元及向量及量化單元 1 1 6 的輸入單元提供多個轉換單元（執行樣本速率轉換的單元）。數據轉換單元的數目用於設定包封的振幅數據 $|A_m|$ 為常數，此係考量頻率軸上諧波分開數及與頻譜

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

泉

五、發明說明 (11)

不同的數據數。即如果有效頻帶上至 3 4 0 0 K H z , 則有效頻帶可視音度之狀態而分成 8 至 6 3 個頻帶。頻帶至頻帶間所得到的振幅數據 $|A_m|$ 之 $M_{M \times + 1}$ 之數目在 8 至 6 3 的範圍之間改變。因此數據數目轉換單元將變數 $m M \times + 1$ 之振幅數據裝置至一數據的預設數, 如 4 4 個數據。

來自在頻譜計算單元 1 4 8 的輸出端或者向量量化單元 1 1 6 的輸入端中提供的數據數轉換單元之預設數 M (如 4 4) 的振幅數據或者包封數據由作為加權向量量化為而向量量化單元 1 1 6 一起處理, 且以一預設的數據 (如 4 4 數據) 加以表示。由知覺加權濾波器計算電路 1 3 6 的輸出供應此加權。由加權 1 1 7 在輸入端 1 0 3 處取出來自向量量化器 1 1 6 的包封之數據。在加權向量量化之前, 最適對於由預設數據數組成的向量使用適當的洩漏係數取得數據框間之差值。

下文說明第二編碼單元 1 2 0。使用編碼單元 1 2 0 具有一所謂的 C E L P 編碼架構, 且尤其是使用於編碼輸入使用於編碼輸入語音信號的非發聲部份。在用於輸入語音信號的非發聲部份之 C E L P 編碼架構中, 一對應非發聲發之 L P 餘數的雜訊編碼簿的表示性輸出值或者所謂的複雜編碼簿 1 2 1 (在隨後的 n 個細部中說明), 此雜訊輸出經由一增益控制電路傳送至一知覺加權合成濾波器 1 2 2。加權合成濾波器 1 2 2 L P C 由 L P C 合成而成輸入雜訊且將產生的加權非發聲信號傳送至減法器

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

泉

五、發明說明 (12)

1 2 3 中。將經由高通濾波器 (H P F) 1 0 3 及由加權濾波器 1 2 5 的知覺加權而將來自輸入端 1 0 1 的信號饋入減法器 1 2 3。減法器找出該信號及來自合成濾波器

1 2 2 之信號間的差值或者誤差。此時，先從知覺加權濾波器輸出 1 2 5 的輸出值中減去知覺加權合成濾波器的零輸入響應。此誤差饋入加權距離計算電路 1 2 4 以計算加權距離。在雜訊編碼簿 1 2 1 中搜尋可使得誤差可能最小的表示性向量數值。上述為經由分析合成方法而得到使用閉路搜尋之時域波形的向量量化之加總。

取出來自使用 C E L P 編碼相同之第二編碼器 1 2 0 的非發聲 (U V) 部份之數據，來自雜訊編碼簿 1 2 1 之編碼簿的形狀指數及來自增益電路 1 2 6 的編碼簿之增益輸入。為來自雜訊編碼簿 1 2 1 之 U V 數據的形狀指數經由一開關 1 2 7 s 傳送至輸出端 1 0 7 s 而為增益電路 1 2 6 之 U V 數據的增益輸入經由開關 1 2 7 g 送至輸出端 1 0 7。

這些開關 1 2 7 s，1 2 7 g，及開關 1 1 7，1 1 8 依據從 V / U V 辨識單元 1 1 5 的 V / U V 決定之結果加以打開及關斷。尤其是，如果現在傳送的數據框之語音信號的 V / U V 辨識結果指示為發聲 (V)，則打開開關 1 1 7，1 1 8，且如果現在傳送之語音信號為非發聲 (U V) 則關斷開關 1 2 7 s，1 2 7 g。

圖 4 示圖 2 中語音信號解碼器更進一步的結構。在圖 4 中，與圖 2 相同的組件以相同的數字表示。

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

泉

五、發明說明 (13)

在圖 4 中，對應圖 1，3 之輸出輸出端 1 0 2 的 L S P 之向量量化輸出（即編碼簿指數）供應予一輸入端 2 0 2。

L S P 指數傳送至 L S P 參數再產生單元 2 1 3 的反轉向量量化器 2 3 1，以將向量量化轉換成線性頻譜對（L S P）對，然後此頻譜對傳送至用於 L S P 內插的 L S P 內插電路 2 3 2 及 2 3 3。然後得到的數據 L S P 至一 α 裝置電路 2 3 4，2 3 5 以轉換成線性預測碼（L P C）的 α 參數，此參數再傳送至 L P C 合成濾波器 2 1 4。顯示 L S P 內插電路 2 3 2 及至 α 轉換電路 2 3 4 的 L S P 以使用在發聲（V）聲音上，而顯示 L S P 內插電路 2 3 3 及至 α 轉換電路 2 3 5 的 L S P 以使用在非發聲（U V）聲音上。即經由對發聲及非發聲部份獨立執行 L P C 係數內插，不會因為完全不同性質之 L S P 內插的結果而在來自發聲聲音及非發聲部份之傳送部份中產生反效果。

將編碼指數數據供應圖 4 的輸入端 2 0 3，該數據對應加權向量量化頻譜包封 A_m ，此 A_m 對應圖 1，3 之編碼器的終端 1 0 3 之輸出。將來自圖 1，3 之終端 1 0 4 的頻譜數據供應輸入端 2 0 4，且將來自圖 1，3 之終端 1 0 4 的 V / U V 辨識數據供應輸入端 2 0 5。

來自端點 2 0 3 的頻譜包封 A_m 之向量量化指數數據送至反向向量量化器 2 1 2 以用於反向向量量化，且用於逆反轉，如上所述此可反轉數據數之轉換。所產生的頻譜

（請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁）

裝

訂

東

五、發明說明 (14)

包封數據送至發聲聲音合成單元 2 1 1 的弦波合成電路 2 1 5。

如果在頻譜組件之向量量化前編碼期間取出數據框間的差值，則依據反向向量量化，數據框間差解碼及數據數轉換的執行順序產生頻譜包封數據。

可來自端點 2 0 4 及包含來自端點 2 0 5 之 V / U V 辨識數據的音度饋入弦波合成電路 2 1 5。從弦波合成使得 2 1 5，取出對應圖 1，3 之 L P C 反向濾波器 1 1 1 之輸出的 L P 餘數且傳送至加法器 2 1 8。用於弦波合成的詳細技術可參見日本專利申請案案號 4 - 9 1 4 4 2 及 6 - 1 9 8 4 5 1。

來自反向向量量化器 2 1 2 的包封數據及來自端點 2 0 4，2 0 5 的音度及 V / U V 辨識數據送至用於發聲 (V) 部份之雜訊相加的雜訊合成電路 2 1 6。經由加權重疊相加電路 2 1 7 將雜訊合成電路 2 1 6 的輸出傳送至加法器 2 1 8。尤其是將雜訊加入 L P 餘數信號的發聲部份，其中該雜訊考量從編碼語音數據中得到的參數，如音度，頻譜包封的振幅，餘數信號的數據框或準位中的最大振幅，其與發聲向量之 L P C 合成濾波器輸入相關，如果作為至用於發聲聲音之 L P C 合成濾波器的輸入之激勵由弦波合成產生，以低音度聲音產生較硬的感覺，該聲音如男性語音，而在發聲 (V) 部份及發聲 (U V) 部份間聲音品質承受快速改變，因此產生一極度的感覺。

加法器 2 1 8 的相加輸出送至用於 L P C 合成濾波器

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

象

五、發明說明 (15)

2 1 4 的發聲聲音之合成濾波器 2 3 6 以進行 L P C 合成因而產生時間波形數據，此數據部份由用於發聲聲音的後濾波器 2 3 8 V 過渡再送至一加法器 2 3 9 中。

作為來自圖 3 之輸出端 1 0 7 s，1 0 7 g 之 U V 數據的形狀指數及包封指數分別供應圖 4 的輸入端 2 0 7 s 及 2 0 7 g，且然後供應非發聲語音合成單元 2 2 0。來自終端 2 0 7 s 的形狀指數送至非發聲語音合成單元 2 2 0 的雜訊編碼簿 2 2 1，而來自終端 2 0 7 g 的包封指數送至包封電路 2 2 2。從雜訊編碼簿 2 2 1 中讀取的表示數值輸出為一對應非發聲語音之 L P C 餘數的雜訊信號分量。此在包封電路 2 2 2 中變成一預設包封振幅，且送至窗口電路 2 2 3，以加以限定而使得與發聲語音部份之接點可平整。

對於 L P C 合成濾波器 2 1 4 的非發聲 (U V) 語音將窗口電路 2 3 3 的輸出送至合成濾波器 2 3 7。應用 L P C 合成處理送至合成濾波器 2 3 7 的數據以成為用於非發聲部份之時間波形數據。在送至一加法器 2 3 9 之前由用於非發聲部份 2 3 8 u 的後濾波器過濾非發聲部份的時間波形數據。

在加法器 2 3 9 中，來自用於發聲語音 2 3 8 V 的後濾波器的時間波形信號及來自用於非發聲語音之後濾波器 2 3 8 u 的非發聲語音部份的時間波形數據加在一起且所得到的加總數據在 2 0 1 中取出。

可依據需要的聲音品質，上述語音聲音編碼器可輸出

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

泉

五、發明說明 (16)

具有不同位元速率的數據。即可應用變動的位元速率輸出數據。即輸出數據的位元速率可在低位元速率及高位元速率之間切換。例如，低位元速率為 2 K b p s 且高位元速率為 6 K b p s，則輸出數據的位元速率可參見圖 5。

在圖 5 中，用於發聲語音而言，來自取出 1 0 4 的音
度數據均以 8 b i t / 2 0 m s e c 的位元速率輸出，而
來自取出 1 0 5 的 V / U V 辨識輸出均以 1 b i t / 2 0
m s e c 的速率輸出。從取出 1 0 2 輸出而用於 L S P 的
指數在 2 1 b i t / 4 0 m s e c 及 4 8 b i t / 4 0
m s e c 之間切換。另外，在由取出 1 0 3 輸出的發聲語
音 (V) 期間的指數在 1 5 b i t / 2 0 m s e c 及 8 7
b i t / 2 0 m s e c 之間切換。用於來自取出 1 0 7 s
及 1 0 7 g 輸出之非發聲 (U V) 的指數在 1 1 b i t /
1 0 m s e c 及 2 3 b i t / 5 m s e c 間切換。發聲聲
音 (U V) 的輸出數據對 2 k b i t 為 4 0 b i t / 2 0
m s e c，對 6 k b p s 為 1 2 0 k i t / 2 0 m s e c
。另外，用於發聲聲音 (U V) 的輸出數據對 2 k b p s
為 3 9 位元 2 0 m s e c，對 6 k b p s 為 1 1 7
k b i t / m s e c。

L S P 量化的指數，發聲語音 (V) 的指數及非發聲
語音 (U V) 的指數此將於下文中加以說明，其與相關部
份的配置有關。

現在請參考圖 6，7，此將於下文中加以說明 L S P
量化 1 3 4 中的矩陣量化及向量量化。

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

訂 線

五、發明說明 (17)

來自 L S P 分析電路 1 3 2 的 α 參數送至至 $\alpha -$ L S P 電路 1 3 3 以轉換成 L S P 參數。如果在 L P C 分析電路 1 3 2 中執行 P 階 L P C 分析，可計算 α 參數，這些 P α 參數轉換為保留在緩衝器 6 1 0 中的 L S P 參數。

緩衝器 6 1 0 輸出兩數據框的 L S P 參數。由第一矩陣量化器 6 2 0₁ 及第二矩陣量化器 6 2 0₂ 組成的矩陣量化器 6 2 0 對兩數據框的 L S P 知覺加權進行矩陣量化。在第一矩陣量化器 6 2 0₁ 中將兩數據框的 L S P 參數進行矩陣量化，而所得到的結果更進一步在第二矩陣量化器 6 2 0₂ 中進行矩陣量化。矩陣量化可對時間軸及頻率軸進行校準。

對從矩陣量化器 6 2 0₂ 中用於兩數據框的量化誤差輸入由第一向量量化器 6 4 1₁ 及第二向量量化器 6 4 0₂ 組成的向量量化單元 6 4 0。第一向量量化器 6 4 0₁ 由兩個向量 6 5 0，6 6 0 組成，而第二向量量化器 6 4 0₂ 由兩個向量量化部份 6 7 0，6 8 0 組成。以數據框為基礎由第一向量量化器 6 4 0₁ 的向量量化部份 6 5 0，6 6 0 對來自矩陣量化單元 6 2 0 的量化誤差量化。所得到的量化誤差向量更進一步由第二向量量化器 6 4 0₂ 的向量量化部份 6 7 0，6 8 0 進行向量量化。上述的向量量化可對頻率軸進行校準。

進行上述矩陣量化的矩陣量化單元 6 2 0 包含用於執行第一矩陣量化步驟的第一矩陣量化器 6 2 0₁ 及用於進行第二矩陣步驟的第二矩陣量化器 6 2 0₂，以對由第一

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

泉

五、發明說明 (18)

矩陣量化產生的量化誤差進行矩陣量化。進行上述向量量化的向量量化單元 6 4 0 包含至少一第一向量量化器 6 4 0₁，以執行第一向量量化步驟，及用於執行第二矩陣量化步驟的第二向量量化器 6 4 0₂以對第一向量量化產生的量化誤差進行矩陣量化。

此將於下文中加以說明矩陣量化及向量量化。

儲存在緩衝器 6 0 0 (為 -10×2 之矩陣) 中用於兩數據框的 L S P 參數送至第一矩陣量化 6 2 0₁ 經由 L S P 參數加法器 6 2 1 第一矩陣量化器 6 2 0₁ 將用於兩數據框的 L S P 參數送至至加權距離計算單元 6 2 3 以找出最小值的加權距離。

由式 (1) 給定第一矩陣量化器 6 2 0₁ 編碼簿搜尋期間的常真量測 d_{MQ1} :

$$d_{MQ1}(X_1, X_1') = \sum_{t=0}^1 \sum_{i=1}^P w(t,i)(x_1(t,i) - x_1'(t,i))^2 \quad \checkmark \dots(1)$$

在此 X_1 為 L S P 參數， X_1' 為量化值， t 及 i 為 P 維度數。

加權 W 由式 (2) 給定，其中不考量在頻率軸及時間軸上的加權限制：

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

錄

五、發明說明 (19)

$$w(t,i) = \frac{1}{x(t,i+1) - x(t,i)} + \frac{1}{x(t,i) - x(t,i-1)} \quad \dots(2)$$

在此 $x(t, 0) = 0$, $x(t, P + 1) = \pi$, 其數值與 t 無關。

式 (2) 的加權 W 也用於下流側矩陣量化及向量量化。

計算的加權距離送至矩陣量化器 $M Q_{1622}$, 以進行矩陣量化。一由矩陣量化輸出的 8 位元指數送至信號開關 690 。在加法器 621 中將來自緩衝器 610 用於兩數據框的參數中減去矩陣量化的量化值。加權距離計算單元 623 計算每兩數據框間的加權距離, 因此在矩陣量化單元 622 中執行矩陣量化。而且, 選擇以使得加權距離可能最小的量化值。將加法器 621 的輸出送至第二矩陣量化器 620_2 的加法器 631 中。

與第一矩陣量化器 620_1 類似, 第二矩陣量化器 620_2 執行矩陣量化。經由加法器 631 將加法器 621 的輸出送至一加權距離計算單元 633 , 在此計算最小加權距離。

式 (3) 給定第二矩陣量化器 620_2 編碼簿搜尋期間的失真量測 d_{MQ2} :

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

泉

五、發明說明 (20)

$$d_{MQ_2}(X_2, X_2') = \sum_{t=0}^1 \sum_{i=1}^P w(t,i)(x_2(t,i) - x_2'(t,i))^2$$

...(3)

加權距離送至矩陣量化單元 (M Q₂) 6 3 2 以作為矩陣量化。一由矩陣量化輸出的接收位元指數送至信號開關 6 9 0。加權距離計算單元 6 3 3 隨著使用加法器 6 3 1 的輸出計算加權距離。選擇使得加權距離達到最小的量化值。加法器 6 3 1 的輸出逐數據框送至第一向量量化器 6 4 0₁ 的加法器 6 5 1, 6 6 1。

第一向量量化器 6 4 0₁ 逐數據框執行向量量化。逐數據框送至加法器 6 3 1 的輸出至各加權距離計算單元 6 5 3, 6 6 3, 其間經加法器 6 5 1, 6 6 1, 以計算最小加權距離。

量化誤差 X₂ 及量化誤差 X₂' 之間的差為 (1 0 × 2) 的矩陣。如果該差值表示為 X₂ - X₂' = [x₃ - 1, x₃ - 2], 則由第一向量量化 6 4 0₁ 之向量量化單元 6 5 2, 6 6 2 之編碼簿搜尋期間的失真量測 d v q₁, d v q₂ 由式 (4) 及 (5) 給定:

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

五、發明說明 (21)

$$d_{vq1}(x_{3-1}, x'_{3-1}) = \sum_{i=1}^P w(0,i)(x_{3-1}(0,i) - x'_{3-1}(0,i))^2 \quad \checkmark \quad \dots(4)$$

$$d_{vq2}(x_{3-2}, x'_{3-2}) = \sum_{i=1}^P w(1,i)(x_{3-2}(1,i) - x'_{3-2}(1,i))^2 \quad \checkmark \quad \dots(5)$$

加權距離送至向量量化單元 1 V Q 1 6 5 2 及向量量化單元 V Q 2 6 6 2 中進行向量量化。由此向量傳送輸出的各接收位元指數送至信號開關 6 9 0。由加法器 6 5 1，6 6 1 從輸入之兩數據框量化誤差向量中減去量化值。相同加權距離計算單元 6 5 3，6 6 3 計算加權距離（使用加法器 6 5 1，6 6 1 的輸出）以選擇使得加權距離達到的量化值。加法器 6 5 1，6 6 1 的輸出送至第二向量量化器 6 4 0 2 的加法器 6 7 1，6 8 1 中。

對於

$$x_{4-1} = x_{3-1} - x'_{3-1}$$

$$x_{4-2} = x_{3-2} - x'_{3-2}$$

中由第二向量量化器 6 4 0 2 之向量量化器 6 7 2，6 8 2 搜尋編碼簿期間的失真量測 d_{vq3} ， d_{vq4} 由式 (6)，(7) 給定：

$$d_{vq3}(x_{4-1}, x'_{4-1}) = \sum_{i=1}^P w(0,i)(x_{4-1}(0,i) - x'_{4-1}(0,i))^2 \quad \checkmark \quad \dots(6)$$

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

泉

五、發明說明 (22)

$$d_{VQ_4}(x_{4-2}, x'_{4-2}) = \sum_{i=1}^P w(1,i)(x_{4-2}(1,i) - x'_{4-2}(1,i))^2 \quad \dots(7)$$

加權距離送至向量量化器 (V Q₃) 6 7 2 且至向量量化器 (V Q₄) 6 8 2 以進行向量量化。由加法器 6 7 1, 6 8 1 從用於兩數據框之輸入量化誤差向量中減去來自向量量化之接收位元輸出指數。隨後加權距離計算單元 6 7 3, 6 8 3 使用加法器 6 7 1, 6 8 1 的輸出計算加權距離, 以用於選擇使得加權距離達到最小的量化值。

在編碼簿學習期間, 基於對應的失真量測由一般的 L l o y d 演算法執行學習使用。

在編碼簿搜尋期間及學習期間的失真量測可具有不同的數值。

由信號開關 6 9 0 切換來自矩陣量化單元 6 2 2, 6 5 3 及向量量化單元 6 5 2, 6 6 2, 6 7 2 的 8 位元指數數據並向輸出端 6 9 1 輸出。

尤其是, 對於低位元速率, 取出執行第一矩陣量化步驟的第一矩陣進行器 6 2 0₁ 的輸出, 取出第二矩陣量化步驟之第二矩陣量化器 6 2 0₂ 的輸出及執行執行第一向量量化步驟之第一向量量化器 6 4 0₁ 的輸出, 而對於一高位元速率, 用於低位元速率的輸出與執行第二向量量化步驟的第二向量量化器 6 4 0₂ 的輸出加總, 且取出所得到的操作數值。

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

泉

五、發明說明 (23)

此對於 2 k b p s 及 6 k b p s 輸出 3 2 b i t / 4 0 m s e c 的指數及 4 8 b i t / 4 0 m s e c 之指數的輸出。

矩陣量化單元 6 2 0 及向量量化單元 6 4 0 執行在頻率軸及 / 或時間上所限制的加權，其與表示 L P C 係數的參數之特徵一致。

先說明頻率軸上限制之加權與 L S P 參數之特徵的一致。如果階數 $P = 10$ ，L S P 參數 $X(i)$ 群聚成

$$L_1 = \{X(i) \mid 1 \leq i \leq 2\}$$

$$L_2 = \{X(i) \mid 3 \leq i \leq 6\}$$

$$L_3 = \{X(i) \mid 7 \leq i \leq 10\}$$

對於低，中，高 3 個範圍。如果群 L_1 ， L_2 及 L_3 的加權分別為 $1/4$ ， $1/2$ ， $1/4$ ，則只在頻率軸上限制的加權由式 (8)，(9)，(10) 給定

$$w'(i) = \frac{w(i)}{\sum_{j=1}^2 w(j)} \times \frac{1}{4} \quad \dots(8)$$

$$w'(i) = \frac{w(i)}{\sum_{j=3}^6 w(j)} \times \frac{1}{2} \quad \dots(9)$$

$$w'(i) = \frac{w(i)}{\sum_{j=7}^{10} w(j)} \times \frac{1}{4} \quad \dots(10)$$

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

泉

經濟部中央標準局員工消費合作社印製

五、發明說明 (24)

只在各群中執行對應 L S P 參數的加權且由各群之加權限制此加權。

從時間方向看去，對應數據框的總數需要為 1，使得在時間方向的限制係基於數據框。由式 (1 1) 給定的時間方向限制之加權為：

$$w'(i,t) = \frac{w(i,t)}{\sum_{j=1}^{10} \sum_{s=0}^1 w(j,s)} \quad \checkmark \quad \dots(11)$$

在此 $1 \leq i \leq 10$ 且 $0 \leq t \leq 1$ 。

由式 (1 1)，不頻率軸方向不受限制的加權係在具有 $t = 0$ ， $t = 1$ 之數據框數的兩數據框間執行。在應用矩陣量化處理的兩數據框間執行時間方向中限制的加權。

在學習期間，作為學習數據之數據框的總數 (T) 依據式 (1 2) 加權：

$$w'(i,t) = \frac{w(i,t)}{\sum_{j=1}^{10} \sum_{s=0}^T w(j,s)} \quad \checkmark \quad \dots(12)$$

在此 $1 \leq i \leq 10$ 且 $0 \leq t \leq T$ 。

下文說明在頻率軸方向限制的加權及在時間方向限制的加權。如果階數 $P = 10$ ，L S P 參數 $x(i, t)$ 群聚成。

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

泉

五、發明說明 (25)

$$L_1 = \{x(i, t) | 1 \leq i \leq 2, 0 \leq t \leq 1\}$$

$$L_2 = \{x(i, t) | 3 \leq i \leq 6, 0 \leq t \leq 1\}$$

$$L_3 = \{x(i, t) | 7 \leq i \leq 10, 0 \leq t \leq 1\}$$

用於低，中及高範圍。如果群 L_1 ， L_2 及 L_3 的加權分別為 $1/4$ ， $1/2$ 及 $1/4$ ，由式 (13)，(14)，(15) 給定在頻率軸及增益方向中限制的群 L_1 ， L_2 及 L_3 的加權為：

$$w'(i, t) = \frac{w(i, t)}{\sum_{j=1}^2 \sum_{s=0}^1 w(j, s)} \times \frac{1}{4} \quad \checkmark \quad \dots(13)$$

$$w'(i, t) = \frac{w(i, t)}{\sum_{j=3}^6 \sum_{s=0}^1 w(j, s)} \times \frac{1}{2} \quad \checkmark \quad \dots(14)$$

$$w'(i, t) = \frac{w(i, t)}{\sum_{j=7}^{10} \sum_{s=0}^1 w(j, s)} \times \frac{1}{4} \quad \checkmark \quad \dots(15)$$

