

301103

A4
C4

301103

申請日期	85.9.07
案號	85110945
類別	H04S ³ / ₀₀ . H03N ⁷ / ₀₀

(以上各欄由本局填註)

發 明 專 利 說 明 書

新 型

一、發明 新型名稱	中 文	時域別訊消除裝置及其信號處理方法
	英 文	
二、發明 創作人	姓 名	1.楊家輝 2.章定遠
	國 籍	中華民國
	住、居所	1.台南市中區法華里法華街176號三樓 2.台南市北區大武街168號7樓之3
三、申請人	姓 名 (名稱)	行政院國家科學委員會
	國 籍	中華民國
	住、居所 (事務所)	台北市和平東路二段一〇六號十八樓
	代 表 人 名 姓	劉兆玄

裝

訂

線

五、發明說明 (1)

本發明係一種多聲道音響壓縮編碼及解編之信號處理裝置以及處理方法。因國際動態影像標準 MPEG-2 採用 DOBLY 公司所發展之 AC-3 多聲道高品質音響訊號壓縮技術，其主要分頻帶編碼(Subband Coding)分析和合成濾波器係採用時域別訊消除技術加以實現。本發明可提供具有高效能及高規則方式實現時域別訊消除之編碼及解編處理器。

由於人類視聽文明之要求日益提高，多聲道高品質音響已由公共視聽場所逐漸走入家庭個人生活，因此多聲道高品質聲訊壓縮器必須朝向降低價格的方向來發展，加速產品的普及化及國際競爭力。唯有透過信號處理演算法的發展，使得多聲道高品質音響訊號壓縮關鍵技術之實現可以快速化和簡單化，使得所發展之晶片成本能夠大幅降低。

然而，目前最廣泛被採用的高級聲訊壓縮技術為 DOBLY 公司所提出之 AC-3 多聲道高品質音響訊號壓縮技術，因其主要分頻帶編碼濾波之時域別訊消除(TDAC)需要極大計算量。因此，時域別訊消除裝置成為該項產品的關鍵性技術。 DOBLY 公司對於實現時域別訊消除的方式係採用快速傅立葉轉換(Fast Fourier Transform, FFT)達成，其中詳細之技術內容可參考 Dobby AC-3, Multi-Channel Digital Audio Compression System Algorithm Description, Dolby Laboratories Information, Feb., 22, 1994 Revision 1.12, Dolby Laboratories Inc.。除此之外，根據論文 P. Duhamel,

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

五、發明說明 (2)

“Implementation of ‘Split-Radix’ FFT Algorithm for Complex, Real, and Real-Symmetric Data,” IEEE Trans. on Acoustics, Speech and Signal Processing, Vol. ASSP-34, No.2, pp.285-295, Apr. 1986. 可以推知，FFT 可以利用 split-radix FFT(SRFFT)來取代，以加速壓縮和解壓縮的計算。然而，其計算量依然龐大。對於廠商而言，實現時域別訊消除的技術越簡單，速度愈快，即越能掌握關鍵之技術，以提升其國際市場之競爭能力。

有鑑於此，本發明之主要目的，在於提出新的實現時域別訊消除之處理器，能夠增加執行運算的速度。

本發明之另一目的，在於提出新的實現時域別訊消除之處理器，能夠降低硬體實現的成本。

依據上述之目的，本發明提供一種最少計算時域別訊消除裝置，其包括：一編碼裝置，用以對輸入第 m 信號框時序信號 $x_m(n)$ 進行時域別訊消除編碼，轉成第 m 信號框頻序信號 $X_m(k)$ ；和一解碼裝置用以對輸入頻序信號 $X_m(k)$ 進行時域別訊消除解碼，轉置成時序信號 $x_m(n)$ 。上述輸入時序信號 $x_m(n)$ 及頻序信號 $X_m(k)$ 具有 N 項， N 為一 2 冪次方之正整數， n 、 k 和 m 為整數。