由式 (13) 至 (15)，可在頻率軸方向及在時間方向中的總數據框對三個範圍執行加權。此在編碼簿搜尋及學習期間有效。

在學習期間，對整個數據框加權。L S P 參數 $x(i, t)$ 群聚成

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝 訂 泉

五、發明說明 (26)

$$L_1 = \{x(i, t) | 1 \leq i \leq 2, 0 \leq t \leq T\}$$

$$L_2 = \{x(i, t) | 3 \leq i \leq 6, 0 \leq t \leq T\}$$

$$L_3 = \{x(i, t) | 7 \leq i \leq 10, 0 \leq t \leq T\}$$

用於低，中及高範圍。如果群 L_1 ， L_2 及 L_3 的加權分別為 $1/4$ ， $1/2$ 及 $1/4$ ，由式 (16)，(17)，(18) 給定在頻率軸及增益方向中限制的群 L_1 ， L_2 及 L_3 的加權為：

$$w'(i, t) = \frac{w(i, t)}{\sum_{j=1}^2 \sum_{s=0}^T w(j, s)} \times \frac{1}{4} \quad \dots(16)$$

$$w'(i, t) = \frac{w(i, t)}{\sum_{j=3}^6 \sum_{s=0}^T w(j, s)} \times \frac{1}{2} \quad \dots(17)$$

$$w'(i, t) = \frac{w(i, t)}{\sum_{j=7}^{10} \sum_{s=0}^T w(j, s)} \times \frac{1}{4} \quad \dots(18)$$

由式 (16) 至 (18)，可在頻率軸方向及在時間方向中的總數據框對三個範圍執行加權。

另外，矩陣量化單元 6 2 0 及向量量化單元 6 4 0 執行 3 加權，此視 L S P 參數中改變量而定。在 V 至 U V 或

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

五、發明說明 (27)

U V 至 V 轉移區，此表示全部語音數據框間的微數據框，在子音及母音間頻率響應中的差值 L S P 參數產生極大的改變。因此由式 (1 9) 所示的加權可乘上加權 W' (i , t) 以執行在遷移區上的加權放置加強。

$$wd(t) = \sum_{i=1}^{10} |x_1(i,t) - x_1(i,t-1)|^2 \quad \dots(19)$$

下式 (2 0) :

$$wd(t) = \sum_{i=1}^{10} \sqrt{|x_1(i,t) - x_1(i,t-1)|} \quad \dots(20)$$

可用於取代式 (1 9) 。

因此 L S P 量化單元 1 3 4 執行雙階矩陣量化及雙階向量量化以得到輸出指數變數的位元數。

圖 8 示向量量化單元 1 1 6 的基本架構，而圖 9 示圖 8 中向量量化單元 1 1 6 之更詳細的架構。現在說明用於向量量化單元 1 1 6 中頻譜包封 A m 的加權向量量化之架構。

首先在圖 3 的語音信號編碼裝置中，說明在頻譜計算單元 1 4 8 的輸出側或者在向量量化單元 1 1 6 的輸入側上，用於提供頻譜包封振幅之固定數據數之數據數轉換配置。

有多種方法可使用在此數據數轉換中。在本實施例中從方塊中最後數據內插數值至方塊中第一數據的空白數據

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

象

五、發明說明 (28)

，或者如在一方塊中最後數據或第一數據重複之數據的預設數據附加在頻率軸上有效頻帶之一方塊的振幅數據以增強至 N_F 之數據數，在數目上等於 O_s 次（如 8 次）之振幅數據可由 O_s 元組如 8 元組發現，此元組為限制之頻帶型式的過取樣。對 $((m M x +) \times O_s)$ 振幅數據進行線性內插以擴充成一較大的 N_m 數，如 2048。對此 N_m 數據次取萬以轉換成上述預設之數據數 M ，如 44 個數據。實際上，只有最後形成 M 數據需要的數據由過取樣及線性內插，而不使用上述所有的 N_m 數據。

執行圖 7 之加權向量量化之向量量化單元 116 至少包含用於執行第一向量量化步驟的第一向量量化單元 500 及用於執行第二向量量化步驟的第二向量量化單元 510 以在第一向量量化單元 500 的第一向量量化期間量化所產生的量化誤差向量。第一向量量化單元 500 為所謂的第一階向量量化單元，而第二向量量化單元 510 為所謂的第二階向量量化單元。

頻譜計算單元 148 的輸出向量 x （即具有預設數 M 的包封數據）輸入第一向量量化單元 500 的輸入端 501。應用加權向量量化由向量量化單元 502 將輸出向量 x 量化。因此在輸出端 503 輸出由向量量化單元 502 輸出的形狀指數，而在輸出端 504 輸出量化值 x_0 ，且送至加法器 505，513。加法器 505 從來源向量 x 中減去量化值 x_0 以給定多階量化誤差向量 y 。

將量化誤差向量 y 送至在第二向量量化單元中的向量

（請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁）

裝

訂

象

五、發明說明 (29)

量化單元 5 1 1。此第二向量量化單元 5 1 1 由多個向量量化器組成，或者圖 7 的兩向量量化器 5 1 1₁，5 1 1₂ 組成。量化誤差向量 \underline{y} 之維度分開，因此可由兩向量量化器 5 1 1₁，5 1 1₂ 中的加權向量量化加以量化。由這些向量量化器 5 1 1₁，5 1 1₂ 輸出的形狀指數在輸出端 5 1 2₁，5 1 2₂ 中輸出，而量化值 \underline{y}_1' ， \underline{y}_2' 與維度方向連接，且送至加法器 5 1 3 中。加法器 5 1 3 將量化值 \underline{y}_1' ， \underline{y}_2' 與量化值 \underline{x}_0' 加總而產生量化值 \underline{x}_1' ，此數值在輸出端 5 1 4 處輸出。

因此用於至的位元速率而言，取出由第一向量量化單元 5 0 0 執行的第一向量量化步驟之輸出，而對於高位元速率，輸出由第二量化單元 5 1 0 執行之第一向量量化步驟的輸出及第二量化步驟的輸出。

尤其是，在向量量化區 1 1 6 中之第一向量量化單元 5 0 0 中的向量量化器 5 0 2 為 L 階，如圖 9 的 4 4 維度之雙階結構。

即將 4 4 維度向量量化編碼簿（含 3 2 編碼簿大小）的輸出向量加總乘上一增益 g_i 。因此如圖 1 0 所示，兩編碼簿為 C B 0 及 C B 1，且輸出向量為 \underline{s}_{1i} ， \underline{s}_{1j} ，在此 $0 \leq i$ 且 $j \leq 3 1$ 。另外，增益編碼簿 C B g 的輸出為 g_i ，其中 $0 \leq i \leq 3 1$ ，而 g_i 為一純量。一最後的輸出 \underline{x}_0' 為 $g_i (\underline{s}_{1i} + \underline{s}_{1j})$ 。

由 L P 餘數之上述 M B E 分析中得到且轉換成預設維度頻譜包封 A m 為 \underline{x} 。重要的是效率 \underline{x} 如何加以量化。

（請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁）

裝

訂

裝

五、發明說明 (30)

量化誤差能量 E 定義如下

$$\begin{aligned}
 E &= \| \mathbf{W} \{ \mathbf{H}\underline{x} - \mathbf{H}g_i((s_{0i} + s_{1j})) \} \|^2 \\
 &= \| \mathbf{W}\mathbf{H} \{ \underline{x} - \{ \underline{x} - g_i(s_{0i} + s_{1j}) \} \} \|^2
 \end{aligned}
 \tag{21}$$

在此 H 表示在 L P C 合成濾波器中頻率軸上的特徵，且 W 為一用於表示特徵之加權矩陣，以在頻率軸上進行知覺加權。

如果由現在數據框之 L P C 分析結果得到的 α 參數表示成 α_i ($1 \leq i \leq p$)，例如 4 4 維度對應點的 L 維度之數值從式 (2 2) 的頻率響應中取樣。

$$H(z) = \frac{1}{1 + \sum_{i=1}^p \alpha_i z^{-i}}
 \tag{22}$$

對於計算而言，0 s 塞入 1， α_1 ， α_2 ，...
 α_p ，而給定一串 1， α_1 ， α_2 ，... α_p ，0，0，...
 0，而得到如 2 5 6 點的數據，然後由 2 5 6 點的 F F T，對於在 0 至 π 範圍內相關的點計算 ($r \cdot e^{i\omega} + i m^2$) $1/2$ ，且得到所需要的倒數。對此倒數次取樣至 L 點，如 4 4 點且找出具有這些 L 點的矩陣作為對角元素：

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h(1) & & & 0 \\ & h(2) & & \\ & & \ddots & \\ 0 & & & h(L) \end{bmatrix}$$

由式 (2 3) 給定一知覺加權矩陣 W

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

泉

經濟部中央標準局員工消費合作社印製

五、發明說明 (31)

$$W(z) = \frac{1 + \sum_{i=1}^P \alpha_i \lambda_b^i z^{-i}}{1 + \sum_{i=1}^P \alpha_i \lambda_a^i z^{-i}} \quad \dots(23)$$

在此 α_i 為 L P C 分析的結果，且 λ_a, λ_b 為常數，如 $\lambda_a = 0.4$ 且 $\lambda_b = 0.9$ 。

可從上述 (2 3) 的頻率響應計算矩陣 W。例如在 1, $\alpha_1 \lambda_b, \alpha_2 \lambda_b^2, \dots, \alpha_p \lambda_b^p, 0, 0, \dots$ 中對 0 至 π 的範圍內執行 256 點數據找出 $(re^2[i] + im^2[i])^{1/2}$ ，在此 $0 \leq i \leq 128$ 。對於 128 點： $1, \alpha_1 \lambda_a, \alpha_2 \lambda_a^2, \dots, \alpha_p \lambda_a^p, 0, 0, \dots$ ，0 中 0 至 π 內執行 256 點 FFT，以找出 $(re'^2[i] + im'^2[i])^{1/2}$ ，在此 $0 \leq i \leq 128$ 。可由下式而找出式 23 的頻率響應

$$w_0[i] = \frac{\sqrt{re^2[i] + im^2[i]}}{\sqrt{re'^2[i] + im'^2[i]}}$$

在此 $0 \leq i \leq 128$ 。可由下法對各相關點如 44 維度向量找出上值。可使用線性內插得到更精確的數值。但是，在下文的例子中，使用最接近之點：

即 $W[i] = W_0[\text{rint}\{128i/L\}]$ ，在此 $1 \leq i \leq L$ 。

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

五、發明說明 (32)

在式中 $n_i n_t (X)$ 為一函數，可給定最靠近 X 的數值。

對於 H ， $h(1)$ ， $h(2)$ ，... $h(L)$ 可應用類似的方式得到，即：

$$H = \begin{bmatrix} h(1) & & & 0 \\ & h(2) & & \\ & & \ddots & \\ 0 & & & h(L) \end{bmatrix} \quad W = \begin{bmatrix} w(1) & & & 0 \\ & w(2) & & \\ & & \ddots & \\ 0 & & & w(L) \end{bmatrix}$$

$$WH = \begin{bmatrix} h(1)w(1) & & & 0 \\ & h(2)w(2) & & \\ & & \ddots & \\ 0 & & & h(L)w(L) \end{bmatrix}$$

✓ ... (24)

在另一例子中，先找出 $H(z)W(z)$ ，且然後找出頻率響應，以減少 FFT 的次數。即式 (25) 的分母為：

$$H(z)W(z) = \frac{1}{1 + \sum_{i=1}^P \alpha_i z^{-i}} \cdot \frac{1 + \sum_{i=1}^P \alpha_i \lambda_i z^{-i}}{1 + \sum_{i=1}^P \alpha_i \lambda_i z^{-i}}$$

✓ ... (25)

展開成

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

五、發明說明 (33)

$$\left(1 + \sum_{i=1}^P \alpha_i z^{-i} \right) \left(1 + \sum_{i=1}^P \alpha_i^* \lambda_i^i z^{-i} \right) = 1 + \sum_{i=1}^{2P} \beta_i z^{-i}$$

可使用如 $1, \beta_1, \beta_2, \dots, \beta_{2P}, 0, 0, \dots, 0$ 之數據串產生 256 點數據。然後執行 256 點 FFT，而分析的頻率響應為：

$$rms[i] = \sqrt{re^{*2}[i] + im^{*2}[i]}$$

在此 $0 \leq i \leq 128$ ，由此

$$wh_0[i] = \frac{\sqrt{re^2[i] + im^2[i]}}{\sqrt{re^{*2}[i] + im^{*2}[i]}}$$

在此 $0 \leq i \leq 128$ 。可對 L 維度向量的各對應點得到上值。如果 FFT 的點數少，可使用線性內插。但是，由下式找出最靠近之數值

$$wh[i] = wh_0[n \text{ int}(\frac{128 \cdot i}{L})]$$

在此 $0 \leq i \leq L$ 。如果其對角元件所架構的矩陣為 W

$$W' = \begin{bmatrix} wh(1) & & & 0 \\ & wh(2) & & \\ & & \ddots & \\ 0 & & & wh(L) \end{bmatrix}$$

...(26)

(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)

則式為與上述 (2 4) 相同的矩陣。另外，可對應 $W = i \# \pi$ 延遲從式 (2 5) 中計算 $| H (\exp (j w)) W (\exp (j w)) |$ ，在此 $0 \leq i \leq L$ ，因此可使用 $w h [i]$ 。

另外，式 (2 5) 之脈衝響應的適當長度 (如 4 0 點) 可找出且進行 F F T 以發現使用振幅的頻率響應。

下文說明在知覺加權濾波器及 L P C 餘數濾波器之特徵之計算中減少處理量的方法。

在式 (2 5) 中的 $H (z) W (z)$ 為 $Q (z)$ ，即

:

$$Q(z) = H(z)W(z) = \frac{1}{1 + \sum_{i=1}^P \alpha_i z^{-i}} * \frac{1 + \sum_{i=1}^P \alpha_i \lambda_i^i z^{-i}}{1 + \sum_{i=1}^P \alpha_i \lambda_i^i z^{-i}} \dots(a1)$$

以找出設定為 $q (n)$ 的 $Q (z)$ 之脈衝響應 ($0 \leq n < L i m p$)，在此 $L i m p$ 為脈衝響應長度，例如 $L i m p = 4 0$ 。

在本實施例中，因為 $p = 1 0$ ，式 (a 1) 表示一 2 0 階的無限脈衝響應 (I I R) 濾波器，其包含 3 0 個係數，經由近似的 $L i m p \times 3 p = 1 2 0 0$ 之乘積加總操作，可得到式 (a 1) 之脈衝響應 $q (n)$ 的 $L i m p$ 樣本。經由

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝 訂 象

經濟部中央標準局員工消費合作社印製

五、發明說明 (35)

在 $q(n)$ 中填入 0，在此 $0 \leq n < 2^m$ ，可得到 $q'(n)$ 。例如，如果 $m = 7$ ， $Z^m - L i m p = 128 - 40 = 88$ 個 0，附在 $q(n)$ 上以得到 $q'(n)$ 。

此 $q'(n)$ 進行 2^m (128 點) 點的 FFT 運算。FFT 之結果的實部及虛部問題為 $re[i]$ 及 $im[i]$ ，在此 $0 \leq i \leq 2^{m-1}$ ，所以

$$rm[i] = \sqrt{re^2[i] + im^2[i]} \quad \dots(a2)$$

此為 2^{m-1} 點目的之 $Q(z)$ 的振幅頻率響應。經由 $rm[i]$ 之相鄰數值的線性內插。由 2^m 點表示處理量。雖然可使用高階分析取代線性內插，但是處理量也隨著增加。如果由此內插所得到的陣列為 $wlpc[i]$ ， $0 \leq i \leq 2^m$ 則

$$wlpc[2i] = rm[i], \text{ where } 0 \leq i \leq 2^{m-1} \quad \dots(a3)$$

$$wlpc[2i+1] = (rm[i]+rm[i+1])/2, \text{ where } 0 \leq i \leq 2^{m-1} \quad \dots(a4)$$

此給定 $wlpc[i]$ ， $0 \leq i \leq 2^m - 1$

由此 $wh[i]$ 可由下式得到

$$wh[i] = wlpc[nint(1281i/L)], 1 \leq i \leq L \quad (a5)$$

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

表

訂

五、發明說明 (36)

其中 $n_{int}(x)$ 為一，其可送回一接近 x 的整數。經由執行一個 128 點的 FFT 運算，此指示可由執行 128 點的 FFT 運算而得到式 (26) 的 w' 。

對於 N 點 FFT 所使用的處理量並不大，共有 $(N/2) \log_2 N$ 的複數相乘加上 $N \log_2 N$ 個複數相加，此等於 $(N/2) \log_2 N \times 4$ 個實數相乘及 $N \log_2 N \times 2$ 個實數相加。

應用此一方法，上述脈衝響應 $q(n)$ 的乘積和為 1200。另外，對於 $N = 2^7 = 128$ 的 FFT 處理量約為 $128/2 \times 7 \times 4 = 1792$ 且 $128 \times 7 \times 2 = 1792$ 。如果乘積和之數為 1，則處理量約為 1792。如同式 (a 2) 的處理，平方合運算的處理量約為 3，且平方根運算的處理量約為 50，且執行 $2^{m-1} = 1^6 = 64$ 次，使得式 (a 2) 的處理量為

$$64 \times (3 + 50) = 3392$$

另外，式 (a 4) 的內插為 $64 \times 2 = 128$ 階。

因此，處理量的總合為 $1200 + 1792 + 3392 + 128 = 6512$ 。

因為加權矩陣使用在 $W'^T W$ 的分佈中，只可找出 $r m^2 [i]$ ，且可加以使用，而不需要執行平方根運算。在此例子中，對 $r m^2 [i]$ 執行上式 (a 3) 及 (a 4)，而非對 $r m [i]$ 執行上述運算，由式 (a 5) 中所得者為 $w h^2 [i]$ ，而非 $w h [i]$ 。在此例子中求得 $r m^2 [i]$ 的處理量為 192，使得總處理量等

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

錄

五、發明說明 (37)

於

$$1\ 2\ 0\ 0 + 1\ 7\ 9\ 2 + 1\ 9\ 2 + 1\ 2\ 8 = 3\ 3\ 1\ 2。$$

如果從式 (2 5) 至式 (2 6) 的處理直接運算，則處理量的總合約為 2 1 6 0。即，對式 (2 5) 的分子及分別執行 2 5 6 點的 F F T。此 2 5 6 點 F F T 約為

$2\ 5\ 6 / 2 \times 8 \times 4 = 4\ 0\ 9\ 6$ 。另外，對於 $w\ h_o [i]$ 的處理包含兩平方和運算，各次運算的處理量為 3，除法運算的處理量為 2 5，而平方和運算的處理量約 5 0。如果應用上述方式省略平方根運算，則運算量約 $1\ 2\ 8 \times (3 + 3 + 2\ 5) = 3\ 9\ 6\ 8$ 。因此，運算量的總合為 $4\ 0\ 9\ 6 \times 2 + 3\ 9\ 6\ 8 = 1\ 2\ 1\ 6\ 0$ 。

因此，如果直接計算上式 (2 5) 而求出 $w\ h_o^2 [i]$ 以替代 $w\ h_o [i]$ ，則運算量為 1 2 1 6 0。如果執行從式 a (1) 式 a (5) 的計算，則運算減少為約 3 3 1 2，此意指運算量可減為 $1 / 4$ 。應用減少之運算量加權 計算的程序總結在圖 1 0 的流程圖中。

現在請參考圖 1 0，在第一步驟 S 9 1 中得到加權遷移函數之上式 (a 1)，在下一步驟 S 9 2 中，得到 (a 1) 的脈衝響應。在步驟 S 9 3 中將 0 附加於脈衝響應中，而在步驟 S 9 4 中執行 F F T。如果脈衝響應的長度為 2 的次方，則可直接執行 F F T 運算而不必加入 0。在下一步驟 S 9 5 中找出振幅的頻率特性及振幅的平方。在下一步驟 S 9 6 中，執行內插以增加頻率特徵的點數。

這些用於找出加權向量量化的計算不只使用在語音編

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

五、發明說明 (38)

碼中，且使用在聲音信號的編碼中，如聲訊。即，在語音或者聲音信號為 D F T 係數，D C T 係數或者 M D C T 係數（作為頻域參數，或得到這些中得到的參數），如

L P C 餘數之諧波的振幅或者諧波的振幅，由經由加權向量量化，且由加權遷移函數的脈衝響應或者中間如果需要的话且充填 0 的脈衝響應加以量化，且基於 F F T 的結果計算加權數值。在此較佳之例子中，於對加權脈衝響應進行 F F T 運算後，可振幅 F F T 係數 (r e , i m) 本身且作為加權之用，其中 r e 及 i m 表示對應的實部及虛部，即對應之 $r e^2 + i m^2$ 或者 $(r e^2 + i m^2)^{1/2}$ 。

使用矩陣 W ' 重寫式 (2 6) ，即加權合成濾波器的頻率特性，則得到

$$E = \|W_k'(x - g_k(s_{0c} + s_k))\|^2 \quad \dots(27)$$

下文說明用於學習形狀編碼簿及增益編碼簿的方法。

對所有的數據框 k 將失真的值望值加總，對 C B O 選擇一碼向量 s 0 c 。如果有 M 個此種數據框，其滿足如果

:

$$J = \frac{1}{M} \sum_{k=1}^M \|W_k'(x - g_k(s_{0c} + s_k))\|^2 \quad \dots(28)$$

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

象

五、發明說明 (39)

爲最小。在此 (28) 中， W_k' ， x_k ， g_k 及 s_{ik} 表示對於第 k 個數據框的加權，至第 k 數據框的輸入，第 k 數據框的增益，及對第 k 數據框之編碼簿 C B 1 的輸出。

爲了使得式 (28) 達到最小，

$$\begin{aligned} J &= \frac{1}{M} \sum_{k=1}^M \{ (x_k^T - g_k(s_{0c}^T + s_{1k}^T)) W_k'^T W_k' (x_k - g_k(s_{0c} + s_{1k})) \} \\ &= \frac{1}{M} \sum_{k=1}^M \{ x_k^T W_k'^T W_k' x_k - 2g_k(s_{0c}^T + s_{1k}^T) W_k'^T W_k' x_k \\ &\quad + g_k^2 (s_{0c}^T + s_{1k}^T) W_k'^T W_k' (s_{0c} + s_{1k}) \} \\ &= \frac{1}{M} \sum_{k=1}^M \{ x_k^T W_k'^T W_k' x_k - 2g_k(s_{0c}^T + s_{1k}^T) W_k'^T W_k' x_k \\ &\quad + g_k^2 s_{0c}^T W_k'^T W_k' s_{0c} + 2g_k^2 s_{0c}^T W_k'^T W_k' s_{1k} + g_k^2 s_{1k}^T W_k'^T W_k' s_{1k} \} \end{aligned}$$

... (29)

$$\frac{\partial J}{\partial s_{0c}} = \frac{1}{M} \sum_{k=1}^M \{ -2g_k W_k'^T W_k' x_k + 2g_k^2 W_k'^T W_k' s_{0c} + 2g_k^2 W_k'^T W_k' s_{1k} \} = 0$$