上述編碼裝置包括：

一修正分析視窗器，用以將上述輸入 N 項之時序信號 $x_m(n)$ 與一修正分析視窗函數信號 $w_E(n)$ 逐項相乘，產生一具有 N 項之第一時序信號 $s(n)$ ，即 $s(n)=x_m(n) \times w_E(n)$ ；其中

五、發明說明 (3)

$$w_E(n) = \frac{h(N-1-n)}{2 \cos\left\{\frac{(2n+1)\pi}{2N} + \frac{\pi}{4}\right\}} \quad \text{當 } 0 \leq n \leq \left(\frac{N}{4}-1\right);$$

$$w_E(n) = \frac{h(N-1-n)}{2 \cos\left\{\frac{(2n+1)\pi}{2N} - \frac{3\pi}{4}\right\}} \quad \text{當 } \frac{N}{4} \leq n \leq \left(\frac{N}{2}-1\right);$$

$$w_E(n) = \frac{h(N-1-n)}{2 \cos\left\{\frac{(2n+1)\pi}{2N} - \frac{3\pi}{4}\right\}} \quad \text{當 } \frac{N}{2} \leq n \leq \left(\frac{3N}{4}-1\right);$$

$$w_E(n) = \frac{h(N-1-n)}{2 \cos\left\{\frac{(2n+1)\pi}{2N} + \frac{\pi}{4}\right\}} \quad \text{當 } \frac{3N}{4} \leq n \leq (N-1),$$

其中 $h(n)$ 為原始分析視窗。

一編碼重排器，用以將上述第一時序信號 $s(n)$ 進行資料重排及處理，產生一具有 N 項之第二時序信號 $y(n)$ ，其中，上述第二時序信號 $y(n)$ 之前四分之一項係由上述第一時序信號 $s(n)$ 之後四分之一項所構成，上述第二時序信號 $y(n)$ 之後四分之三項係由上述第一時序信號 $s(n)$ 之前四分之三項所構成；

一折疊減法器，用以將上述第二時序信號 $y(n)$ 中首尾對稱之項相減，產生一具有 $N/2$ 項之第三時序信號 $u(n)$ ，即 $u(n)=y(n)-y(N-1-n)$ ；

一離散餘弦轉換器，用以對上述參考值之第三時序信號 $u(n)$ 進行離散餘弦轉換(DCT)，產生一第一頻序信號 $U(k)$ ， k 為整數，其轉換方程式為

$$U(k) = \sum_{n=0}^{\frac{N}{2}-1} u(n) \cos \frac{(2n+1)k\pi}{N}; \text{ 以及}$$

一時序加法器，利用上述第一頻序信號 $U(k)$ 產生一具有 $N/2$ 項之第二頻序信號 $Y(k)$ ，其中，

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

五、發明說明 (4)

$$Y(k)=U(k+1)+U(k);$$

一輸出排列器，利用上述第二頻率信號 $Y(k)$ 產生一具有 N 項之輸出編碼頻率信號 $X_m(k)$ 。其中，前 $N/2$ 項頻率信號 $X_m(k)$ 為 $Y(k)$ 當 m 為奇數依序正負變號，當 m 為偶數則不變號，即 $X_m(k) = (-1)^{mk} Y(k)$ ；後 $N/2$ 項頻率信號 $X_m(k)$ 為 $Y(k)$ 倒置後當 m 為奇數依序負正變號；當 m 為偶數則變為負號，即 $X_m(k) = (-1)^{mk+1} Y(N-k-1)$ 便可獲得 TDAC 編碼頻率信號 $X_m(k)$ 。

上述解碼裝置包括：

一輸入變號器，利用輸入之 N 項頻率信號 $X_m(k)$ 當 m 為奇數時則依序正負變號；偶數則不變號，產生第三頻率信號 $Y(k)$ ，即 $Y(k) = (-1)^{mk} X_m(k)$ ；