... (30)

因此

$$\sum_{k=1}^M (g_k W_k'^T W_k' x_k - g_k^2 W_k'^T W_k' s_{1k}) = \sum_{k=1}^M g_k^2 W_k'^T W_k' s_{0c}$$

so that

$$s_{0c} = \left\{ \sum_{k=1}^M g_k^2 W_k'^T W_k' \right\}^{-1} \cdot \left\{ \sum_{k=1}^M g_k W_k'^T W_k' (x_k - g_k s_{1k}) \right\}$$

... (31)

在此 { } 表示反矩陣，且 $W_k'^T$ 表示 W_k' 之遷移矩陣。

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

錄

五、發明說明 (40)

其次，考量增益的最適化。

考量選擇 g 之編碼字元 g_c 第 k 數據框之失真的期望值為

$$\begin{aligned} J_g &= \frac{1}{M} \sum_{k=1}^N \|W_k'(x_k - g_c(s_{0k} + s_{1k}))\|^2 \\ &= \frac{1}{M} \sum_{k=1}^M \left\{ x_k^T W_k'^T W_k' x_k - 2g_c x_k^T W_k'^T W_k' (s_{0k} + s_{1k}) \right. \\ &\quad \left. + g_c^2 (s_{0k}^T + s_{1k}^T) W_k'^T W_k' (s_{0k} + s_{1k}) \right\} \end{aligned}$$

解

$$\begin{aligned} \frac{\partial J_g}{\partial g_c} &= \frac{1}{M} \sum_{k=1}^M \left\{ -2x_k^T W_k'^T W_k' (s_{0k} + s_{1k}) \right. \\ &\quad \left. + 2g_c (s_{0k}^T + s_{1k}^T) W_k'^T W_k' (s_{0k} + s_{1k}) \right\} = 0 \end{aligned}$$

得到

$$\sum_{k=1}^M x_k^T W_k'^T W_k' (s_{0k} + s_{1k}) = \sum_{k=1}^M g_c (s_{0k}^T + s_{1k}^T) W_k'^T W_k' (s_{0k} + s_{1k})$$

且

$$g_c = \frac{\sum_{k=1}^M x_k^T W_k'^T W_k' (s_{0k} + s_{1k})}{\sum_{k=1}^M (s_{0k}^T + s_{1k}^T) W_k'^T W_k' (s_{0k} + s_{1k})} \quad \dots(32)$$

上述 (3 1) ， (3 2) 為對於形狀 s_{0i} ， s_{1i} 的最適質化狀態，其中 $0 \leq i \leq 31$ ， $0 \leq j \leq 31$ ，且 $0 \leq i \leq 31$ ，即為一最適解碼輸出。同時，可應用與 s_{0i} 相同的方式得到 s_{1i} 。

其次，考量最適編碼狀態，其為最靠近鄰域狀態。

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

五、發明說明 (41)

上述 (2 7) 用於得到失真量測，即 \underline{s}_{0i} 及 \underline{s}_{1i} 得到式 $E = \| W' (X - g_1 (\underline{s}_{1i} + S_{1j})) \|^2$ 為最小者 (在每次給定 \underline{x} 及加權矩陣 W' 時找出此值，此係以一數據框接著一數據框為基礎)。

本質上，對所有 $g_1 (0 \leq 1 \leq 31)$ ， $\underline{s}_{0i} (0 \leq i \leq 31)$ ，及 $\underline{s}_{0j} (0 \leq j \leq 31)$ (即 $32 \times 32 \times 32 = 32768$) 的結合以 round robin 方式發現 \underline{s}_{0i} ， \underline{s}_{1i} 組，此可給定 E 的最小值。但是，因為這需要大量的計算，隨後在本實施例中形狀的增益。同時，使用 round robin 搜尋以結合 \underline{s}_{0i} ， \underline{s}_{1i} ，其共有 $32 \times 32 = 1024$ 種組合。在下文的說明中，為了簡單起見， $\underline{s}_{1i} + \underline{s}_{1j}$ 以 \underline{s}_m 表示。

上式 (2 7) 成為 $E = \| W' (\underline{x} - g_1 \underline{s}_m) \|^2$ 。如果為了更進一步簡化， $\underline{x}_w = W' \underline{x}$ 且 $\underline{s}_w = W' \underline{s}_m$ ，則得到：

$$E = \| \underline{x}_w - g_1 \underline{s}_w \|^2 \quad \checkmark \dots(33)$$

$$E = \| \underline{x}_w \|^2 + \| \underline{s}_w \|^2 \left(g_1 - \frac{\underline{x}_w^T \cdot \underline{s}_w}{\| \underline{s}_w \|^2} \right)^2 - \frac{(\underline{x}_w^T \cdot \underline{s}_w)^2}{\| \underline{s}_w \|^2} \quad \checkmark \dots(34)$$

因此，如果可令 g_1 足夠地準確，可在下列兩步驟進行步驟：

(1) 搜尋可使下式達到最大的 S_w

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

象

五、發明說明 (42)

$$\frac{(x_w^T \cdot s_w)^2}{\|s_w\|^2}$$

且 (1) 搜尋最靠近下值的 g_1

$$\frac{x_w^T \cdot s_w}{\|s_w\|^2}$$

如果使用原來的符號重寫上式

(1) ' 對 s_{0i} 及 s_{1i} 組較佳搜尋，而使得下式達到最大

$$\frac{(x^T W'^T W' (s_{0i} + s_{1j}))^2}{\|W' (s_{0i} + s_{1j})\|^2}$$

且

(2 ') 搜尋最靠近下式的 g_1

$$\frac{(x^T W'^T W' (s_{0i} + s_{1j}))^2}{\|W' (s_{0i} + s_{1j})\|^2}$$

∴(35)

上式 (3 5) 表示最適編碼狀態 (最近鄰域狀態) 。

使用式 (3 1) 及 (3 2) 的狀態 (質心狀態) 及式 (3 5) 的狀態，可應用所謂的一般化 L l o y d 演算法 (G L A) 學習編碼簿 (C B 0 , C B 1 及 C B g) 。

在本實施例中，於式 (3 1) ， (3 2) 及 (3 5) 以 $W' / \|x\|$ 取代 W' ， $\|x\|$ 為 x 的模式。

另外，由上式 (2 6) 定義由向量量化器 1 1 6 於向

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

象

五、發明說明 (43)

量量化時用於包封的加權 W' 。但是，考量也可以經由找出整個過去 W' 的現在加權 W' 而找出整個暫時罩的加權 W' 。

在時間 n 時（在第 n 數據框）得到的上述 (26) 之值 $w_h(1)$ ， $w_h(2)$ ，...， $w_h(L)$ 以對應的 $w_{hn}(1)$ ， $w_{hn}(2)$ ，...， $w_{hn}(L)$ 表示。

如果在時間 n 的加權（考量過去之數值）定義成 $A_n(i)$ ，且 $1 \leq i \leq L$ 。

$$A_n(i) = \begin{cases} \lambda A_{n-1}(i) + (1 - \lambda) w_{hn}(i), & (w_{hn}(i) \leq A_{n-1}(i)) \\ w_{hn}(i), & (w_{hn}(i) > A_{n-1}(i)) \end{cases}$$

在此 λ 可設定為如 $\lambda = 0.2$ 。在 $A_n(i)$ 中 ($1 \leq i \leq L$)，可得到一使得 $A_n(i)$ 為對角矩陣的矩陣而作為上述的加權矩陣。

在輸出端 520，522 中輸出形狀指數值 s_{0i} ， s_{1i} ，其由此方式下的加權向量量化所得到。而在輸出端 521 中輸出增益指數 g_1 。而且，在輸出端 504 中輸出量化值 x_0' ，再送至加法器 505。

加法器 505 從頻譜包封向量 x 中減去量化值而產生量化誤差向量 y 。尤其是，此量化誤差向量 y 送至向量量化單元 511，因此可由含加權向量量化的向量量化單元 511，至 511，進行維度分開及量化。第二向量量化單元 510 使用所使用的位元數比第一向量量化單元 500

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

象

五、發明說明 (44)

使用者還多。結果，用於編碼簿搜尋之編碼簿及處理量（複數）的記憶體容量大大地增加。因此不可能執行與第一向量量化單元 5 0 0 相同的 4 4 維度之向量量化。所以，在第二向量量化單元 5 1 0 中的向量量化單元 5 1 1 由多個向量量化器組成，且輸入的量化值維度分割成多個低維度向量以執行加權向量量化。

在向量量化器 5 1 1₁ 至 5 1 1₈ 中使用的量化值 y_0 至 y_7 間的關係即維度數及位元數顯示在下表 2 中。

在輸入端 5 2 3₁ 至 5 2 3₈ 中輸出從向量量化器 5 1 1₁ 至 5 1 1₈ 中輸出的指數值 $I_{d v q_0}$ 至 $I_{d v q_7}$ 。這些指數數據的位元合為 7 2。

如果經由連接維度方向中向量量化器 5 1 1₁ 至 5 1 1₈ 之輸出量化值 y_0' 至 y_7' 而得到的值為 y' ，則由加法器 5 1 3 加總量化值 y' 及 x_0' 及 x_1' 。因此量化值 x_1' 表示為：

$$\begin{aligned} x_1' &= x_0' + y' \\ &= x - y + y' \end{aligned}$$

即最後的量化誤差向量為 $y' - y$ 。

如果將解碼來自第二向量量化器 5 1 0 的量化值 x_1' ，則語音信號解碼裝置不需要來自第一量化單元 5 0 0 的量化值 x_1' 。但是，需要來自第一量化單元 5 0 0 及第二量化單元 5 1 0 的指數數據。

下文說明向量量化區 5 1 1 中的學習方法及編碼簿搜尋。

（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)

對於學習方法，使用圖 1 1 的加權 W' 將量化誤差向量 y 分成 8 個低維度編碼簿 y_0 至 y_7 。如果加權 W' 為一具有 4 4 個次樣本值的對角矩陣，則加權 W' 分割下列 8 個矩陣：

$$W' = \begin{bmatrix} wh(1) & & & 0 \\ & wh(2) & & \\ & & \ddots & \\ 0 & & & wh(44) \end{bmatrix}$$

... (36)

其中 W' 的值可分成下列 8 個矩陣

$$W_1' = \begin{bmatrix} wh(1) & 0 \\ & \ddots \\ 0 & wh(4) \end{bmatrix}$$

$$W_2' = \begin{bmatrix} wh(5) & 0 \\ & \ddots \\ 0 & wh(8) \end{bmatrix}$$

$$W_3' = \begin{bmatrix} wh(9) & 0 \\ & \ddots \\ 0 & wh(12) \end{bmatrix}$$

$$W_4' = \begin{bmatrix} wh(13) & 0 \\ & \ddots \\ 0 & wh(16) \end{bmatrix}$$

(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)

$$W_5' = \begin{bmatrix} wh(17) & 0 \\ & \ddots \\ 0 & wh(20) \end{bmatrix}$$

$$W_6' = \begin{bmatrix} wh(21) & 0 \\ & \ddots \\ 0 & wh(28) \end{bmatrix}$$

$$W_7' = \begin{bmatrix} wh(29) & 0 \\ & \ddots \\ 0 & wh(36) \end{bmatrix}$$

$$W_8' = \begin{bmatrix} wh(37) & 0 \\ & \ddots \\ 0 & wh(44) \end{bmatrix}$$

在低維度中分開的 y 及 W' 以 Y_i 及 W_i' 表示，在此 $1 \leq i \leq 8$ 。

維度量測 E 定義為

$$E = \|W_i'(y_i - s)\|^2 \quad \dots(37)$$

編碼簿向量 s 為 y_i 量化的結果。搜尋此使得失真量測 E 達到最小的編碼簿之碼向量。

在編碼簿學習中，使用一般的 Lloyd 演算法 (GLA) 執行加權。先說明用於學習的最適質心狀態。如果有 M 個輸入向量 y ，其具有選擇的碼編碼 s 作為最適量化結果，則訓練數據為 y_k ，由式 (38) 給定失真 J 的期望值，而使得對應所有數據框 k 之加權中心達到最小：

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

五、發明說明 (47)

$$\begin{aligned}
 J &= \frac{1}{M} \sum_{k=1}^M \|W_k'(y_k - s)\|^2 \\
 &= \frac{1}{M} \sum_{k=1}^M (y_k - s)^T W_k'^T W_k' (y_k - s) \\
 &= \frac{1}{M} \sum_{k=1}^M y_k^T W_k'^T W_k' y_k - 2y_k^T W_k'^T W_k' s \\
 &\quad + s^T W_k'^T W_k' s
 \end{aligned}$$

...(38)

解

$$\frac{\partial J}{\partial s} = \frac{1}{M} \sum_{k=1}^M (-2y_k^T W_k'^T W_k' + 2s^T W_k'^T W_k') = 0$$

得到

$$\sum_{k=1}^M y_k^T W_k'^T W_k' = \sum_{k=1}^M s^T W_k'^T W_k'$$

取兩邊的移轉值，得：

$$\sum_{k=1}^M W_k'^T W_k' y_k = \sum_{k=1}^M W_k'^T W_k' s$$

Therefore,

$$s = \left(\sum_{k=1}^M W_k'^T W_k' \right)^{-1} \sum_{k=1}^M W_k'^T W_k' y_k$$

...(39)

在上述 (3 9) 中， s 為一最適表示向量，且表示最適之質心狀態。

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

象

五、發明說明 (48)

對於最適編碼狀態，其足以搜尋 s 以使得在搜尋期間 $\|W_i' (y_i - s)\|^2 \cdot W_i'$ 的數值達到最小，而不必與學習期間的 W_i' 相同，且可為非加權矩陣

$$\begin{bmatrix} 1 & & & 0 \\ & 1 & & \\ & & \ddots & \\ 0 & & & 1 \end{bmatrix}$$

由兩階段向量量化單元取代語音信號編碼器中向量量化單元 116，則有可能使得輸出指數位元數變動。

使用本發明 C L E P 編碼配置的第二編碼單元 120 具有多階向量量化處理部份（在圖 12 的本發明中的雙階編碼部份 120₁ 及 120₂）。顯示圖 12 的配置以符合當傳輸位元速率可在如 2 k b p s 及 6 k b p s 間切換時，傳送位元速率 6 k b p s，且切換在 23 b i t / 5 m s e c 及 15 b i t / 5 m s e c 間的形狀及增益指數輸出。圖 13 及圖 12 之配置的处理流程。

現在請參考圖 12，圖 12 的第一編碼單元 300 等於圖 3 的第一編碼單元 113。圖 12 的 L P C 分析電路 302 等於圖 3 的 L P C 分析電路 123，而 L S P 參數量化電路 303 對應圖 3 中從至 L S P 轉換電路 133 的 α 到至 α 轉換電路 137 的 L S P，且圖 12 的知覺加權濾波器 304 對應知覺加權濾波器計算電路 139 及圖 3 的包封濾波器 125。因此，在圖 12 中，將輸出供應端點 305，此輸出與至圖 3 的第一編碼單元 113 的 α 轉

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

五、發明說明 (49)

換電路 1 3 7 的 L S P 輸出相同，而對端點 3 0 7 提供一輸出，此輸出與圖 3 中知覺加權濾波器計算電路 1 3 6 的輸出相同，且對端點 3 0 6 供應一輸出，此輸出與圖 3 中的知覺加權濾波器 1 2 6 的輸出相同。但是，為了與知覺加權濾波器 1 2 5 分別開，圖 1 2 的知覺加權濾波器 3 0 4 產生知覺加權信號，即與圖 3 之知覺加權濾波器 1 2 5 輸出相同的信號，此係使用輸入語音數據及預先量化的 α 參數，而非使用 L S P α 轉換電路 1 3 7 的輸出。

在圖 1 2 的兩階段第二編碼單元 1 2 0₁ 及 1 2 0₂ 中，減法器 3 1 3，3 2 3 對應圖 3 的減法器 1 2 3，而加權距離計算電路 3 1 4，3 2 4 對應圖 3 的加權距離計算電路 1 2 4。另外，增益電路 3 1 1，3 2 1 對應圖 3 的增益電路 1 2 6，而編碼簿 3 1 0，3 1 2 及編碼簿 3 1 5，3 2 5 對應圖 3 的雜訊編碼簿 1 2 1。

在圖 1 2 的架構中，圖 1 3 之步驟 S 1 中的 L P C 分析電路 3 0 2 將從一端點 3 0 1 中來自的輸入語音數據 x 分成上述的數據框以執行 L P C 分析而得到 α 參數。

L P C 參數量化電路 3 0 3 將來自 L P C 分析電路 3 0 2 的 α 參數轉換成 L S P 參數以量化 L S P 參數。量化的 L S P 參數內插且轉換成 α 參數。L S P 參數量化電路 3 0 3 從由量化 L S P 參數中轉換的 α 參數產生一 L P C 合成濾波器函數 $1/H(z)$ ，即量化的 L S P 參數，且將產生的 L P C 合成濾波器函數 $1/H(z)$ 經由端點 3 0 5 送至第一階第二編碼單元 1 2 1₁ 的知覺加權合成

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

泉

五、發明說明 (50)

濾波器 3 1 2 。

知覺加權濾波器 3 0 4 從 L P C 分析電路 3 0 2 的 α 參數中找出用於知覺加權的數據，其與由圖 3 之知覺加權濾波器計算電路 1 3 9 產生者相同，即預量化的 α 參數。經由端點 3 0 7 將此加權數據供應第一階第二編碼單元 1 2 0₁ 的知覺加權合成濾波器 3 1 2。知覺加權濾波器 3 0 4 產生知覺加權信號，此信號與圖 3 的知覺加權濾波器 1 2 5 所從輸入語音數據及預量化 α 參數中輸出者相同，即 L P C 合成濾波器函數 W 先從預量化 α 參數中產生。如此產生的濾波器函數 $W(z)$ 供應輸入語音數據 x 以產生 xw ，經由端點 3 0 7 將此數值供應予第一階第二編碼單元 1 2 0₁ 的減法器 3 1 3 作為知覺加權信號。

在第一階第二編碼單元 1 2 0₁ 中，9 位元形狀指數輸出之複雜編碼簿 3 1 0 的表示數值輸出送至增益電路 3 1 1，然後從複雜編碼簿 3 1 0 的表示輸出乘上 6 位元增益指數輸出之增益編碼簿 3 1 5 的增益（純量）。乘上增益電路 3 1 1 之增益的表示數值輸出送至知覺加權合成濾波器 3 1 2，而 $1/A(z) = (1/H(z)) * W(z)$ 。加權合成濾波器 3 1 9 送至 $1/A(z)$ 0 輸入響應輸出予減法器 3 1 3，如圖 1 3 之步驟 S 3 中所指示者。減法器 3 1 3 執行知覺加權合成濾波器 3 1 2 之 0 輸入響應輸出及知覺加權濾波器 3 0 4 的知覺加權信號 xw 之相減運算，且得到的差值或誤差作為參考向量 r 。在第一階第二編碼單元 1 2 0₁ 搜尋期間，此參考向量 r 送至顯

（請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁）

裝

訂

象

五、發明說明 (51)

示計算電路 3 1 4，在此計算加權距離，且搜尋使得量化誤差能量 E 達到最小的形狀向量 s 及增益 g ，如圖 1 3 中的步驟 S 4 所示者。在此， $1/A(z)$ 為 0 狀態。即如果在輸出狀態中應用 $1/A(z)$ 編碼簿合成的形狀向量 s 為 s_{syn} ，則搜尋使式 (4 0) 達到最小的形狀向量 s 及增益 g

$$E = \sum_{n=0}^{N-1} (r(n) - gs_{syn}(n))^2 \quad \dots(40)$$

但是可完全搜尋使得量化誤差能 E 達到最小的 s 及 g ，但是可使用下列方法以減少計算量

第一方法為搜尋使得由式 (4 1) 定義的 E_s 達到最小的形狀向量 s ：

$$E_s = \frac{\sum_{n=0}^{N-1} r(n)s_{syn}(n)}{\sqrt{\sum_{n=0}^{N-1} s_{syn}(n)^2}} \quad \dots(41)$$

從第一方法得到的 s ，由式 (4 2) 顯示理想增益

$$g_{ref} = \frac{\sum_{n=0}^{N-1} r(n)s_{syn}(n)}{\sum_{n=0}^{N-1} s_{syn}(n)^2} \quad \dots(42)$$

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

及

五、發明說明 (52)

因此，如同第二方法，搜尋使得式 (4 3) 達到最小的 g 。

$$Eg = (g_{ref} - g)^2 \quad \checkmark \dots(43)$$

因為 E 為 g 的正交函數，此 g 得到 Eg 達到最小，而 Eg 使得 E 達到最小。

由第一及第二方法得到的 s 及 g ，可由式 (4 4) 計算量化誤差向量 e

$$e = r - gS_{syn} \quad \checkmark \dots(44)$$

將此量化如第一階中將第二階第二編碼單元 1 2 0₂ 的參考值量化。

即，直接從第一階第二編碼單元 1 2 0₁ 的知覺加權合成濾波器 3 1 2 供應信號，此信號提供端點 3 0 5 及 3 0 7 至一第二編碼單元 1 2 0₂ 的知覺加權合成濾波器 3 2 2。由第一階第二編碼單元 1 2 0₁ 得到的量化誤差向量 e 供應第二階第二編碼單元 1 2 0₂ 的減法器 3 2 3。

在圖 1 3 的步驟 S 5 中，執行類似第二階第二編碼單元 1 2 0₂ 中發生的第一階中執行的處理。即來自 5 位元形狀指數輸出之複雜編碼簿 3 2 0 之輸出的表示值送至增益電路 3 2 1，在此編碼簿 3 2 0 的表示值輸出乘上 3 位

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝 訂

象

五、發明說明 (53)

元增益輸出的增益編碼簿 3 2 5 中的增益。加權合成濾波器 3 2 2 的輸出送至減法器 3 2 3，在此得到知覺加權合成濾波器 3 2 2 的輸出及第一階量化誤差向量 e 之間的差值。該差值送至加權距離計算電路 3 2 4 以計算加權距離，因此搜尋形狀向量 s 及使得量化誤差能 E 可能最小的增益 g 。

複雜編碼簿 3 1 0 的形狀指數輸出及第一階第二編碼單元 1 2 0₁ 的增益編碼簿 3 1 0 的增益指數輸出，複雜編碼簿 3 2 0 的指數輸出及第二階第二編碼單元 1 2 0₂ 的增益編碼簿 3 2 5 的指數輸出送至指數輸出開關電路 3 3 0。如果從第二編碼單元 1 2 0 輸出 2 3 位元，加總複雜編碼簿 3 1 0，3 2 0 的指數數據及第一階及第二階第二編碼單元 1 2 0₁，1 2 0₂ 的增益編碼簿 3 1 5，3 2 5 且加以輸出。如果輸出 1 5 位元，輸出複雜編碼簿 3 1 0 的指數數據及第一階第二編碼單元 1 2 0₁ 的增益編碼簿 3 1 5。

然後更新濾波器狀態以計算步驟 6 中顯示的 0 輸入響應輸出。

在本實施例中，對於形狀向量第二階第二編碼單元 1 2 0₂ 的指數位元數小至 5，而增益之指數位元數則小至 3。如果在編碼簿的例子中沒有適當的形狀及增益，則量化誤差易於增加，而不是減少。

雖然可在增益中提供 0 以防止發生此問題，但是只有三個位元使用在增益上。如果其中的一位元設定為 0，則

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

象

五、發明說明 (54)

量化器的性能極大的變壞。在此考量下，對於形狀向量（已分配大量位元者）提供所有 0 規避。執行上述搜尋，排除所有的 0 向量，且如果最後量化誤差增加則選擇所有 0 向量。增益為隨意數。則有可能防止在第二階第二編碼單元 1 2 0₂ 中防止量化誤差。