一位移時序加法器，利用第三頻率信號 $Y(k)$ ，可產生一具有 $N/2$ 項之第四頻率信號 $Z(k)$ ，其中當 k 為 1 至 $N/2-1$ 之整數時，則 $Z(k) = 2Y(k-1) + 2Y(k)$ ，當 k 為零時，則 $Z(k) = 2Y(0)$ 。其中二的倍數可由左移一個位元 (.bit) 完成之。

一逆離散餘弦轉換器，用以對上述第四頻率信號 $Z(k)$ 進行逆離散餘弦轉換，產生一具有 $N/2$ 項之第四時序信號 $z(n)$ ，其轉換方程式為

$$z(n) = \sum_{k=0}^{N/2-1} Z(k) \cos \frac{(2n+1)k\pi}{N};$$

一解碼重排器，用以將上述第四時序信號 $z(n)$ 進行資料重排及處理，產生一具有 N 項之第五時序信號 $q_m(n)$ ，其中， $q_m(n)$ 之前四分之一項係由上述第四時序信號 $z(n)$ 之

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

五、發明說明 (5)

後二分之一項所構成； $q_m(n)$ 之第二個四分之一項係由上述第四時序信號 $z(n)$ 之後二分之一項倒置所構成； $q_m(n)$ 之第三個四分之一項係由上述第四時序信號 $z(n)$ 之前二分之一項倒置所構成；上述第五時序信號 $q_m(n)$ 之後四分之一項係由上述第四時序信號 $z(n)$ 之前二分之一項之所構成；

一修正合成視窗器，用以將上述第五時序信號 $q_m(n)$ 以及前一輸入時序信號所對應之第五時序信號 $q_{m-1}(n)$ 與一修正合成視窗函數信號 $w_D(n)$ 處理，產生一具有 N 項之目標信號 $x_m(n)$ 。其中， $x_m(n) = w_D(n + \frac{N}{2})q_{m-1}(n + \frac{N}{2}) + w_D(n)q_m(n)$ ，

$$\text{且 } w_D(n) = \frac{f(n)}{2N \cos\left\{\frac{(2n+1)\pi}{2N} + \frac{\pi}{4}\right\}} \quad \text{當 } 0 \leq n \leq \left(\frac{N}{4} - 1\right);$$

$$w_D(n) = \frac{f(n)}{2N \cos\left\{\frac{(2n+1)\pi}{2N} - \frac{3\pi}{4}\right\}} \quad \text{當 } \frac{N}{4} \leq n \leq \left(\frac{N}{2} - 1\right);$$

$$w_D(n) = \frac{f(n)}{2N \cos\left\{\frac{(2n+1)\pi}{2N} - \frac{3\pi}{4}\right\}} \quad \text{當 } \frac{N}{2} \leq n \leq \left(\frac{3N}{4} - 1\right);$$

$$w_D(n) = \frac{f(n)}{2N \cos\left\{\frac{(2n+1)\pi}{2N} + \frac{\pi}{4}\right\}} \quad \text{當 } \frac{3N}{4} \leq n \leq (N-1)$$

其中 $f(n)$ 為原始合成視窗。

除此之外，本發明另提供一種最簡易時域別訊消除裝置，其包括一 TDAC 編碼裝置，用以對輸入第 m 信號框時序信號 $x_m(n)$ 進行時域別訊消除編碼，轉成第 m 信號框頻序信號 $X_m(k)$ ；和一 TDAC 解碼裝置，用以對輸入頻序信號 $X_m(k)$ 進行時域別訊消除解碼，轉成置時序信號 $x_m(n)$ 。上述輸入時序信號 $x_m(n)$ 及頻序信號 $X_m(k)$ 具有 N 項， N 為一 2 冪次方之正整數， n 、 k 和 m 為整數。

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

五、發明說明 (6)

上述編碼裝置包括：

一修正分析視窗器，用以將上述輸入時序信號 $x_m(n)$ 與一修正分析視窗函數信號 $w_D(n)$ 逆向逐項相乘，產生一具有 N 項之第一時序信號 $s(n)$ ，即 $s(n) = x_m(n) \times w_E(N-1-n)$ ；其中 $w_E(n) = (-1)^J f(n) \sin \frac{(2J+1)\pi}{2N}$ 。

一編碼重排器，用以將上述第一時序信號 $s(n)$ 進行資料重排及處理，產生一具有 N 項之第二時序信號 $y(n)$ ，其中，上述第二時序信號 $y(n)$ 之前四分之一項係由上述第一時序信號 $s(n)$ 之後四分之一項之負值所構成，上述第二時序信號 $y(n)$ 之後四分之三項係由上述第一時序信號 $s(n)$ 之前四分之三項所構成；

一折疊減法器，用以將上述第二時序信號 $y(n)$ 中首尾對稱之項相減，產生一具有 $N/2$ 項之第三時序信號 $v(n)$ ；

一第一緩衝暫存器，具有 $N/2$ 個隨機選取記憶體可用以儲存上述第三時序信號 $v(n)$ 之各項；

一第一選址器，利用一第一參數為位址由上述第一緩衝暫存器中選出上述第三時序信號 $v(n)$ 之各項，重排為一第四時序信號 $v'(n)$ ；

一第一正負號調整器，利用一第二參數修正上述第四時序信號 $v'(n)$ 之各項之正負號；以及

一第一數位濾波器，用以將經修正正負號後之上述第四時序信號 $v'(n)$ 轉換為一編碼頻序信號 $Y(k)$ ， k 為整數，上述編碼第一頻序信號 $Y(k)$ 為上述第四時序信號 $v'(n)$ 之第四型離散餘弦轉換；

(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)

一輸出排列器，利用上述第一頻序信號 $Y(k)$ 產生一具有 N 項之輸出編碼頻序信號 $X_m(k)$ 。其中，前 $N/2$ 項頻序信號 $X_m(k)$ 為 $Y(k)$ 當 m 為奇數依序正負變號，當 m 為偶數則不變號，即 $X_m(k) = (-1)^{mk} Y(k)$ ；後 $N/2$ 項頻序信號 $X_m(k)$ 為 $Y(k)$ 倒置後當 m 為奇數依序負正變號；當 m 為偶數則變為負號，即 $X_m(k) = (-1)^{mk+1} Y(N-k-1)$ 便可獲得 TDAC 編碼頻序信號 $X_m(k)$ 。

上述解碼裝置包括：

一輸入變號器，利用輸入之 N 項頻序信號 $X_m(k)$ 當 m 為奇數時則依序正負變號；偶數則不變號，即 $Y(k) = (-1)^{mk} X_m(k)$ ；再將其位元數左移一位元上以達到乘 2 之目的，以產生一第二頻序信號 $2Y(k)$ ；

一第二緩衝暫存器，具有 $N/2$ 個記憶體可用以儲存上述第二頻序信號 $2Y(k)$ 之各項；

一第二選址器，利用上述第一參數為位址由上述緩衝暫存器中選出上述第二頻序信號 $2Y(k)$ 之各項，重排為一第三頻序信號 $Y'(k)$ ；

一第二正負號調整器，利用上述第二參數修正上述第三頻序信號 $Y'(k)$ 之各項之正負號；

一第二數位濾波器，用以將經修正正負號後之上述第三頻序信號 $Y'(k)$ 轉換為一第七時序信號 $z(n)$ ，上述第五時序信號 $y(n)$ 為上述第三頻序信號 $Y'(k)$ 之離散餘弦轉換；

一解碼重排器，用以將上述第五時序信號 $y(n)$ 進行資料重排及處理，產生一具有 N 項之第六時序信號 $q_m(n)$ ，其

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

五、發明說明 (8)