雖然上文中已說明雙階配置，階數可大於 2。在此例子中，如果由第一階閉路搜尋進行的向量量化已接近閉路狀態，應用作為參考輸入的第 (N - 1) 階的量化誤差執行第 N 階量化，在此 $2 \leq N$ ，且第 N 階的量化誤差作為至第 (N + 1) 階的參考輸入。

從圖 1 2，1 3 中可看到經由使用第二編碼單元的多階向量量化器，與直接向量量化之使用（其具有相同的位元數或者使用一共軛編碼簿），計算量減少。尤其是，在 C E L P 編碼中，經由合成方法之分析，執行使用閉路搜尋的時間軸波形的向量量化，語音操作中較小的次數具有關鍵性。另外，可由使用雙階第二編碼單元 1 2 0₁，1 2 0₂ 的指數輸出及只使用第一階第二編碼單元 1 2 0₁ 的輸出而簡單地切換位元數，其中不使用第二階第二編碼單元 1 2 0 的輸出。如果組合第一階及第二階第二編碼單元 1 2 0₁，1 2 0₂ 的輸出且加以輸出，則可經由選擇指數輸出中的一輸出則解碼裝置可符合配置。即經由使用在 2 k b p s 操作的解碼裝置，解碼應用如 6 k b p s 編碼的參數而使得解碼裝置簡單地符合配置。另外，如果在第二階第二編碼單元 1 2 0₂ 的步驟編碼簿中包含 0 向量，

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

裝

五、發明說明 (55)

其變得當 0 加入增益時，有可能防止隨著性能中較不變壞而增加。

例子經由下列方法可產生複雜編碼簿（形狀向量）的碼向量。

✓ 可由裁剪（clipping）所謂的高斯雜訊產生如複雜編碼簿的碼向量，尤其是，可經由產生高斯雜訊而產生編碼簿，應用適當的臨界值及正規化裁剪高斯雜訊而裁剪高斯雜訊。

但是，在語音中具有多個型式。例子，高斯雜訊可抗衡接近雜訊的子音語音，如 " s a , s h i , s u , s e 及 s o " ，而高斯雜訊沒有抗衡準確上升的子音如 " p a , p i , p u , p e 及 p o " 。

依據本發明，高斯雜訊可加入某些碼向量中，而由學習處理碼向量的其他部份，使得具有尖銳上升子音發聲的子音與接近雜訊的子音可相抗衡。如果，例如增加臨界值，此得到的向量具有一些較大的峰值，而如果臨界值減少，碼向量約為高斯雜訊。因此，經由增加截除臨界值中的變動，有可能抗衡如 " p a , p i , p u , p e 及 p o " 之類具有尖銳上升之子音或者接近如 " s a , s h i , s u , s e , s o " 之類的子音，而變得更清楚。圖

1 4 A , 1 4 B 顯示由對應的實線及虛線表示的高斯雜訊及截除雜訊。圖 1 4 A , 1 4 B 顯示截除臨界值為 1 . 0 的雜訊，即具有較大的臨界值，及截除臨界值為 0 . 4 的雜訊，即具有較小臨界值的雜訊。從圖 1 4 A 及 1 4 B 中

（請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁）

裝

訂

頁

第 7 次修正
年 月 日
補充

A7

B7

五、發明說明 (56)

可看出，如果選擇的臨界值較大，則得到一具有較大峰值的向量，而如果選擇的臨界值較小，則雜訊接近於高斯雜訊本身。

爲了實現此設計，由截除高斯雜訊及設定數目適當的不學習碼不製備原始編碼簿。依據增加變數值以抗衡接近如 " s a , s h i , s u , s e 及 s o " 的子音而選擇非學習碼向量。由學習得到的向量使用學習用的 L B G 演算法。在最近鄰域狀態下的編碼使用連續碼向量及學習中得到的碼向量。在質心狀態中，只有更新將學習的碼向量。此將學習的臨界值抗衡尖銳上升的子音，如 " p a , p i , p e 及 p o " 。

可由一般的學習對於這些碼向量學習一最適增益。

圖 1 5 示由截除高斯雜訊相同編碼簿的處理流程。

在圖 1 5 之步驟 S 1 0 中開始時學習次數 n 設定爲 0。而誤差 $D_0 = \infty$ ，設定學習 n_{max} 的最大次數，且設定臨界值 ϵ ，此臨界值設定學習結束狀態。

在下一步驟 S 1 1 中，產生取出高斯雜訊的原始編碼簿。在步驟 S 1 2 中，部份的碼向量。在步驟 S 1 2 中，固定部份的碼向量作爲非學習碼向量。

在步驟 S 1 3 中，使用上述編碼簿編碼。在步驟 S 1 4 中，計算誤差。在步驟 S 1 5 中，判斷是否 $D_{n-1} - D_n / d_n < \epsilon$ ，或者 $n = n_{max}$ 如果是，結束該執行。如果不是，進行步驟 S 1 6。

在步驟 S 1 6 中，處理編碼不使用的碼向量。在下步

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝
訂
線

五、發明說明 (57)

驟 S 1 7 中，更新編碼簿。在步驟 1 8 中，在回至步驟 1 3 前增加學習 n 的次數。

在圖 3 的語音編碼中，現在說明發聲 / 非發聲 (V / U V) 辨識單元 1 1 5 的特定例子。

V / U V 辨識單元 1 1 5 基於正交轉換電路 1 4 5 的輸出，來自高精度搜尋單元 1 4 6 的最適音度，來自頻譜計算單元 1 4 8 的頻譜振幅數據，來自開路音度搜尋單元 1 4 1 的最大正規化自相關值 $r(p)$ 及來自過零點計數器 4 1 6 的過零點計數執行一數據框的 V / U V 辨識。與 M B E 所使用者類似的 V / U V 決定之頻帶基礎結果的邊界位置也作為數據框之狀態之一。

現在說明 M B E 之 V / U V 辨識的狀態，其使用頻帶基礎 V / U V 辨識的結果。

表示在 M B E 例子中第 m 個諧波之量的參數或者振幅 $|A_m|$ 表示為

$$\therefore |A_m| = \frac{\sum_{j=a_m}^{b_m} |S(j)| |E(j)|}{\sum_{j=a_m}^{b_m} |E(j)|^2}$$

在此式子中， $|s(j)|$ 為 D E F 之 L P 餘數上得到的頻譜，則 $|E(j)|$ 為基本信號的頻譜，尤其是 2 5 6 點的 H a m m i n g 窗口，而 a_m ， b_m 為對應第 m 諧波中第 m 個頻帶之頻率由指數表示的下及上限。對於頻帶基礎 V / U V 辨識，使用雜訊信號比 (N S R)。第 m 個頻帶的 N S R 表示成

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

泉

五、發明說明 (58)

$$NSR = \frac{\sum_{j=a_m}^{b_m} \{|S(j) - |A_m||E(j)|\}^2}{\sum_{j=a_m}^{b_m} |S(j)|^2}$$

如果 N S R 大於一重設的臨界值，即如果誤差較大，則認為在頻帶中由 $|A_m| |E(j)|$ 得到的 $S(j)$ 之近似值不佳，即激勵信號 $|E(j)|$ 不為適當的基底。因此決定在問題中的頻帶為非發聲 (U V)。如果不是，則認為已執行很好的近似，因此為一發聲 (V)。

須知對應頻帶 (弦波) 的 N S R 表示一弦波至另一弦波之弦波的相似性。S N R 之增益加權弦波合定義為 N S R_{all} :

$$NSR_{all} = (\sum_m |A_m| NSR_m) / (\sum_m |A_m|)$$

用於 V / U V 辨識的規則基準視頻譜相似性 N S R_{all} 是否大於或者小於某一臨界值而定。在此臨界值設定為 $Th_{NSR} = 0.3$ 。此準則基礎與 L P C 餘數之自相關的最大值有關。此 $NSR_{all} < Th_{NSR}$ 的例子中，如果使用該規則，則數據框成為 V，如果不使用規則，則數據框為 U V。

一特定的規則為：

對於 $NSR_{all} < TH_{NSR}$

如果 $numZeroXP < 24$ ， $frmPow > 340$ 且 $r0 >$

0.32 ，則數據框為 V；

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

象

經濟部中央標準局員工消費合作社印製

1.2)

1.2)

A7
B7

五、發明說明 ()

對於 $N S R_{a l l} \geq T H_{N S R}$

如果 $n u m Z e r o X P > 30$, $f r m P o w < 900$ 且 $r 0 > 0.23$ 則數據框為 $U V$;

其中對應的變數定義如下 :

$n u m Z e r o X P$: 各數據框的過零點數

$f r m P o w$: 數據框功率

$r 0$: 自相關的最大值。

表示一組特定規則 (如上述者) 的規則用於辨識 $V / U V$ 。

下文將詳細說明圖 4 之語音信號解碼裝置的操作及基本部位的架構。

L P C 合成濾波器 2 1 4 分成用於發聲語音 (V) 的合成濾波器 2 3 6 及用於非發聲語音 ($U V$) 的合成濾波器 2 3 7 , 如上述者。如果每 20 個樣本對 L S P 持續進行內插, 即行 2 . 5 m s e c 進行內插, 而不使用 $V / U V$ 辨識之合成濾波器, 在 V 至 $U V$ 或者 $U V$ 至 V 暫態部份內插完成不同性質的 L S P 。此結果為 $U V$ 及 V 的 L P C 成為 V 及 $U V$ 的對應餘數, 使得所產生奇怪的聲音。為了防止此種不良的效應發生, L P C 合成濾波器分成 V 及 $U V$ 及 L P C 係數內插分別對 V 及 $U V$ 進行。

現在說明此形成中用於 L P C 濾波器 2 3 6 , 2 3 7 之係數內插的方法。尤其是依據 $V / U V$ 的狀態切換 L S P 內插, 如圖 1 6 所示。

以 10 階 L P C 分析為例子, 等間隔 L S P 可對應平

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

五、發明說明 () ✓

坦濾波器特性的 α 參數，且增益等於 1，即 L S P 之 $\alpha_0 = 1$ ， $\alpha_1 = \alpha_2 = \dots = \alpha_{10} = 1$ ， $0 \leq \alpha \leq 10$ 。

此 10 階 L P C 分析中（即 10 階 L P C）為 L S P 對應一完全的平坦頻譜，配置 L S P 使得在 0 至 π 之間具有 11 個相等的間隔，如圖 17 所示。在此例子中，此時整個的合成濾波器之頻帶濾波器具有最小穿越特徵。

圖 18 示增益改變的方式。尤其是，圖 18 示在從非發聲（U V）部份向發聲（V）部份遷移期間 $1/H_v(z)$ 之增益改變。

對於內插單元，用於 $1/H_v(z)$ 之係數為 2.5 msec（20 個樣本），而用於 2 kbps 的位元速率為 10 msec（80 樣本），用於 6 kbps 的位元速率為 5 msec（40 個樣本）。對於 U V，因為第二編碼單元 120 執行使用合成方法之分析的波形匹配，可執行具有相鄰 V 部份之 L S P 的內插而不執行具有等間隔 L S P 的內插。須知在第二編碼部份 120 的 U V 部份之編碼中，由清除從 V 至 U V 之遷移部份 $1/A(z)$ 加權合成濾波器 122 的內部狀態而將 0 輸入的響應設定為 0。

L P C 合成濾波器 236，237 的輸出送至對應的不相關後濾波器 238 u，238 v。對 V 及 U V 設定不

（請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁）

家

訂

五、發明說明 (61)

同的過濾器之強度及頻率響應。

現在說明 L P 餘數信號之 V 及 U V 部份間連接部位的窗口，即激勵成一 L P C 合成濾波器輸入。由圖 4 的發聲語音合成單元 2 1 1 的弦波合成電路 2 5 1 及非發聲語音合成單元 2 2 0 的窗口電路 2 2 3 執行窗口作業。在由本發明人提供 J P 專利申請案 N o . 4 - 9 1 4 2 2 中已詳細說明激勵之 V 部份的合成方法，而本發明人提出的 J P 專利申請案 N o . 6 - 1 9 8 4 5 1 中詳細說明激勵之向量的快速合成方法。在本說明實施例中，使用此快速合成方法以產生使用此快速合成方法的 V 部份激勵。

在發聲 (V) 部份中，其中由使用相鄰數據框之頻譜內插執行弦波合成，可產生第 n 及 (n + 1) 數據框間的所有波形，如圖 1 9 中所示者。但是，對於 V 及 U V 部份的信號部份，如圖 1 9 中的第 (n + 1) 數據框及 (n + 2) 數據框，或者例子 U V 部份及 V 部份，U V 部份只編碼及解碼截除 8 0 樣本的數據 (共 1 6 0 樣本等於一數據框間隔) 。此結果為一 V 側之相鄰數據框間的中心點 C N 外執行窗口作業，而在 U V 側的中心點 C N 執行，以如圖 2 0 所示重疊接點部位。反向程序用於 U V 至 V 暫態部位。圖 2 0 顯示在 V 側的窗口。

下文說明在發聲 (V) 部份之雜訊合成及雜訊加入。這些操作由雜訊合成電路 2 1 6 ，加權重疊及相加電路 2 1 7 及圖 4 的加法器 2 1 8 執行，係將雜訊加入 L P 餘數信號的發聲部份而執行，該雜訊考量與進行 L P C 合成

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

泉

五、發明說明 (62)

濾波器輸入的發聲部份之誤差有關。

即，由音度延遲 Pch ，發聲聲音頻譜振幅 $A_m(i)$ ，在數據框 $Amax$ 及餘數信號準位 Lev 中得到上述參數。音度直接 Pch 為用於一預設樣本頻率 f_s 之音度間期的樣本數，如 $f_s = 8\text{ KHz}$ ，而在頻譜振幅 $A_m(i)$ 中的輸入為整數，使得在等於 $I = Pch / 2$ 的 $f_s / 2$ 之頻帶中，用於弦波數之 i 為 $0 < i < I$ 。

應用與非發聲聲音合成如多頻帶編碼 (MBE) 相似的方式執行雜訊合成電路 216 的處理。圖 21 說明雜訊合成電路 216 的特定實施例。

參考圖 21，即一白色雜訊產生器 401 輸出高斯雜訊，然後此高斯雜訊應用 STF T 處理器 402 的短項目 Fourier 轉換 (STF T) 以產生在頻率軸上之雜訊的功率頻譜。高斯雜訊為由一適當的窗口功能 (如 Hamming 窗口) 限制的時域白色雜訊信號波形，其具有預設的長度，如 256 個樣本。來自 STF T 處理 402 的功率頻譜送至乘法器 403 中進行振幅處理，因此可乘上雜訊振幅控制電路 410 的輸出。振幅 403 的輸出送至一反向 STF T (IST F T) 處理器 404，在此其為使用原始白色雜訊的相位作為轉換成時域信號之相位在 IST F T。IST F T 處理器 104 的輸出送至加權重疊相加電路 217。

尤其是可使用在 $\pm \times$ 範圍內產生隨機數且將產生的隨機處處理成 FFT 頻譜的實部及虛部的方法，或者是從 0

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

象

五、發明說明 (63)

至最大數之範圍內產生正隨機數的方法，以處理成 F F T 頻譜的振幅，且產生範圍在 $-\pi$ 及 $+\pi$ 之間的隨機數，且處理計算隨機數作為 F F T 頻譜的相位。

因此有可能消除圖 2 1 的 S T F T 處理器 4 0 2 以簡化其結構或者減少處理量。

雜訊振幅控制電路 4 1 0 具有圖 2 2 之例子中所示的基本架構，且經由控制在乘法器 4 0 3 上的乘法係數，而經由來自圖 4 之頻譜包封的量化器 2 1 2 供應的發聲 (V) 聲音之頻譜振幅 $A_m \{ i \}$ 找出合成的雜訊振幅

$A_m _ \text{noise} \{ i \}$ 。即在圖 2 2 中，由雜訊加權電路 4 1 7 加權一最適 $\text{noise} _ \text{mix}$ 值計算電路

4 1 6 的輸出，其中輸入頻譜振幅 $A_m \{ i \}$ 及音度延遲 $P_c h$ 至該電路，且所得到的輸出送至乘法器 4 1 8 中而與頻譜振幅 $A_m \{ i \}$ 相乘以產生雜訊振幅

$A_m _ \text{noise} \{ i \}$ 。對於雜訊合成及相加之第一特定實施例，現在說明一例子，其中雜訊振幅

$A_m _ \text{noise} \{ i \}$ 成為上述四個參數中兩參數的函數，即音度延遲 $P_c h$ 及頻譜振幅 $A_m \{ i \}$ 。

這些 $f_1 \{ P_c h, A_m \{ i \} \}$ 為：

$f_1 (P_c h, A_m \{ i \}) = 0$ ，在此 $0 < i < \text{Noise} _ b \times I$ ，

$f_1 (P_c h, A_m \{ i \}) = A_m \{ i \} \times \text{noise} _ \text{mix}$ ，在此 $\text{Noise} _ b \times I \leq i \leq I$ ，且

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

錄

五、發明說明 (64)

$$\text{noise_mix} = K \times Pch / 2.0。$$

須知 noise_max 的最大值為截除處之 noise_mix_max 。例如， $K = 0.02$ ， $\text{noise_mix_max} = 0.3$ ，且 $\text{Noise_b} = 0.7$ ，在此雜訊 b 為常數，其整個頻帶的那一部份加入雜訊。在本實施例中，雜訊加入頻率範圍大於 70% 之部位，即如果 $f_s = 8 \text{ KHz}$ ，則雜訊加入範圍從 $400 \times 0.7 - 2800 \text{ KHz}$ 至 4000 Hz 部份。

作為用於雜訊合成及相加的第二特定實施例，其中雜訊振幅 $A_{m_noise}[i]$ 為四個參數中三個參數的函數 $f_2(Pch, A_m[i], A_{max})$ ，該三個參數為音度延遲 Pch ，頻譜振幅 $A_m[i]$ 及最大頻譜振幅 A_{max} 。

這些函數 $f_2(Pch, A_m[i], A_{max})$ 為：

$$f_2(Pch, A_m[i], A_{max}) = 0, 0 \leq i \leq \text{Noise_b} \times I,$$

$$f_2(Pch, A_m[i], A_{max}) = A_m[i] \times \text{noise_mix}, \text{Noise_b} \times I \leq i \leq I,$$

$$\text{noise_mix} = K \times Pch / 2.0。$$

須知 noise_mix 的最大值為 noise_mix_max ，例如 $K = 0.02$ ， $\text{noise_mix_max} = 0.3$ 且 $\text{Noise_b} = 0.7$ 。

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

泉

五、發明說明 (65)

如果 $A_m [i] \times N > A_{max} \times C \times noise_mix$ 則 $f_2 (Pch, A_m [i], A_{max}) = A_{max} \times C \times noise_mix$ ，在此常數 C 設定為 0.3 ($C = 0.3$)，因為可由條件方程式而防止準位過大，上述 K 及 $noise_mix_max$ 可更進一步增加，且如果高範圍準位更高則雜訊準位可更進一步增加。

在雜訊合成及相加的第三特定實施例中，上述雜訊振幅 $A_m_noise [i]$ 可為上述所有四個參數的函數，即 $f_3 (Pch, A_m [i], A_{max}, Lev)$ 。

函數 $f_3 (Pch, A_m [i], A_{max}, Lev)$ 的特定例子傳統與上述 $f_2 (Pch, A_m [i], A_{max})$ 類似。餘數信號準位為在時間軸上量測之頻譜振幅 $A_m [i]$ 的均方根或信號準位。與第二特定實施例的差別處在於設定 K 及 $noise_mix_max$ 的數值為 Lev 的函數。即如果 Lev 太小或太大，設定 K 及 $noise_mix_max$ 的數值為較大或較小的值。另外， Lev 的值可加以設定使得與 K 及 $noise_mix_max$ 之值比反比。

現在說明後濾波器 238v, 238u。

圖 23 顯示一可成為圖 4 之實施例中的後濾波器 238u, 238v 的後濾波器。進行後濾波器之基本部位的頻譜塑形濾波器 440 由格式加強濾波器 441 及高範圍加強濾波器 442 組成。頻譜塑形濾波器 440 的輸

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

裝

五、發明說明 (66)

出送至增益調整電路 4 4 3，此電路適於更正由頻譜塑形產生的增益改變。增益調整電路 4 4 3 經由比較輸入 X 與頻譜塑形濾波器 4 4 0 的輸出 y 而由增益控制電路 4 4 5 決定增益 G，以對計算更正值計算增益改變。

如果 L P C 合成濾波器之分母 $H_v(z)$ 及 $H_{uv}(z)$ 的係數以 α_i 表示，則頻譜塑形濾波器 4 4 0 的特徵 $PF(z)$ 可表示為

$$PF(z) = \frac{\sum_{i=0}^P \alpha_i \beta^i z^{-i}}{\sum_{i=0}^P \alpha_i \gamma^i z^i} (1 - kz^{-1})$$

此方程式的分子部份表示格式加強濾波器的特性，而 $(1 - Kz^{-1})$ 表示高範圍加強濾波器的特性。 β ， γ 及 K 為常數，如 $\beta = 0.6$ ， $\gamma = 0.8$ 且 $K = 0.3$ 。

給定增益調整電路 4 4 3 的 g 為

$$G = \sqrt{\frac{\sum_{i=0}^{159} x^2(i)}{\sum_{i=0}^{159} y^2(i)}}$$

在上式中， $x(i)$ 及 $y(i)$ 表示頻譜塑形濾波器 4 4 0 的對應輸入及輸出。

如圖 2 4 所示，須知頻譜塑形濾波器 4 4 0 的係數更新周期為 20 樣本或者 2.5 msec，如同 α 參數的更

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

象

五、發明說明 (67)

新周期，該 α 參數為 L P C 合成濾波器的係數。增益調整電路 4 4 3 之增益高斯雜訊的更新周期為 1 6 0 樣本或者 2 0 m s e c 。

經由設定頻譜塑形濾波器 4 4 3 的更新周期而使得比作為後濾波器之頻譜塑形濾波器 4 4 0 的係數者還更長，則有可能防止由增益調整振動導致的效應。

即在一衍生性後濾波器中，設定頻譜塑形濾波器的係數更新周期等於增益更新周期，且如果選擇增益更新周期為 2 0 樣本或者 2 . 5 m s e c ，則甚至在一音度周期中增益值仍有可能變動，因此如圖 2 4 所示產生截除雜訊。在本實施例中，經由設定增益開關周期使其長於一數據框或者 1 6 0 樣本或者 2 0 m s e c ，則可防止突發性的增益值改變。反之，如果頻譜塑形濾波器係數的更新周期為 1 6 0 樣本或者 2 0 m s e c ，則在濾波器特徵中不產生任何平滑性變動，因此在合成波形中產生不良效應。但是，經由設定濾波器係數更新周期使其為 2 0 樣本或者 2 . 5 m s e c 之較短的數值，則有可能選擇更有效的後濾波效應。

經由相鄰數據框間的增益連接處理，由三角窗口

$W(i) = i / 20$ ($0 \leq i \leq 20$) 使得前一數據框的濾波器係數與增益與現在數據框的濾波器係數與增益相乘。

$1 - W(i)$ ($0 \leq i \leq 20$) 及所得到的乘積相加，如圖 2 5 所示。即圖 2 5 示前一數據框的增益 G_1 如何

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

錄

五、發明說明(68)

併入現在數據框的增益 G_1 中。尤其是，使用前一數據框的增益及濾波器係數的正比漸減，而使用現在濾波器的濾波器係數及增益者漸增。在圖 2 5 的時間點 T 中用於現在數據框的濾波器之內部狀態與用於前一數據框的內部狀態從同一狀態同開始，即從前一數據框的最後狀態開始。