中，上述第六時序信號 $q_m(n)$ 之前四分之三項係由上述第五時序信號 $y(n)$ 之後四分之三項所構成，上述第六時序信號 $q_m(n)$ 之後四分之一項係由上述第五時序信號 $y(n)$ 之前四分之一項之負值所構成；以及

一修正合成視窗器，用以將上述第六時序信號 $q_m(n)$ 以及前一輸入時序信號所對應之第六時序信號 $q_{m-1}(n)$ 與一修正合成視窗函數信號 $W_D(n)$ 處理，產生一具有 N 項之目標信號 $x'_m(n)$ ，其中， $X'_m(n) = w_D(n + \frac{N}{2})q_{m-1}(n + \frac{N}{2}) + w_D(n)q_m(n)$ ，其中 $w_D(n) = (-1)^J f(n) \sin \frac{(2J+1)\pi}{2N}$ 。

其中編碼端和解碼端之濾波步驟，皆係接收一輸入信號並產生一輸出信號，其步驟包括：接收上述輸入信號和一第五內部信號，執行加法運算產生一第一內部信號；接收上述第一內部信號經延遲後產生一第二內部信號；接收上述第二內部信號經延遲後產生一第三內部信號；接收上述第二內部信號並乘上一固定係數後產生一第四內部係數；接收上述第三內部信號和上述第四內部信號，執行加法運算產生上述第五內部信號；以及接收上述第一內部信號和上述第二內部信號，執行加法運算產生上述輸出信號。

至於產生上述第一參數之方法，則包括下列步驟：假設上述第一參數為 \tilde{n} ，則須滿足 $(2k+1)\tilde{n} \bmod N = (2J+1)n + J - k \bmod N$ ，其中 J 表示對應上述第一參數值之固定乘數之 k 值；分別以一左累加器和一右累加器儲存上述公式之左側數值和右側數值；固定上述右累加器

五、發明說明 (9)

中之 n 值，並保持上述右累加器之數值為正值；由零依序增加 n ，直至上述右累加器之數值和左累加器之數值相等為止，此時 n 為上述第一參數之過渡解；以及當上述過渡解 n 小於或等於 $N/2-1$ ，則上述第一參數為上述過渡解 n ，當上述過渡解 n 大於 $N/2-1$ ，則上述第一參數為 $N-1-n$ 。產生上述第二參數之步驟包括：分別以一左位元計數器和一右位元計數器計錄上述左累加器和上述右累加器之進位數；以及當上述過渡解 n 小於或等於 $N/2-1$ ，則上述第二參數為上述左位元計數器和上述右位元計數器之互斥或值，當上述過渡解 n 大於 $N/2-1$ ，則上述第二參數為上述左位元計數器和上述右位元計數器之反互斥或值。

圖式之簡單說明：

第 1 圖表示本發明之第一實施例之時域別訊消除裝置之系統方塊圖。

第 2 圖表示本發明之第二實施例之兩階 IIR 濾波器之方塊圖。

第 3 圖表示在 $N=128$ 之情況下，實現乘數為 $2\cos\frac{55\pi}{128}$ 之 16 有效位元乘法之方塊圖。

第 4 圖表示在 $N=128$ 之情況下，實現乘數為 $2\cos\frac{63\pi}{128}$ 之 16 有效位元乘法之方塊圖。

第 5 圖表示第二實施例中處理六聲道訊號之方塊圖。

第 6 圖表示本發明之第二實施例之時域別訊消除裝置之系統方塊圖。

第 7 圖表示本發明之第二實施例中同時提供編碼和解

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

(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)