上述信號編碼及信號解碼，可作為使用在如圖 2 6，2 7 之行動通信裝置或者行動電話的語音編碼簿中。

圖 2/6 示使用圖 1，3 配置之語音編碼單元 1 6 0 之行動端的傳送側。由圖 2 6 之麥克風收集的語音信號由放大器 1 6 2 放大且由類比 / 數位 (A / D) 轉換器 1 6 3 轉換成數位信號，此信號送至圖 1，3 配置的語音編碼單元 1 6 0。例如 A / D 轉換器 1 6 3 的數位信號供應輸入端 1 0 1。語音編碼單元 1 6 0 執行圖 1，3 說明的編碼。送至圖 1，2 的輸入端之輸出信號應用作為至一傳送頻道編碼單元 1 6 4 的語音編碼單元 1 6 0 之單元信號，然後執行供應信號上的頻道編碼。傳送頻道編碼單元 1 6 4 的輸出信號再傳送至調變電路 1 6 5 加以調變再經由 D / A 轉換器 1 6 6 及 RF 放大器 6 7 供應天線 1 6 8。

圖 2 7 為使用圖 4 配置之語音解碼單元 2 6 0 的行動端之接收側。由圖 2 7 之天線 2 6 1 接收的語音信號由 RF 放大器 2 6 2 放大且經由類比 / 數位 (A / D) 轉換器 2 6 3 送至一解調電路 2 6 4，由此解調之信號送至一傳送頻道解碼單元 2 6 5。一解碼單元 2 6 5 的輸出信號供應圖 2，4 配置之語音解碼單元 2 6 0。此語音解碼單

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

五、發明說明 (69)

元 2 6 0 應用上述圖 2 , 4 說明的方式解碼信號。送至圖 2 , 4 之輸出端 2 0 1 處輸出的信號作為至數位 / 類比 (D / A) 轉換器 2 6 6 的語音解碼單元 2 6 0 之信號，將來自 D / A 轉換器 2 6 6 的類比語音信號送至揚聲器 2 6 8 。

本發明並不限於上述實施例。例如，雖然說明中圖 1 , 3 的語音分析側 (編碼器) 的架構或者語音合成側 (解碼器) 的架構為硬體，但是也可以應用軟體程式加以配置，例如使用所謂的數位信號處理器 (D S P) 。在解碼器側的後濾波器 2 3 8 v , 2 3 8 u 或者合成濾波器 2 3 6 , 2 3 7 不需要分為用於發聲聲音及用於非發聲聲音的濾波器，而是可使用用於發聲及非發聲聲音之共同後濾波器或 L P C 合成濾波器。須了解本發明的觀點不只使用在傳送或解碼及 / 或複製上，而且可使用在多種其他領域中，音度或者速度轉換，由電腦語音或雜訊抑制的語音合成。

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

本

訂

四、中文發明摘要 (發明之名稱：

語音編碼之方法及設備以
及音訊編碼之方法及設備

一種語音編碼方法及設備，及一種音頻訊號編碼方法及設備，其中在計算知覺加權向量量化之加權值時的運算量可減少，以加快處理速度，或減輕在硬體上的負載。因此，一轉換的LPC濾波器111求出輸入語音信號上的LPC（線性預測編碼）之餘數，此餘數應用由弦波編碼單元114編碼的弦波分析編碼加以處理。由含知覺加權向量量化的向量量化器116處理所得到的參數。對於此知覺加權向量量化，基於從加權之移轉函數之脈衝響應中得到的參數之正交轉換的結果計算權值。

(請先閱讀背面之注意事項再填本頁各欄)

裝

英文發明摘要 (發明之名稱：

A speech encoding method and apparatus and an audio signal encoding method and apparatus in which the processing volume in calculating a weight value for perceptually weighted vector quantization may be decreased to speed up the processing or to relieve the load on hardware. To this end, an inverted LPC filter 111 finds LPC (linear prediction coding) residuals of an input speech signal which are processed with sinusoidal analysis encoding by a sinusoidal analysis encoding unit 114. The resulting parameters are processed by a vector quantizer 116 with perceptually weighted vector quantization. For this perceptually weighted vector quantization, the weight value is calculated based on results of orthogonal transform of parameters derived from the impulse response of the transfer function of the weight.

訂

線

經濟部中央標準局員工消費合作社印製

修正 88129
本 冊 之
冊 之

A8
B8
C8
D8

六、申請專利範圍

第 8 6 1 1 5 0 9 1 號 專 利 申 請 案

中 文 申 請 專 利 範 圍 修 正 本

民 國 8 8 年 1 月 修 正

✓. 一種語音編碼方法，其中輸入語音訊號以預設的編碼單元而在時間軸上進行分割且以預設的編碼單元而編碼，包含下列步驟：

求出輸入語音信號之短項預測餘數；

將由弦波分析編碼中求出之短項預測餘數編碼；以及

以波形編碼對輸入語音信號編碼；其中之進步在於：

知覺加權向量量化或矩陣量化係應用於短項預測餘數之弦波分析編碼參數上；且其中

在知覺加權向量量化或矩陣量化時，加權值基於獲自加權移轉函數脈衝響應之得到的參數正交轉換結果計算出。

✓. 一種用於編碼音頻訊號的方法，其中輸入音頻訊號以獲自將輸入音頻訊號轉換成頻率範圍之訊號的參數而表示，其中之進步在於：

對於該參數之加權向量量化，加權值係根據獲自加權移轉函數脈衝響應之參數正交轉換結果而計算出。

✓. 如申請專利範圍第 2 項之用於編碼音頻訊號的方法，其中

該正交轉換為快速傅立葉轉換，且其中如果從快速傅立葉轉換中得到的係數之實部及虛部分別以 r_e 及 i_m 表

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

修正 88129
本 冊 之
冊 之

A8
B8
C8
D8

六、申請專利範圍

第 8 6 1 1 5 0 9 1 號 專 利 申 請 案

中 文 申 請 專 利 範 圍 修 正 本

民 國 8 8 年 1 月 修 正

✓. 一種語音編碼方法，其中輸入語音訊號以預設的編碼單元而在時間軸上進行分割且以預設的編碼單元而編碼，包含下列步驟：

求出輸入語音信號之短項預測餘數；

將由弦波分析編碼中求出之短項預測餘數編碼；以及

以波形編碼對輸入語音信號編碼；其中之進步在於：

知覺加權向量量化或矩陣量化係應用於短項預測餘數之弦波分析編碼參數上；且其中

在知覺加權向量量化或矩陣量化時，加權值基於獲自加權移轉函數脈衝響應之得到的參數正交轉換結果計算出。

✓. 一種用於編碼音頻訊號的方法，其中輸入音頻訊號以獲自將輸入音頻訊號轉換成頻率範圍之訊號的參數而表示，其中之進步在於：

對於該參數之加權向量量化，加權值係根據獲自加權移轉函數脈衝響應之參數正交轉換結果而計算出。

✓. 如申請專利範圍第 2 項之用於編碼音頻訊號的方法，其中

該正交轉換為快速傅立葉轉換，且其中如果從快速傅立葉轉換中得到的係數之實部及虛部分別以 r_e 及 i_m 表

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

六、申請專利範圍

示，則 (re, im) 本身，或 $re^2 + im^2$ ，或 $(re^2 + im^2)^{1/2}$ 以內插而作為該加權值。

4. 一種語音編碼設備，其中輸入語音訊號以預設的編碼單元而在時間軸上進行分割且以預設的編碼單元而編碼，包含：

預測編碼機構，用於求出輸入語音信號的短項預測餘數；

弦波分析編碼機構，可將弦波分析編碼應用在所求出的短期預測餘數上；以及

波形編碼機構，將波形編碼應用在該輸入語音信號上；其中之進步在於：

該弦波分析編碼機構使用知覺加權向量量化或矩陣量化以量化該短項預測餘數之正弦分析編碼參數，且其中

加權值在知覺加權矩陣量化或向量量化時，根據獲自加權移轉函數脈衝響應之參數正交轉換結果而計算出。

5. 一種用於編碼音頻訊號的設備，輸入音頻訊號以獲自將輸入音頻訊號轉換成頻率範圍之訊號的參數而表示，其中之進步在於：

對於該參數之加權向量量化，加權值係根據獲自加權移轉函數脈衝響應之參數正交轉換結果而計算出。

6. 如申請專利範圍第 5 項之用於編碼音頻訊號的設備，其中

該正交轉換為快速傅立葉轉換，且其中如果從快速傅立葉轉換中得到的係數之實部及虛部分別以 re 及 im 表

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

表

訂

六、申請專利範圍

示，則 (re, im) 本身，或 $re^2 + im^2$ ，或 $(re^2 + im^2)^{1/2}$ 以內插而作為該加權值。

4. 一種語音編碼設備，其中輸入語音訊號以預設的編碼單元而在時間軸上進行分割且以預設的編碼單元而編碼，包含：

預測編碼機構，用於求出輸入語音信號的短項預測餘數；

弦波分析編碼機構，可將弦波分析編碼應用在所求出的短期預測餘數上；以及

波形編碼機構，將波形編碼應用在該輸入語音信號上；其中之進步在於：

該弦波分析編碼機構使用知覺加權向量量化或矩陣量化以量化該短項預測餘數之正弦分析編碼參數，且其中

加權值在知覺加權矩陣量化或向量量化時，根據獲自加權移轉函數脈衝響應之參數正交轉換結果而計算出。

5. 一種用於編碼音頻訊號的設備，輸入音頻訊號以獲自將輸入音頻訊號轉換成頻率範圍之訊號的參數而表示，其中之進步在於：

對於該參數之加權向量量化，加權值係根據獲自加權移轉函數脈衝響應之參數正交轉換結果而計算出。

6. 如申請專利範圍第 5 項之用於編碼音頻訊號的設備，其中

該正交轉換為快速傅立葉轉換，且其中如果從快速傅立葉轉換中得到的係數之實部及虛部分別以 re 及 im 表

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

表

訂

專利申請書

A8
B8
C8
D8

六、申請專利範圍

示，則 (re, im) 本身，或 $re^2 + im^2$ ，或 $(re^2 + im^2)^{1/2}$ 以內插而作為權值。

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

經濟部中央標準局員工消費合作社印製

專利範圍

A8
B8
C8
D8

六、申請專利範圍

示，則 (re, im) 本身，或 $re^2 + im^2$ ，或 $(re^2 + im^2)^{1/2}$ 以內插而作為權值。

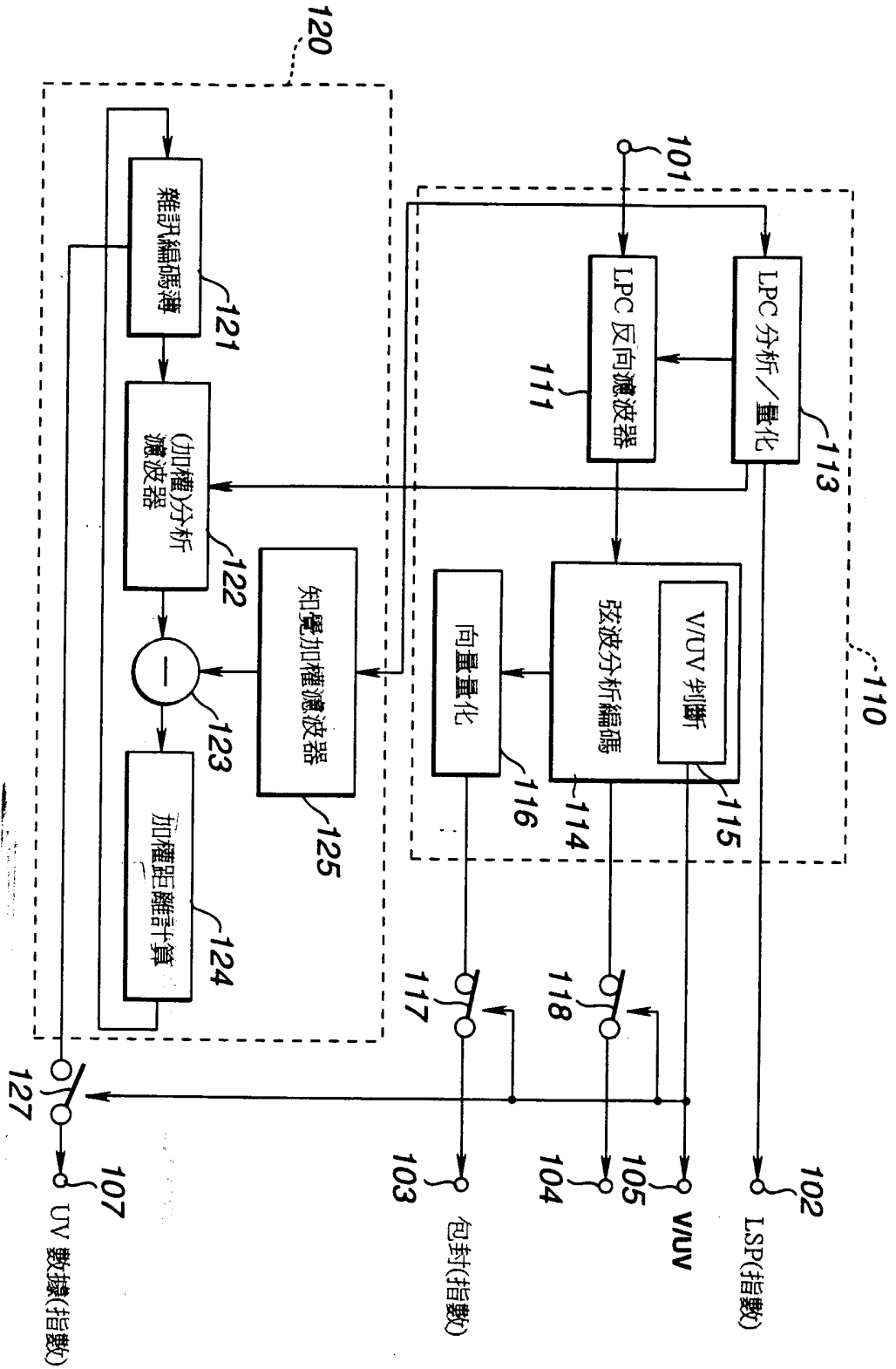
(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