碼功能之時域別訊消除裝置之系統方塊圖。

第一實施例：

習知實現時域別訊消除的方式係採用快速傅立葉轉換達成，如前所述。在本實施例中，則利用資料重排的方式，在 TDAC 編碼處轉換為離散餘弦轉換 (Discrete Cosine Transform, DCT)，在 TDAC 解碼處轉換為反離散餘弦轉換 (Inverse Discrete Cosine Transform, IDCT)。由於 DCT 和 IDCT 為常用熟知之轉換方式，於是可以利用已發展成熟之 DCT 技術，完成計算複雜度和設計成本均很低之時域別訊消除晶片。以下分別依序說明本實施例之工作原理以及實施之裝置。

就時域別訊消除之原理而言，可以分別就編碼和解碼端加以考量。在時域別訊消除之編碼端，係針對一個輸入時序信號(sequence)，每次以重疊(N/2)點截取 N 點資料為一信號框(frame)當做此編碼端之處理單元。根據 J.P. Princen, A.W. Johnson and A.B. Bradley, "Subband/ Transform Coding Using Filter Band Designs Based on Time Domain Aliasing Cancellation," in Proc., ICASSP 87, pp.2161-2164, 1987. 論文中所推論，第 m 個信號輸入時序訊號 $x_m(n)$ 可以直接利用下式完成時域別訊消除編碼轉換，亦即：

$$X_m(k) = \cos(\pi mk) \sum_{n=0}^{N-1} x_m(n) h(N-1-n) \cos \frac{2\pi(k + \frac{1}{2})(n + \frac{1}{2} + \frac{N}{4})}{N} \quad (1)$$

其中，N 為一 2 幕次方之正整數，表示輸入時序訊號 $x_m(n)$

五、發明說明 (11)

所具有之項數， n 為 0 至 $N-1$ 間之整數， k 為 0 至 $N-1$ 間之整數。另外， $h(n)$ 則表示原始分析視窗函數 (analysis window function) 時序，其解碼端所採用之合成視窗函數 (synthesis window function) $f(n)$ 時序成對，在兩者間的一些條件限制下，可以使得時域別訊消除。另一方面，由編碼端所得之 N 點長度之時序信號 $X_m(k)$ ，可依數據量適當量化。若無量化或誤差可以忽略時，我們可由時域別訊消除解碼轉換，以及合成視窗函數 $f(n)$ 以還原目標信號 $x_m(n)$ ，如下所示：

$$q_m(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \cos(\pi mk) X_m(k) \cos \frac{2\pi(k + \frac{1}{2})(n + \frac{1}{2} + \frac{N}{4})}{N}, \quad (2)$$

和

$$x_m(n) = f(n + \frac{N}{2}) q_{m-1}(n + \frac{N}{2}) + f(n) q_m(n). \quad (3)$$

其中， $q_{m-1}(n)$ 表示前信號框輸入頻序信號 $X_{m-1}(k)$ 依第(2)式所求得之時序。

在本實施例中，即藉由離散餘弦轉換(DCT)以求得第(1)式所執行之轉換和利用反離散餘弦轉換(IDCT)以求得第(2)式和第(3)式所執行之轉換。

首先將第(1)式所表示之轉換加以簡化，令：

$$s(n) = x_m(n) h(N-1-n) \quad \text{當 } n = 0, 1, \dots, N-1; \quad (4)$$

$$Y(k) = \frac{X_m(k)}{\cos(\pi mk)} = (-1)^{mk} X_m(k) \quad \text{當 } k = 0, 1, \dots, N-1. \quad (5)$$

第(4)式即所謂的分析視窗公式，第(5)式表示輸出 $X_m(k)$ 與 $Y(k)$ 的關係依隨 mk 值交變符號，即 $X_m(k) = (-1)^{mk} Y(k)$ 。將第(4)式和第(5)式代入第(1)式中，即可將解碼轉換簡化

(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)

為：

$$Y(k) = \sum_{n=0}^{N-1} s(n) \cos \frac{(2k+1)(n + \frac{N}{4} + \frac{1}{2})\pi}{N} \quad \text{當 } k = 0, 1, \dots, N-1 \quad (6)$$