經濟部中央標準局員工消費合作社印製

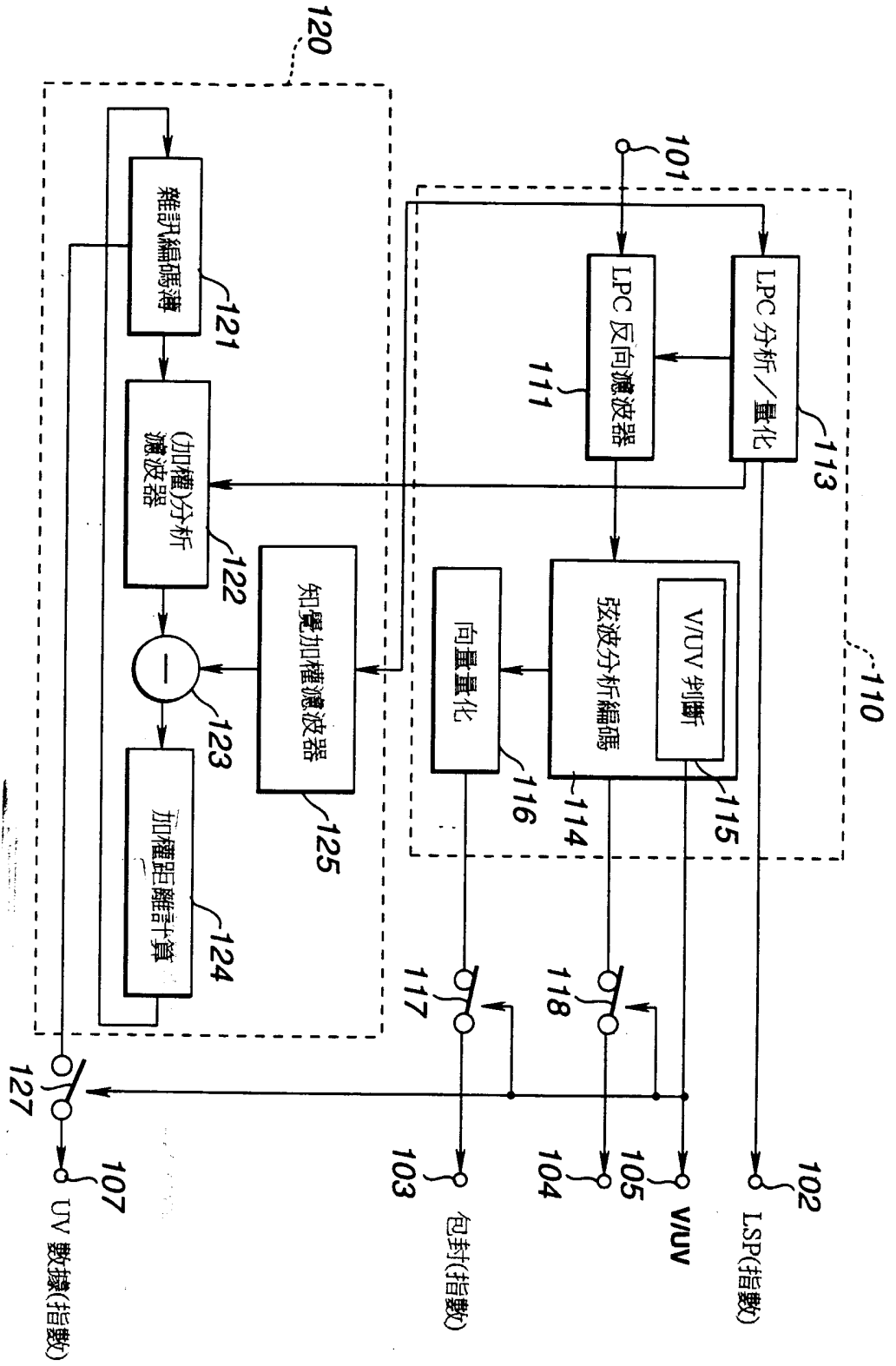
修正
補充
88 年 1 月 29 日



第 1 圖

729623

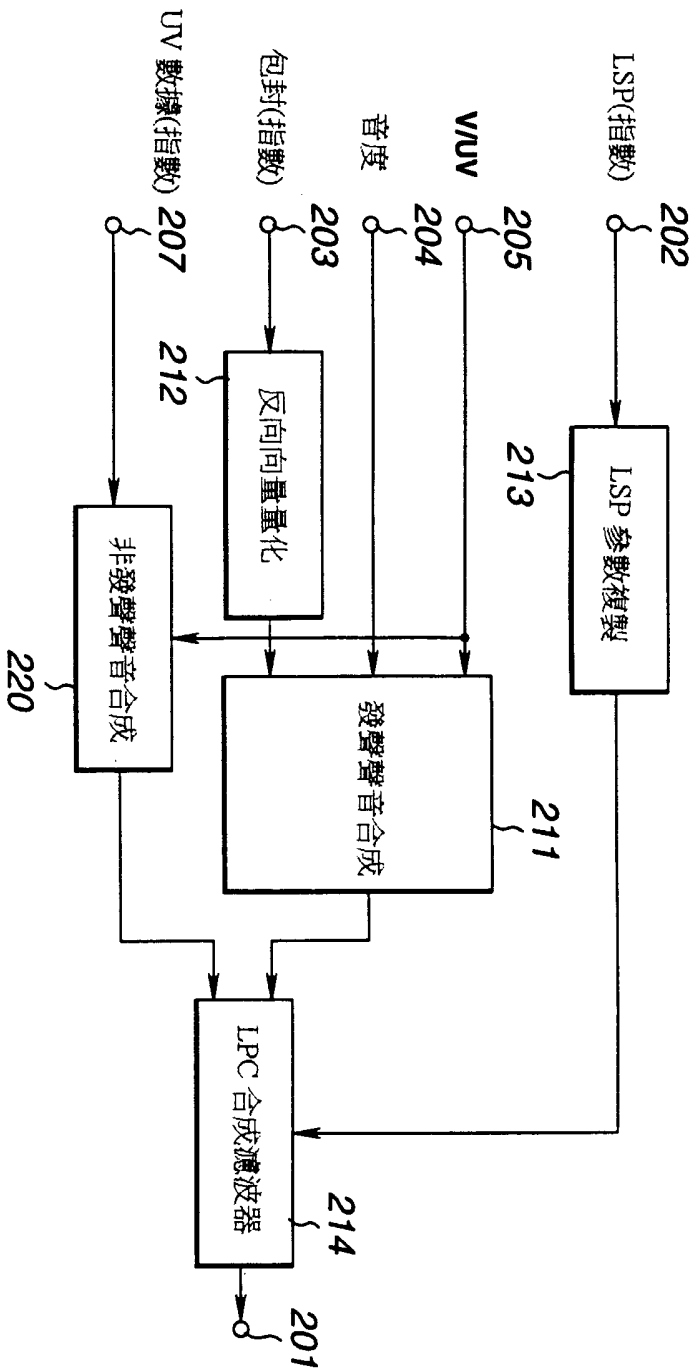
修正
補充
88 年 1 月 29 日



第 1 圖

729623

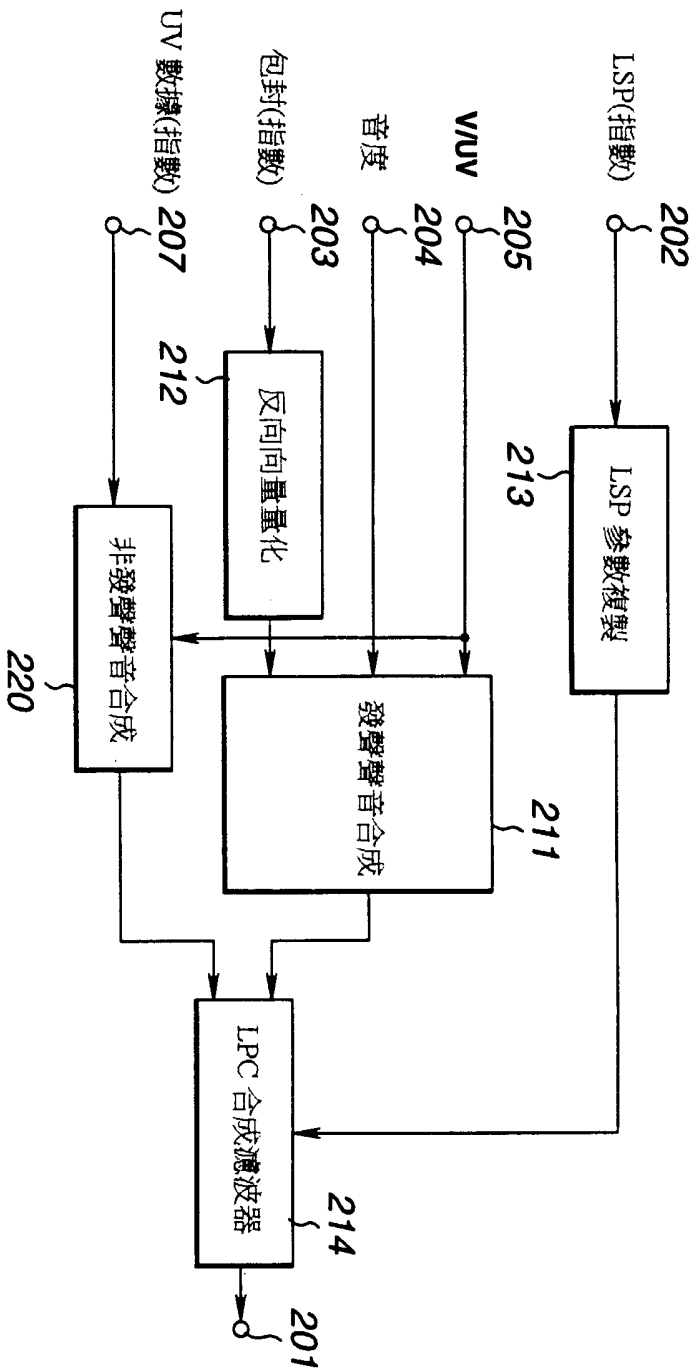
修正
補充
年 月 日



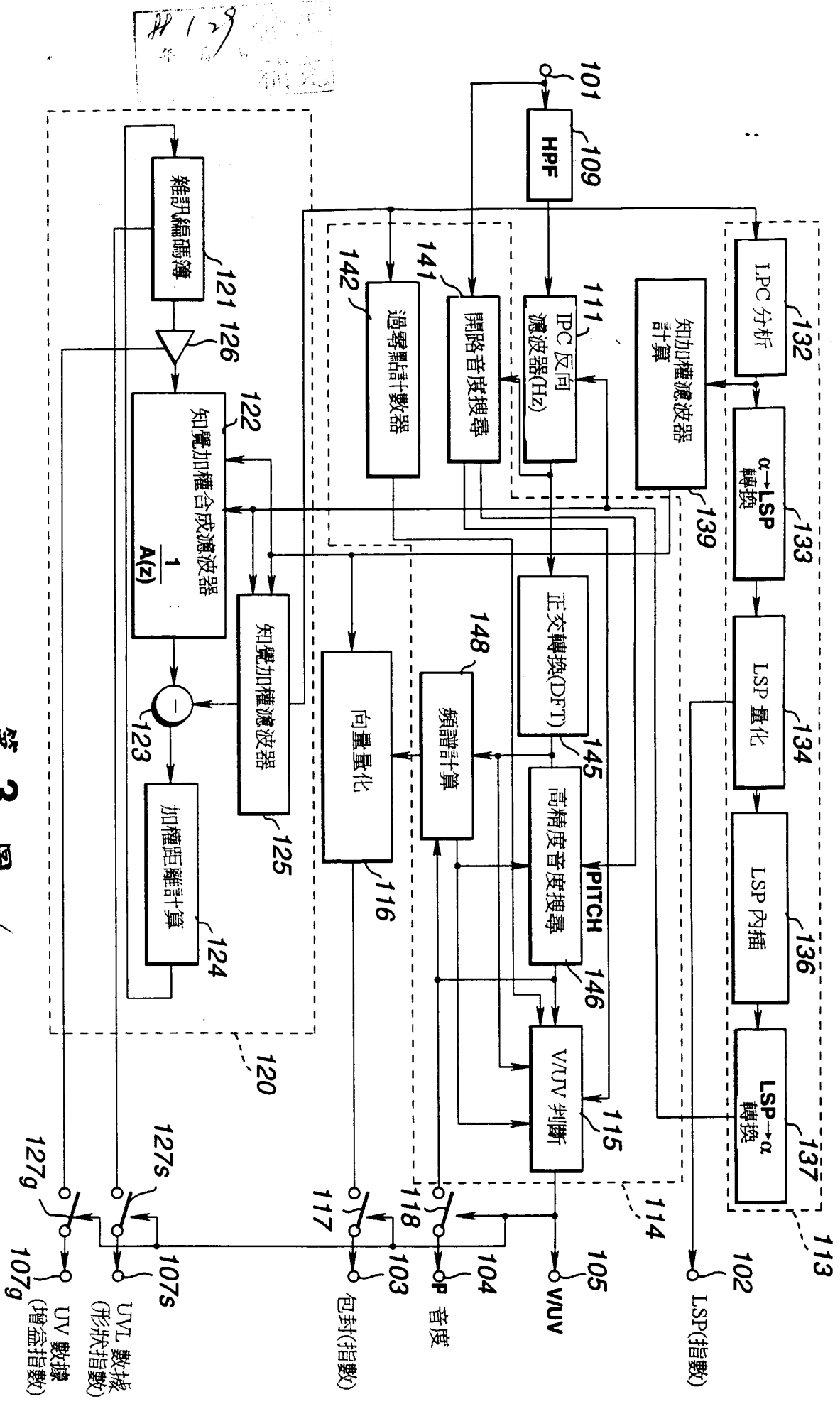
第 2 圖



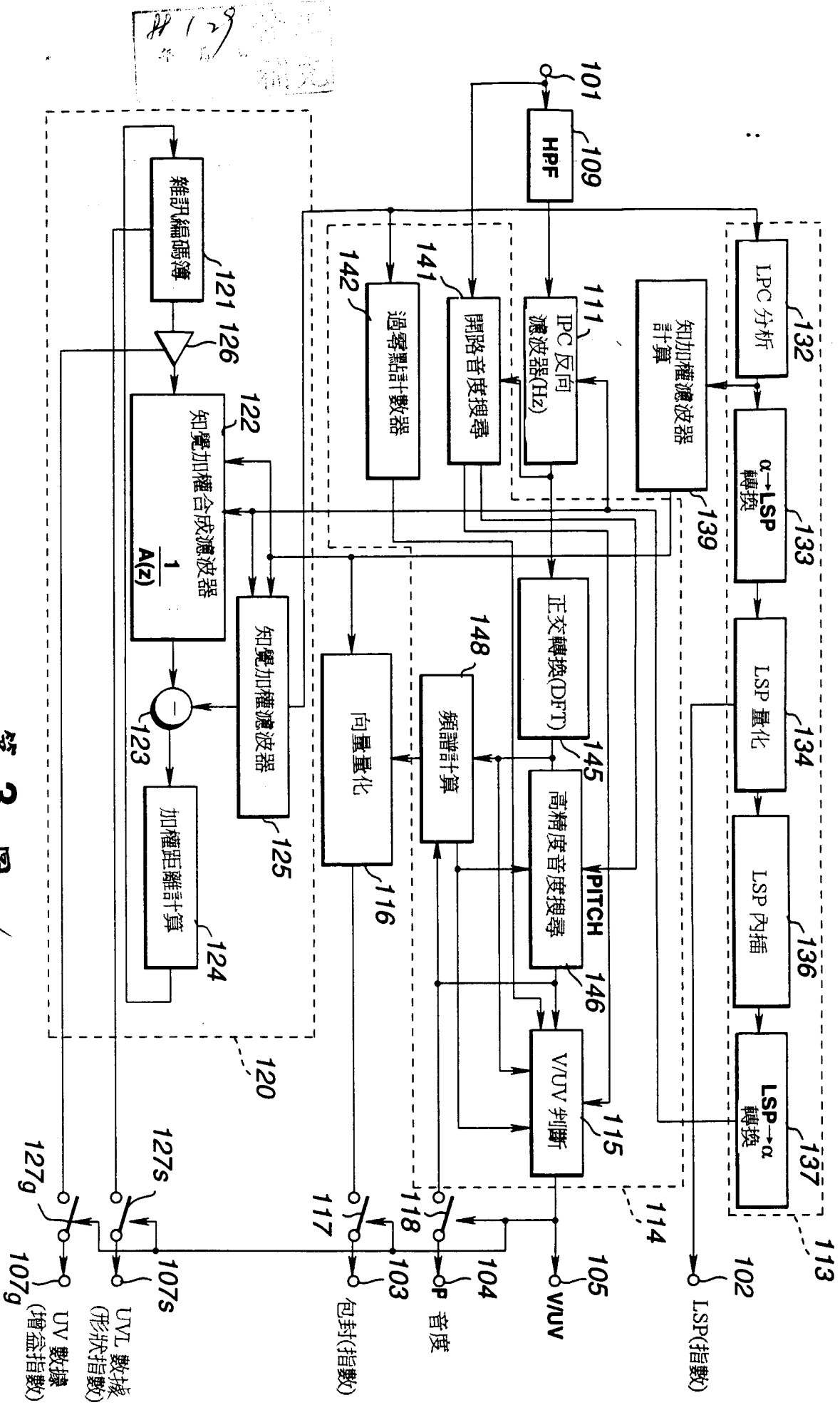
修正
補充
年 月 日



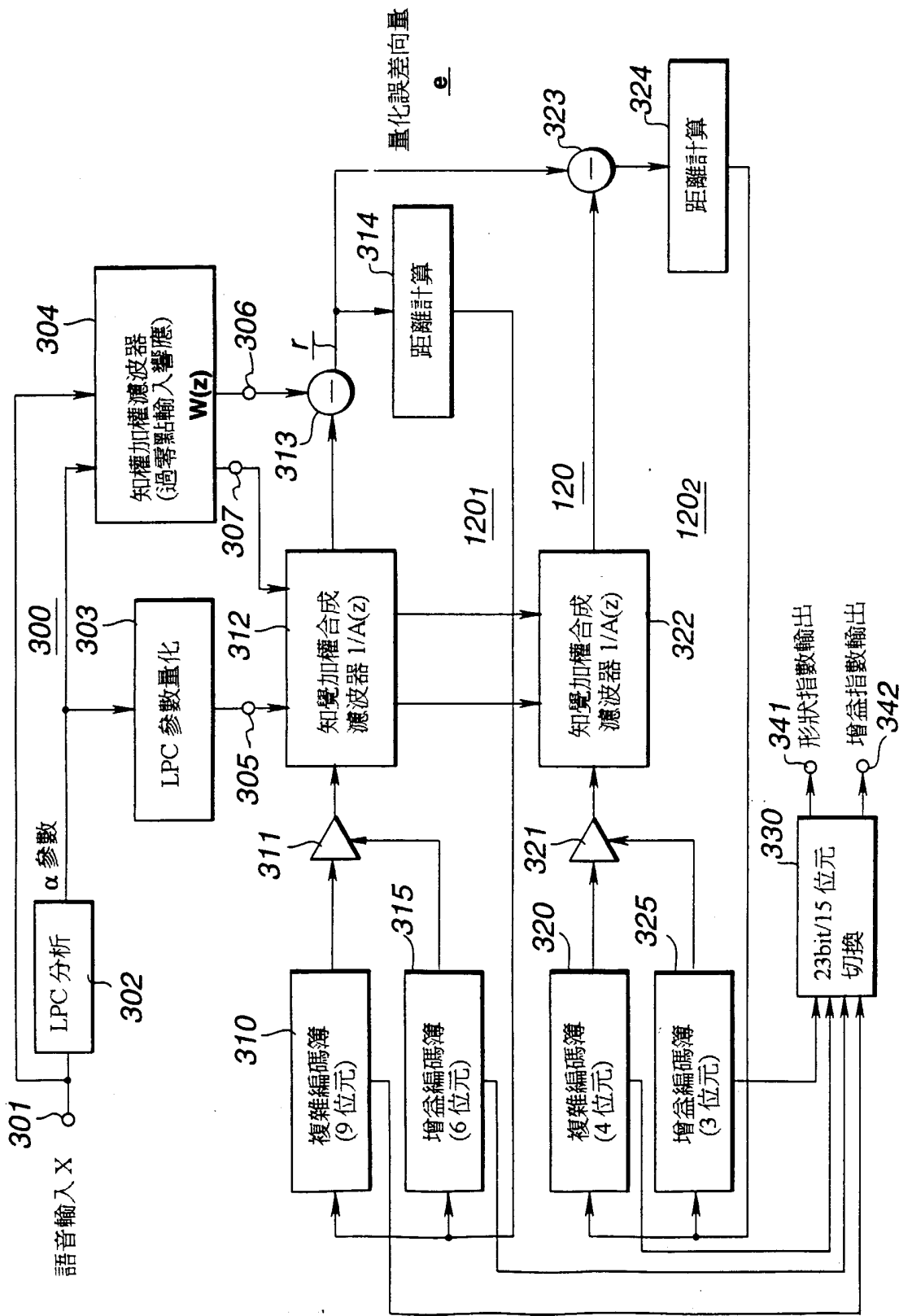
第 2 圖



第 3 圖

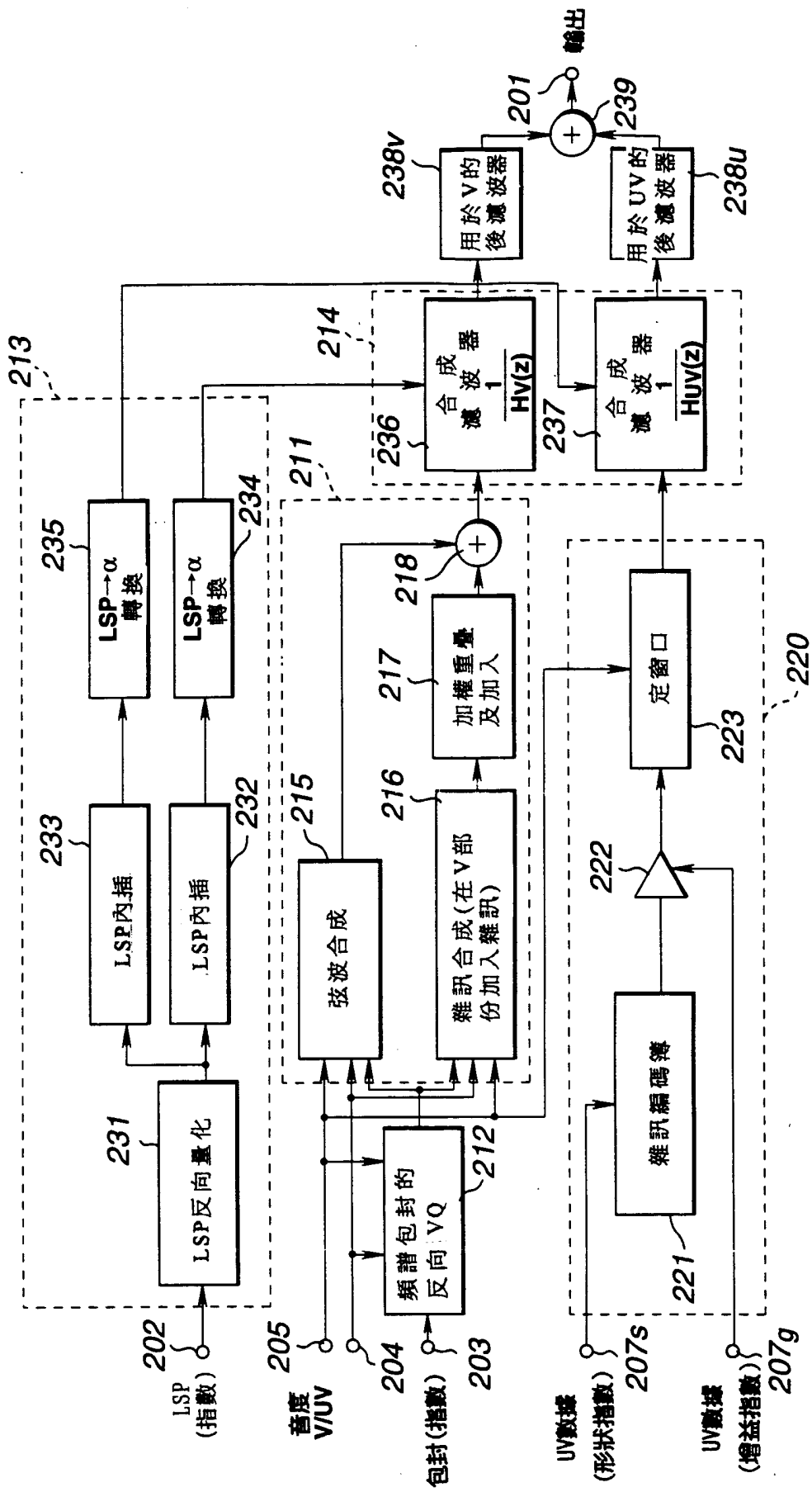


第 3 圖



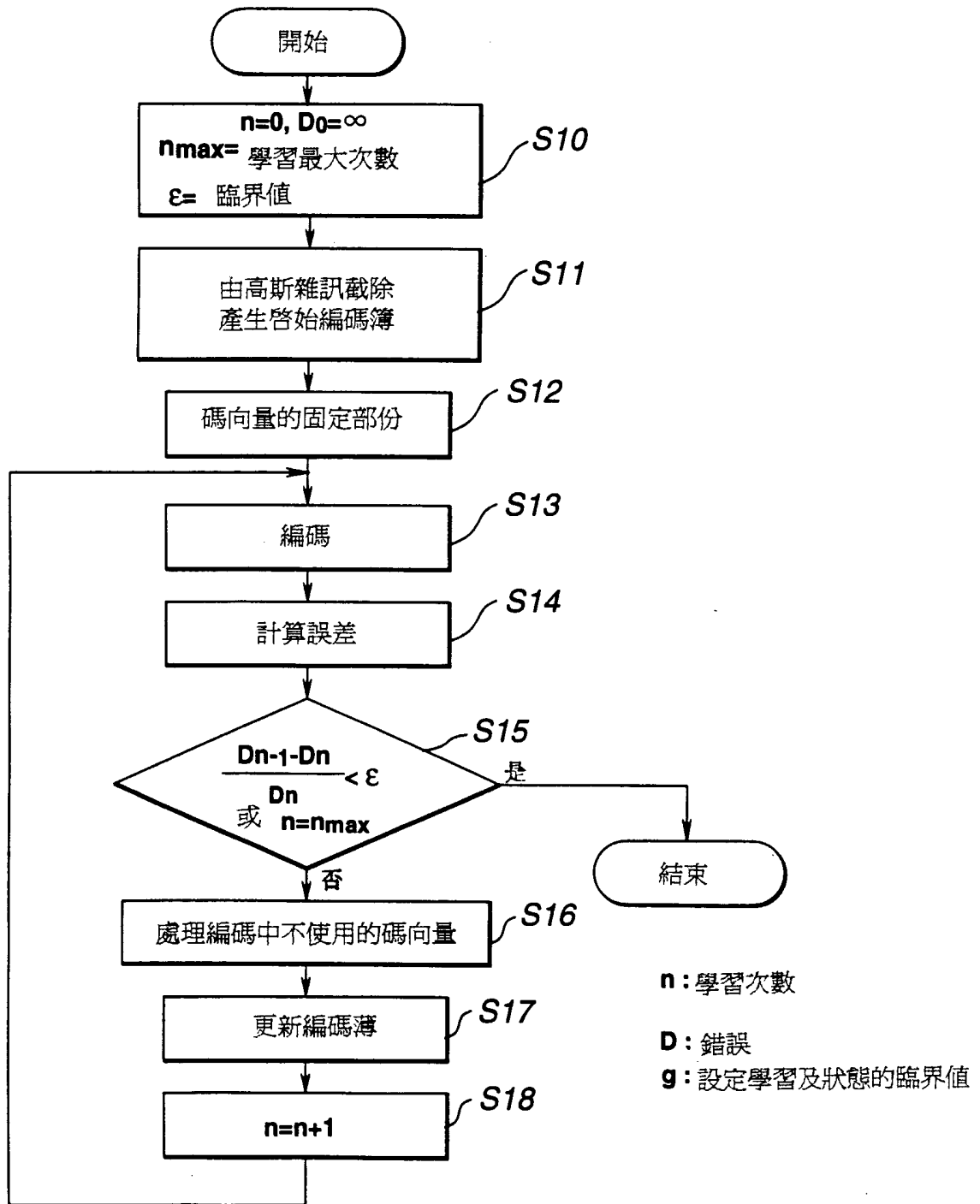
第 12 圖

修正
179



第 4 圖

修正

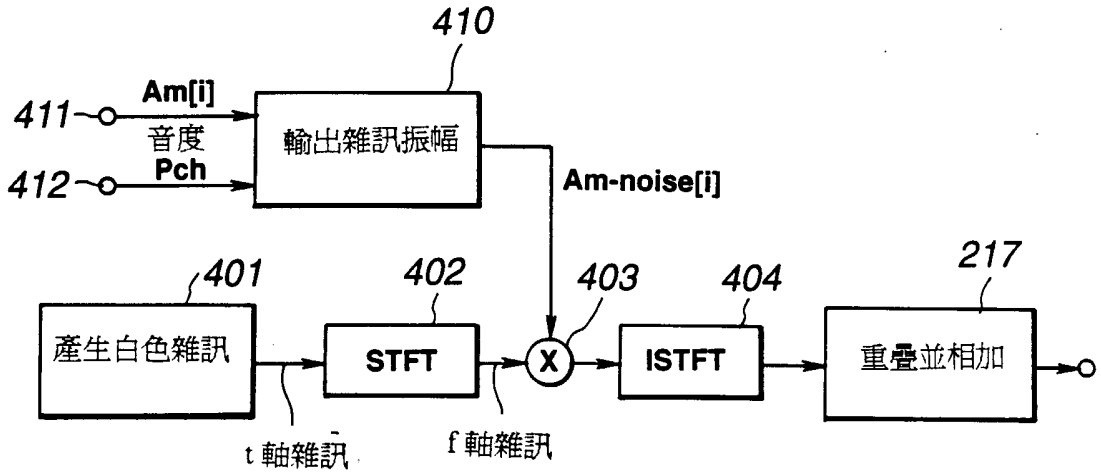


第 15 圖

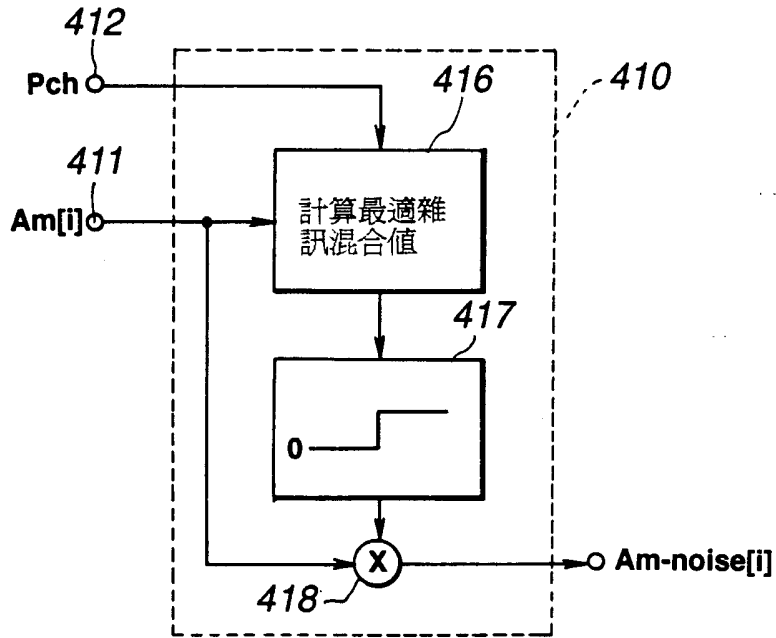
	2Kbps	6Kbps
V/UV決定輸出	1bit / 20msec	1bit / 20msec
LSP 量化指數	32bits / 40msec	48bits / 40msec
對於發音聲 (V)	音節數據	音節數據
	8bits / 20msec	8bits / 20msec
	指數 15bits / 20msec	指數 87bits / 20msec
	形狀 (第一階) 增益 5+5bits / 20msec 5bits / 20msec 指數 11bits / 10msec	形狀 (第一階) 增益 5+5bits / 20msec 5bits / 20msec 72bits / 20msec 指數 23bits / 5msec
對於非發音聲 (UV)	形狀 (第一階) 增益 7bits / 10msec 4bits / 10msec	形狀 (第一階) 增益 9bits / 5msec 6bits / 5msec 5bits / 5msec 3bits / 5msec
	40bits / 20msec 39bits / 20msec	120bits / 20msec 117bits / 20msec
對於發音聲 對於非發音聲		

第 5 圖

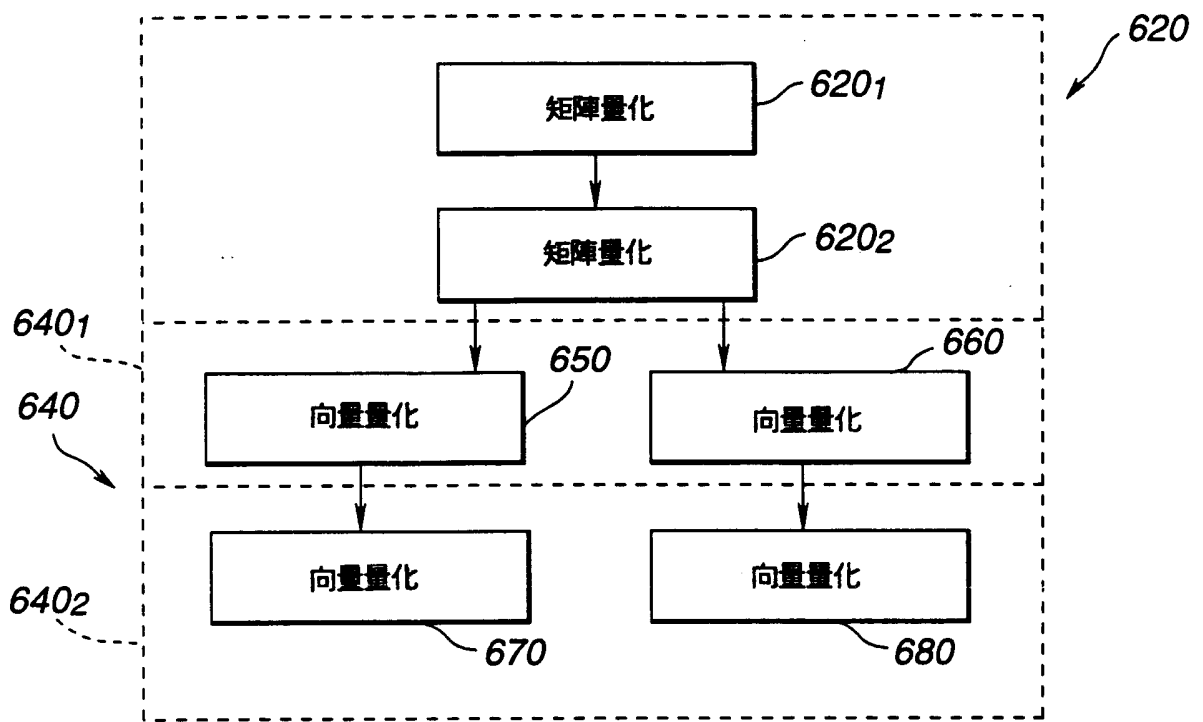
修正
 年 月 日
 12/ 補充



第 21 圖

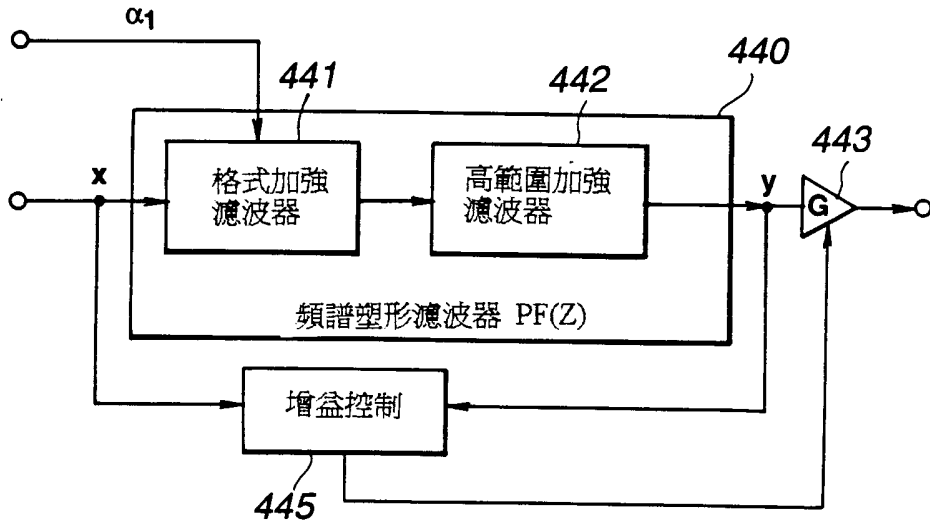


第 22 圖

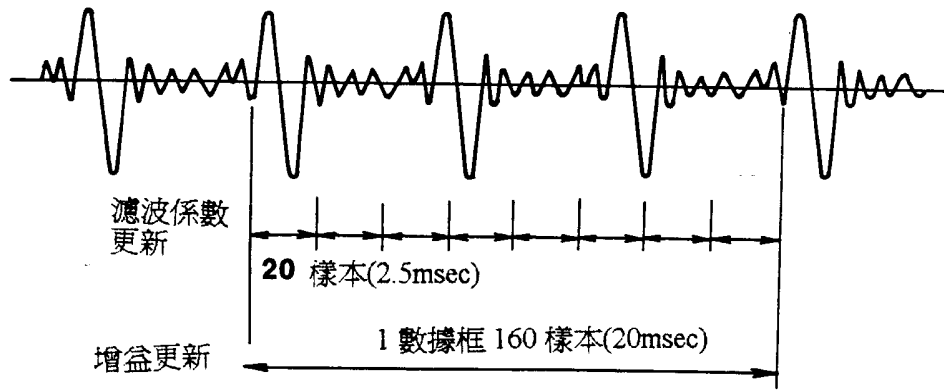


第 6 圖

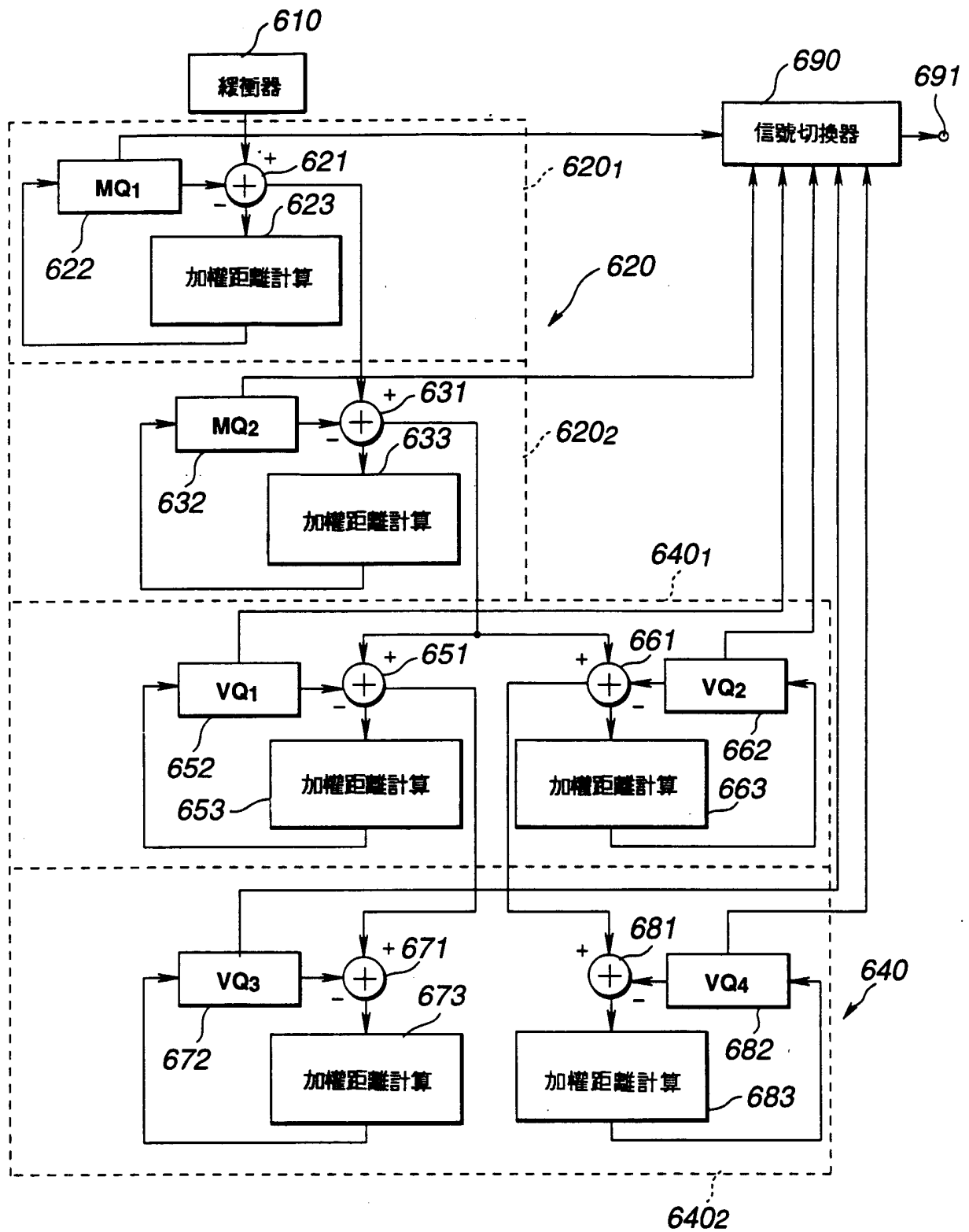
修正
88(12) 補充



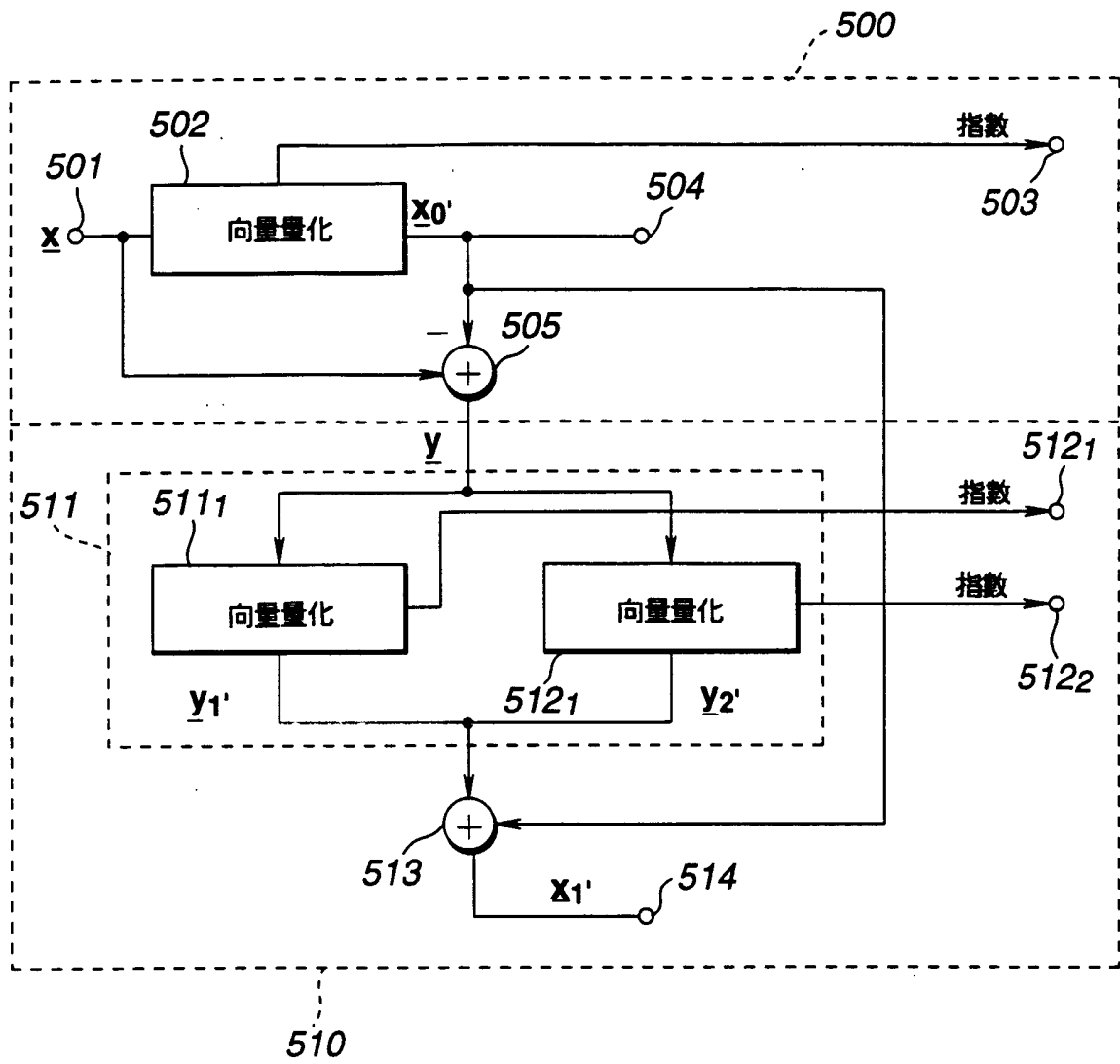
第 23 圖



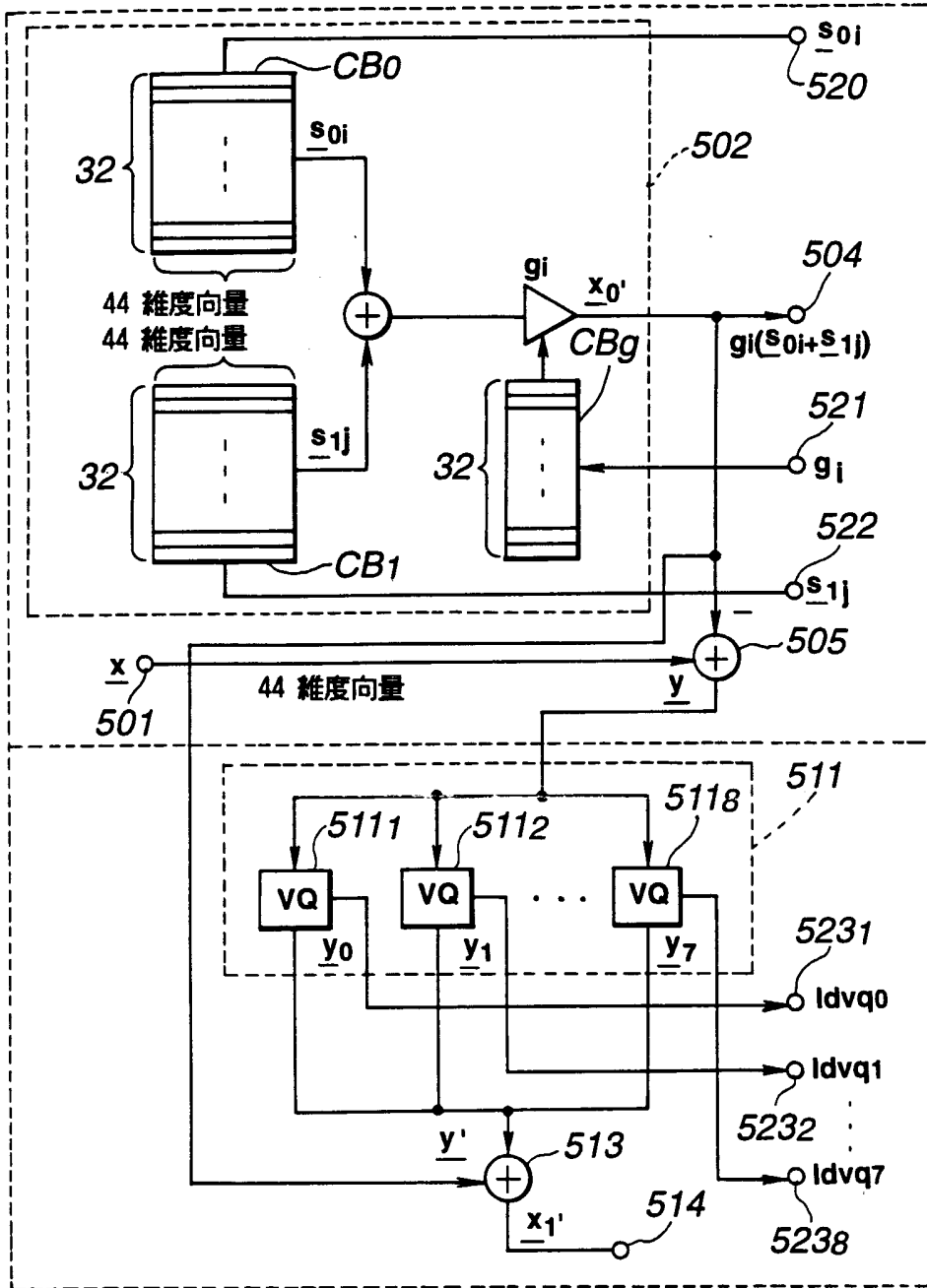
第 24 圖



第 7 圖

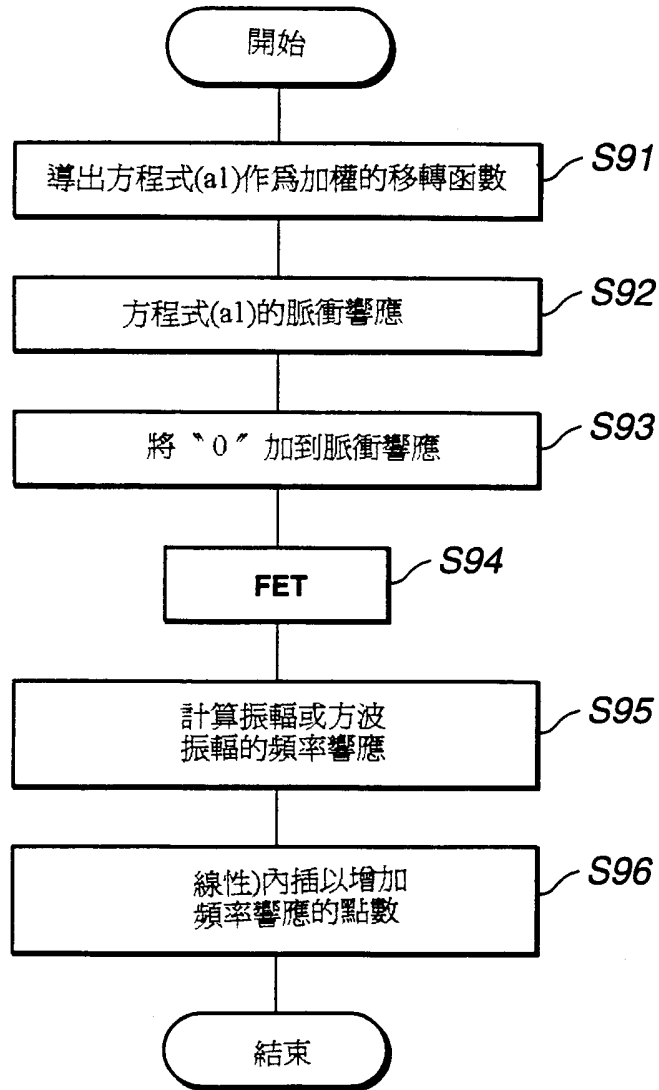


第 8 圖



第 9 圖

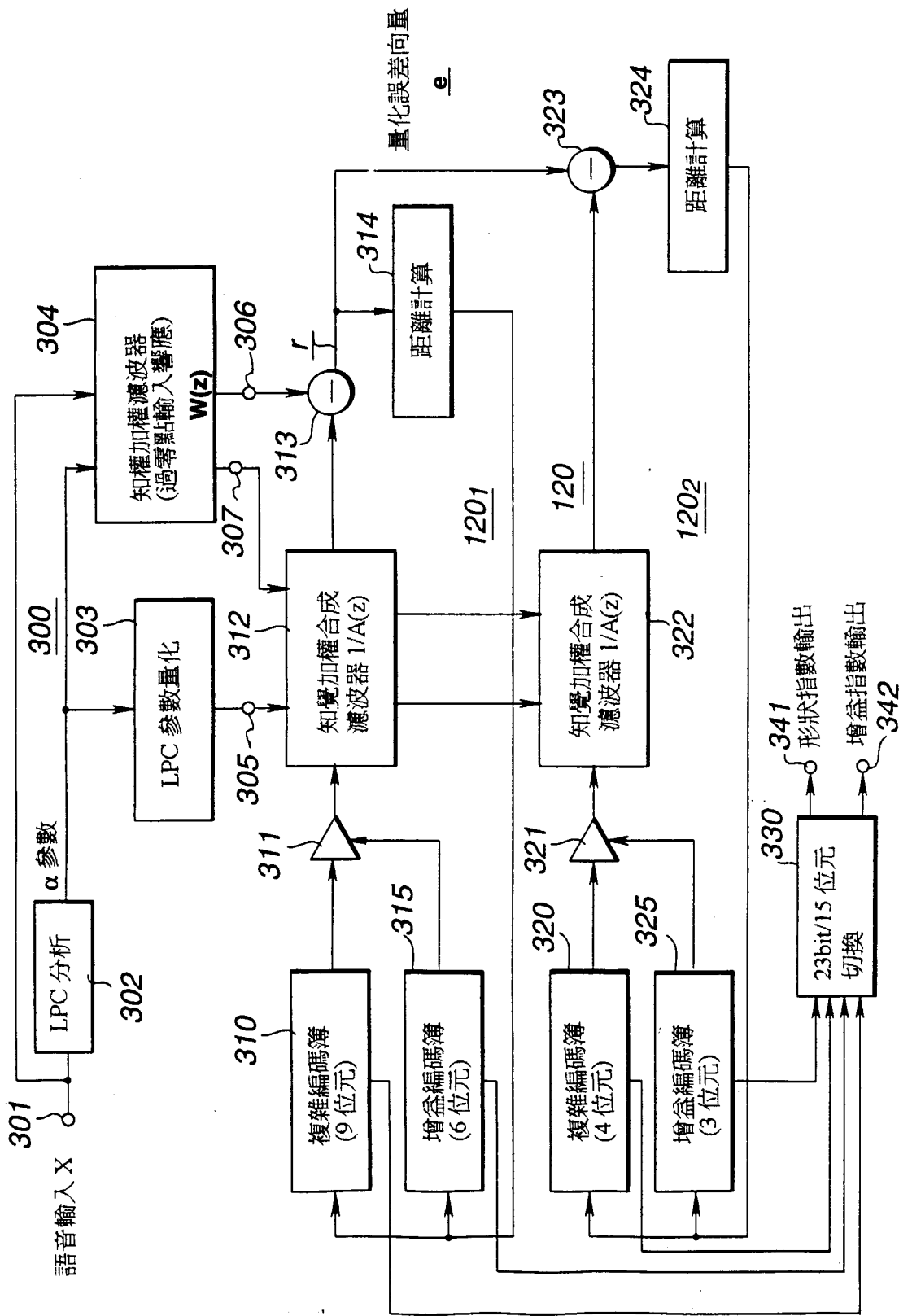
129



第 10 圖 ✓

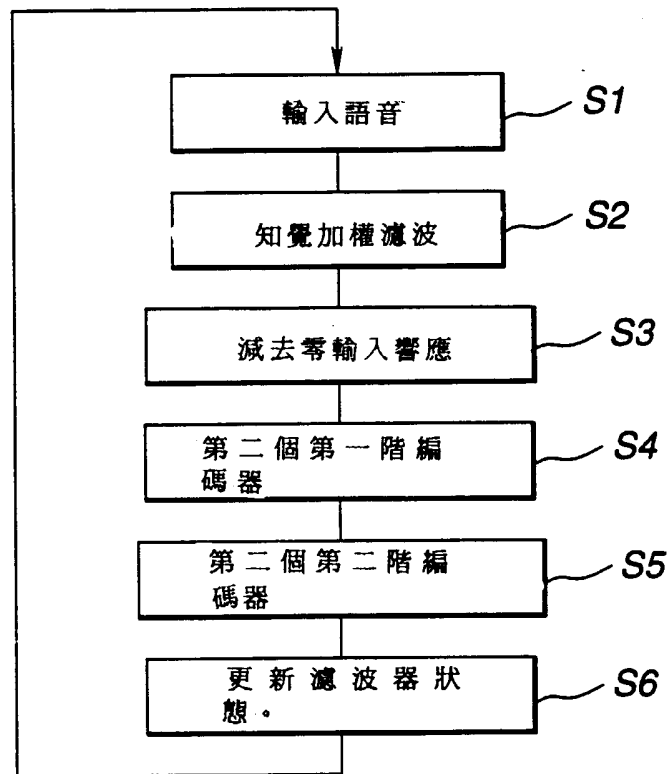
量化數	階數	位元(Bit)數
<u>y</u> ₀	4	10
<u>y</u> ₁	4	10
<u>y</u> ₂	4	10
<u>y</u> ₃	4	10
<u>y</u> ₄	4	9
<u>y</u> ₅	8	8
<u>y</u> ₆	8	8
<u>y</u> ₇	8	7