接著，將簡化之第(6)式之 Y(k) 拆成兩個數列和如下：

$$Y(k) = \sum_{n=0}^{\frac{3N}{4}-1} s(n) \cos \frac{(2k+1)(n + \frac{N}{4} + \frac{1}{2})\pi}{N} + \sum_{n=\frac{3N}{4}}^{N-1} s(n) \cos \frac{(2k+1)(n + \frac{N}{4} + \frac{1}{2})\pi}{N} \quad (7)$$

對第(7)式中之前後兩個數列和分別以新的引數加以改寫，即以 $n' = n + \frac{N}{4}$ 代入前一數列和，以 $n'' = n - \frac{3N}{4}$ 代入後一數

列和，可改寫第(7)式為：

$$Y(k) = \sum_{n'=\frac{N}{4}}^{\frac{N}{4}-1} s(n' - \frac{N}{4}) \cos \frac{(2k+1)(2n'+1)\pi}{2N} - \sum_{n''=0}^{\frac{N}{4}-1} s(n'' + \frac{3N}{4}) \cos \frac{(2k+1)(2n''+1)\pi}{2N} \quad (8)$$

由第(8)式可知，欲將其前後數列和加以合併，必須對前後數列中之時序 s(n) 重組。因此，將時序 s(n) 作 N/4 長度之循環移位 (circular shifting)，並做一些正負號之改變來重排資料，將時序 s(n) 轉成另一個時序 y(n)，即：

$$y(n'') = -s(n'' + \frac{3N}{4}) \quad \text{當 } n'' = 0, 1, \dots, \frac{N}{4}-1 \quad (9)$$

$$y(n') = s(n' - \frac{N}{4}) \quad \text{當 } n' = \frac{N}{4}, \frac{N}{4}-1, \dots, N-1 \quad (10)$$

第(9)式和第(10)式所代表之涵意為，時序 y(n) 之前四分之一項係由時序 s(n) 之後四分之一項之負值所構成 (第(9)式)，時序 y(n) 之後四分之三項係由時序 s(n) 之前四分之三項所構成 (第(10)式)。利用前二式，即可將第(8)式改寫為：

$$Y(k) = \sum_{n=0}^{N-1} y(n) \cos \frac{(2k+1)(2n+1)\pi}{2N} \quad (11a)$$

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

五、發明說明 (13)

$$= \sum_{n=0}^{\frac{N-1}{2}} (y(n) - y(N-1-n)) \cos \frac{(2k+1)(2n+1)\pi}{2N} \quad (11b)$$

觀察第(11a)式可知，

$$Y(k) = -Y(N-1-k) \text{ 當 } k=0, 1, \dots, \frac{N}{2}-1 \quad (12)$$

由第(1)式所簡化推得之第(11b)式為一標準 $N/2$ 點之第四型離散餘弦轉換(DCT-IV)，基本上已可藉由目前發展成熟之技術加以實施。但是以演算法則而言，第(11a)式所表示之離散餘弦轉換實際上可以進一步地簡化。利用三角積化合差方式可以進一步地簡化第(11b)式，可得下列關係式子：

$$Y(k) = U(k+1) + U(k) \text{ 當 } k=0, 1, \dots, \frac{N}{2}-1 \quad (13)$$

$$U(k) = \sum_{n=0}^{\frac{N-1}{2}} u(n) \cos \frac{(2n+1)k\pi}{N} \quad (14)$$

$$u(n) = \{y(n) - y(N-1-n)\} \left\{ \frac{1}{2 \cos \frac{(2n+1)\pi}{2N}} \right\} \quad (15)$$

第(13)、(14)和(15)式即為本實施例中編碼端所採用之編碼方式。其中，對每一個信號框而言，皆須乘上一分析視窗函數時序 $h(n)$ 以消除時域別訊。因此，在第(15)式中之乘法因子 $\frac{1}{2 \cos \frac{(2n+1)\pi}{2N}}$ 與第(9)式中之負號可以參考第(9)和(10)