第 11 圖

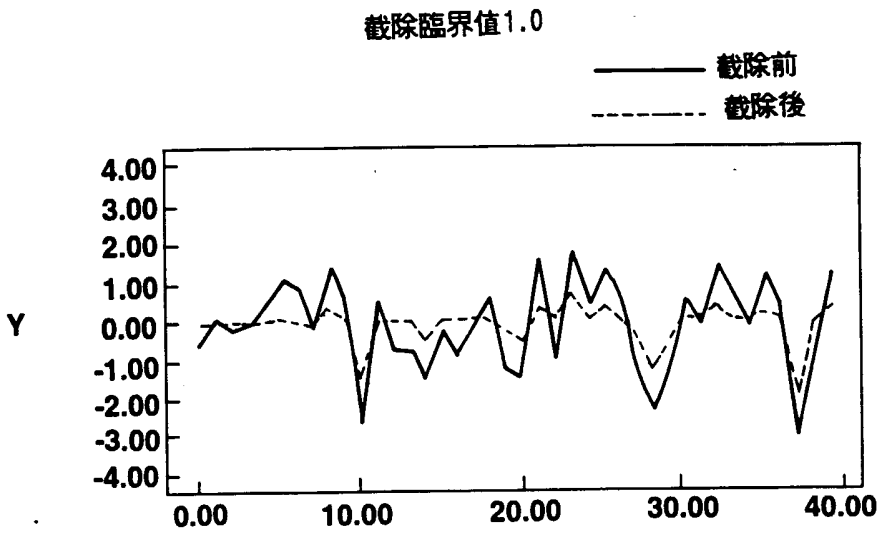


第12圖

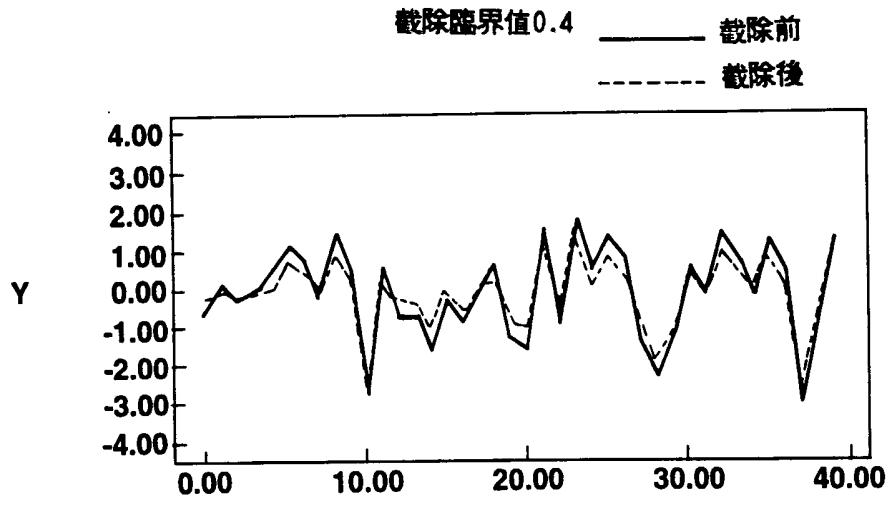
修正
179



第 13 圖

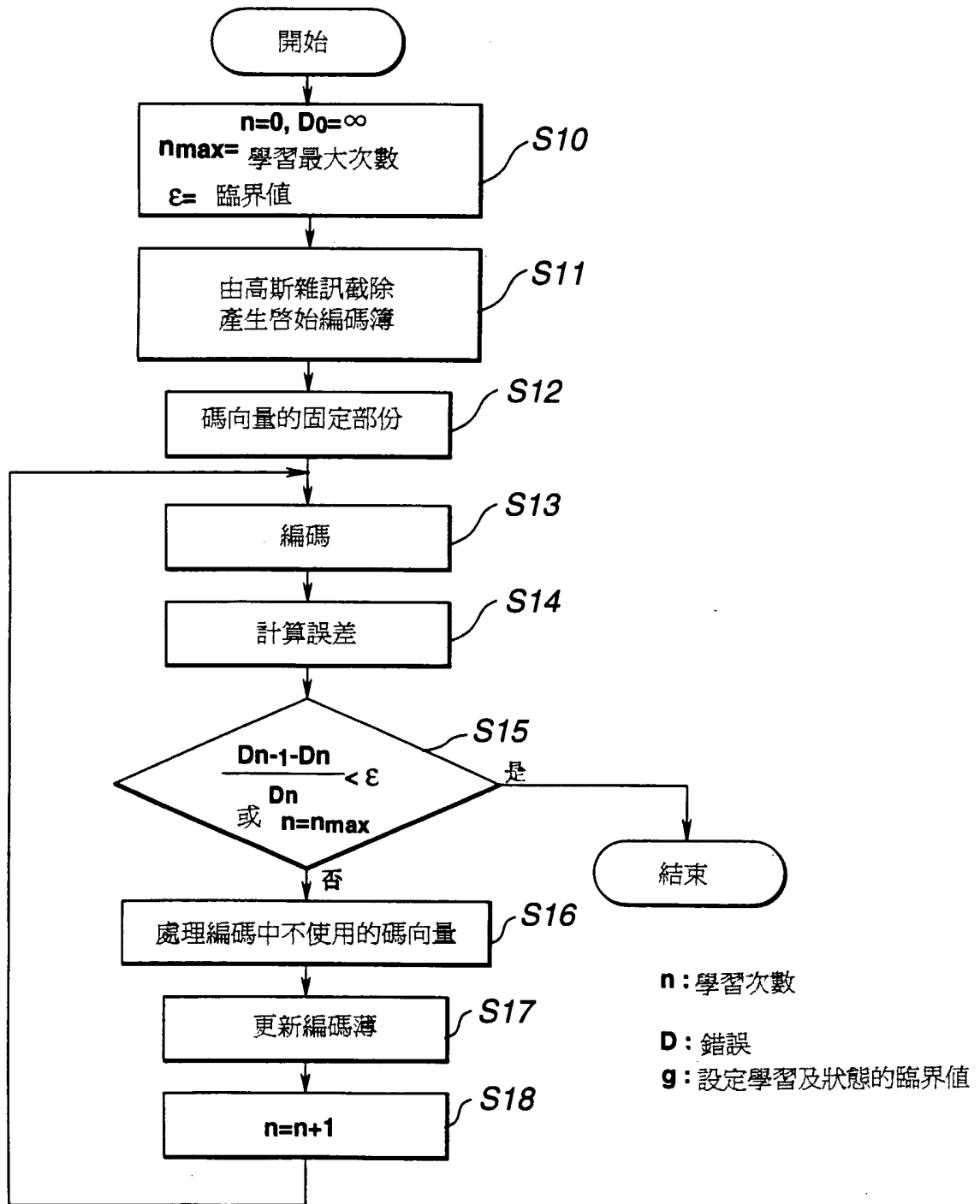


X
第14A圖



X
第14B圖

修正

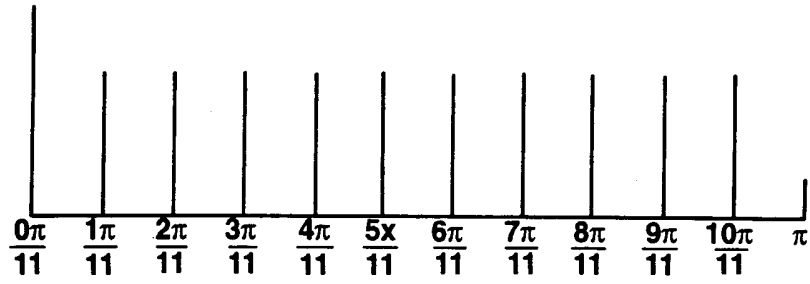


第 15 圖

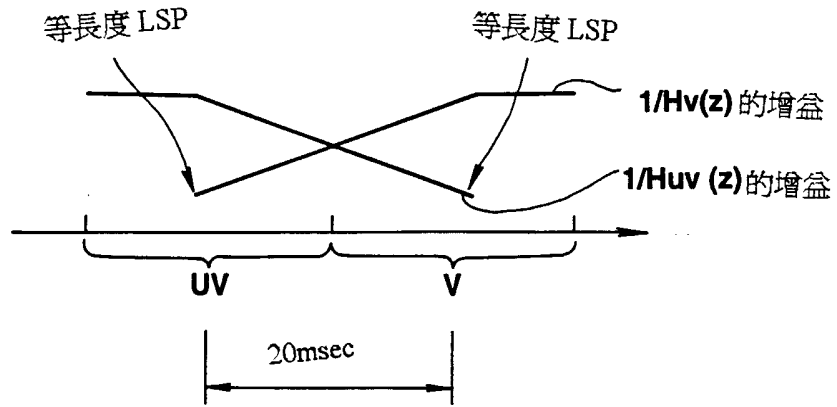
	Hv(z)		Huv(z)	
	前一數據框	現在數據框	前一數據框	現在數據框
V → V	傳送 LSP	傳送 LSP	等間隔 LSP	等間隔 LSP
V → UV	傳送 LSP	等間隔 LSP	等間隔 LSP	傳送 LSP
UV → V	等間隔 LSP	傳送 LSP	傳送 LSP	等間隔 LSP
UV → UV	等間隔 LSP	等間隔 LSP	傳送 LSP	傳送 LSP

第 16 圖

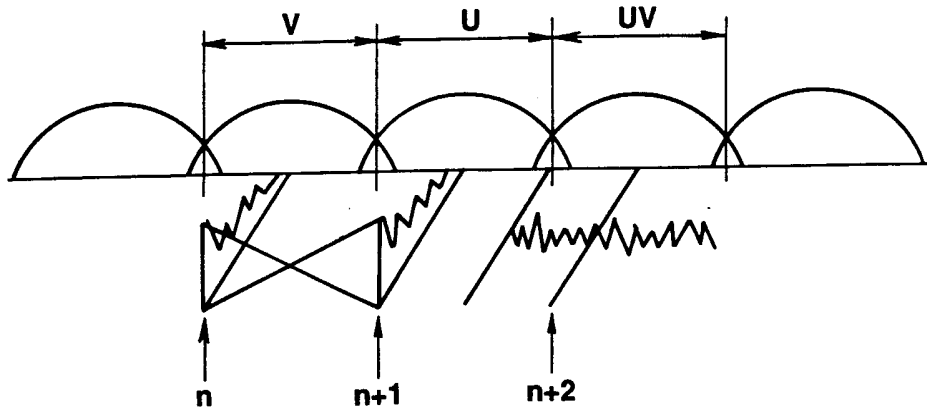
88 (29)



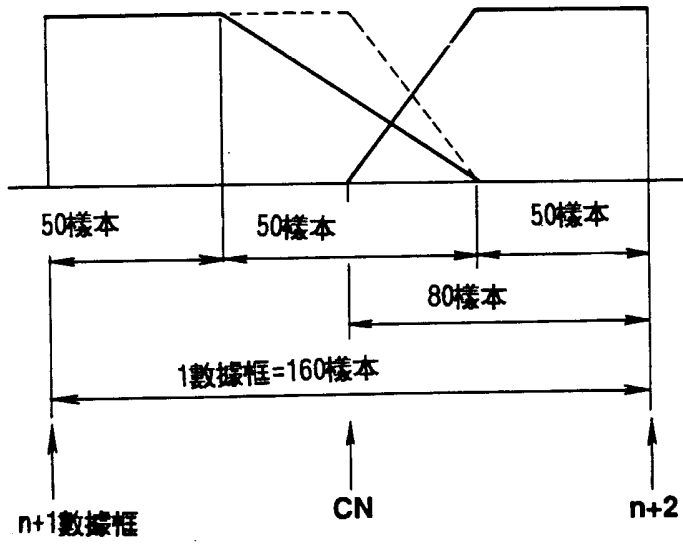
第 17 圖



✓ 第 18 圖

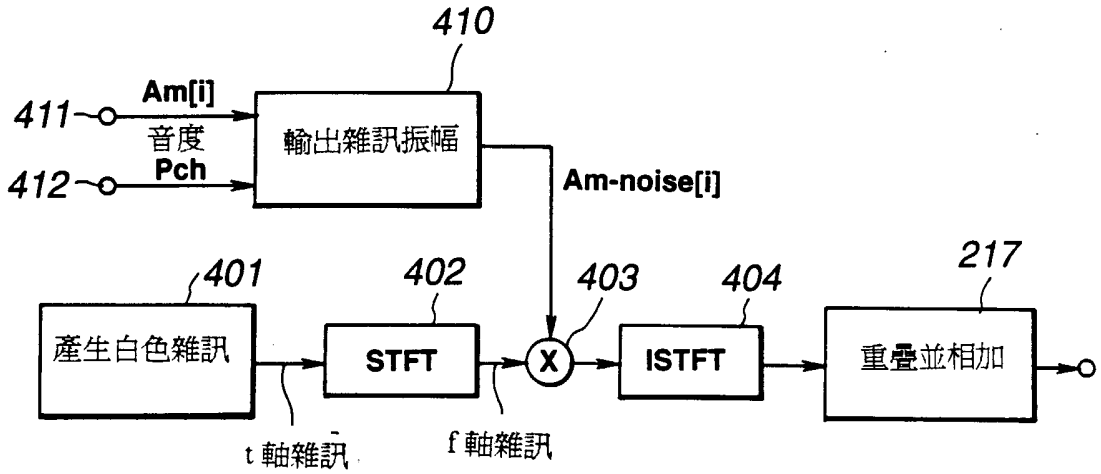


第 19 圖

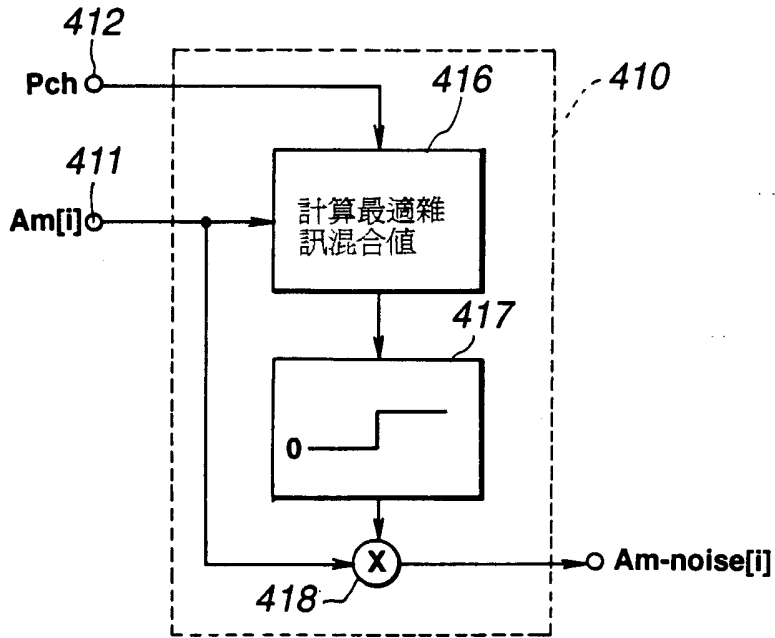


第 20 圖

修正
 年 月 日
 12/ 補充

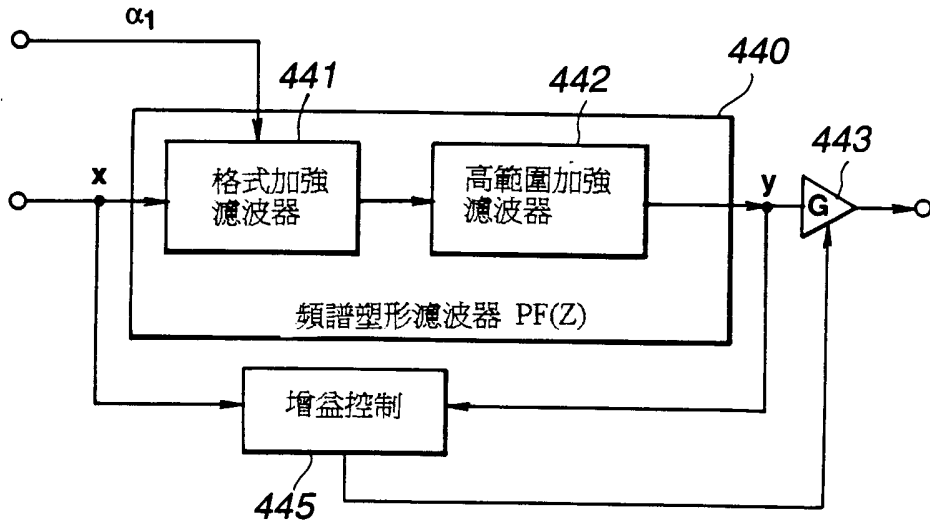


第 21 圖

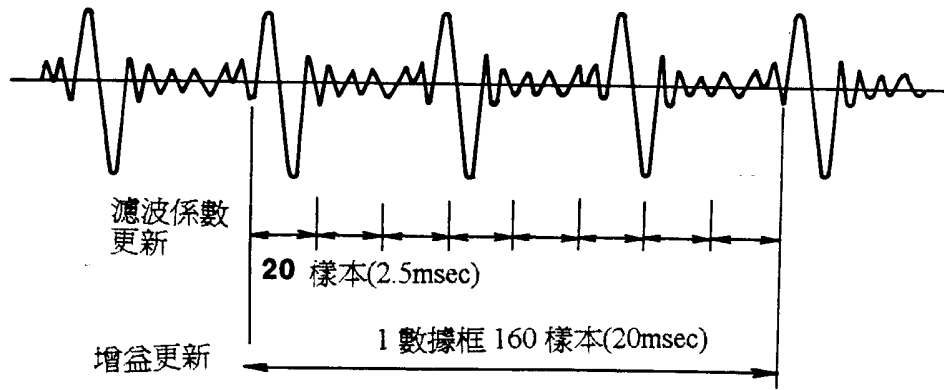


第 22 圖

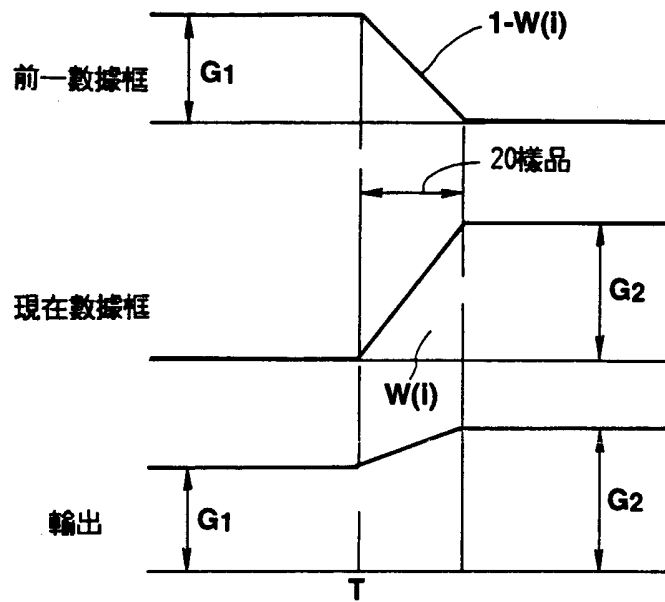
修正
補充
88(12)



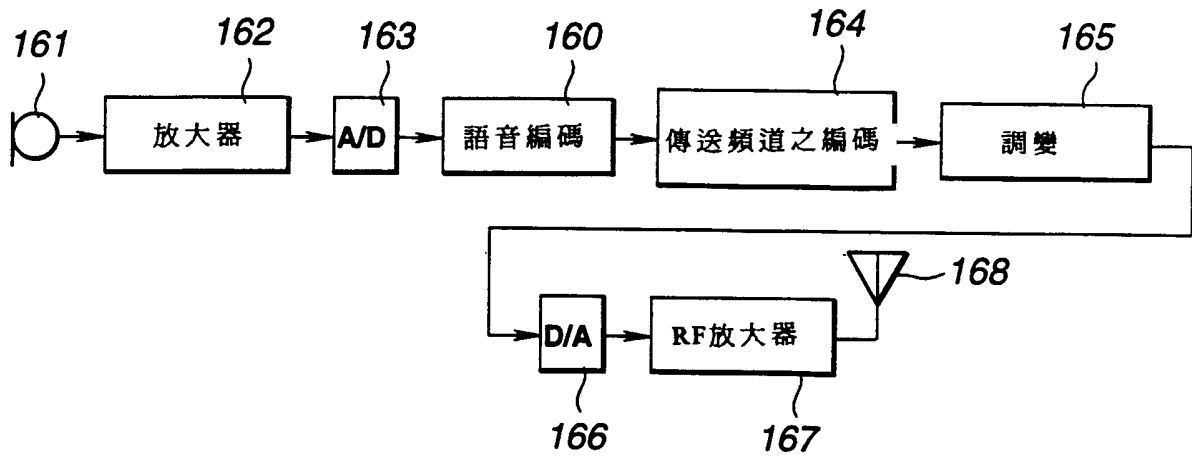
第 23 圖



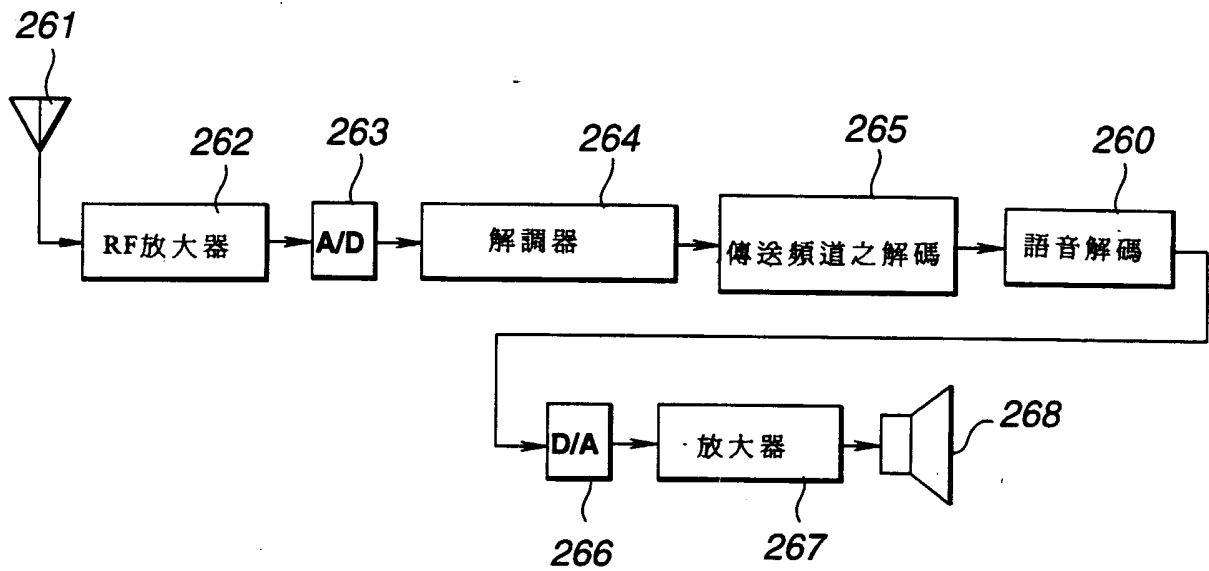
第 24 圖



第 25 圖



第 26 圖



第 27 圖