式中對應位置，併入第(4)式之分析視窗函數時序 $h(n)$ 中，即可得到一修正分析視窗函數信號 $w_E(n)$ ，如此可以減少乘法運算。因此，第(4)式之分析視窗公式變成修正式分析視窗式子，即 $s(n) = x_m(n) w_E(n)$ ；

其中

五、發明說明 (14)

$$w_E(n) = \frac{h(N-1-n)}{2 \cos\left\{\frac{(2n+1)\pi}{2N} + \frac{\pi}{4}\right\}} \quad \text{當 } 0 \leq n \leq \left(\frac{N}{4}-1\right); \quad (17a)$$

$$w_E(n) = \frac{h(N-1-n)}{2 \cos\left\{\frac{(2n+1)\pi}{2N} - \frac{3\pi}{4}\right\}} \quad \text{當 } \frac{N}{4} \leq n \leq \left(\frac{N}{2}-1\right); \quad (17b)$$

$$w_E(n) = \frac{h(N-1-n)}{2 \cos\left\{\frac{(2n+1)\pi}{2N} - \frac{3\pi}{4}\right\}} \quad \text{當 } \frac{N}{2} \leq n \leq \left(\frac{3N}{4}-1\right) \quad (17c)$$

$$w_E(n) = \frac{h(N-1-n)}{2 \cos\left\{\frac{(2n+1)\pi}{2N} + \frac{\pi}{4}\right\}} \quad \text{當 } \frac{3N}{4} \leq n \leq (N-1), \quad (17d)$$

由於上述修正分析視窗函數可預先求取，第(16)式所需計算與原第(4)式之分析視窗函數所需相同，第(15)式中之乘法 $\frac{1}{2 \cos \frac{(2n+1)\pi}{2N}}$ 可以完全省略，於是第(15)式之實際運算即

成。

$$u(n) = y(n) - y(N-1-n) \quad (18)$$

對於解碼端而言，運算係由第(2)式和第(3)式達成。當解碼端接收到 N 點之頻序 $X_m(k)$ 後，利用第(5)式之定義，可以隨 mk 改變符號產生 $Y(k) = (-1)^{mk} X_m(k)$ 。如此，第(2)式可以簡化為：

$$q_m(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} Y(k) \cos \frac{\pi(2k+1)(2n+1+\frac{N}{2})}{2N} \quad (19)$$

同樣地，乘法因子 $1/N$ 可以併入往後之合成視窗函數時序 $f(n)$ 中，則第(19)式可改寫為：

$$q_m(n) = \sum_{k=0}^{N-1} Y(k) \cos \frac{\pi(2k+1)(2n+1+\frac{N}{2})}{2N} \quad (20)$$

類似於編碼端之觀念，時序 $q_m(n)$ 也是可以由 $Y(k)$ 做為輸入時序之離散餘弦轉換的輸出時序，經資料重排獲得。

(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)

爲了清楚說明，令時序 $y(n)$ 爲以頻序 $Y(k)$ 做爲離散餘弦轉換輸入而得之輸出時序，其表示爲：

$$y(n) = \sum_{k=0}^{N-1} Y(k) \cos \frac{\pi(2k+1)(2n+1)}{2N} \quad \text{當 } n=0, 1, \dots, N-1 \quad (21)$$

比較第(20)式和第(21)式可知，時序 $q_m(n)$ 的前四分之三項是相等於時序 $y(n)$ 的後四分之三項，如下式所示：

$$q_m(n) = y\left(n + \frac{N}{4}\right) \quad \text{當 } n=0, 1, \dots, \frac{3N}{4} - 1 \quad (22)$$

而時序 $q_m(n)$ 的後四分之一項加上負號就等於時序 $y(n)$ 的前四分之一項，如下式所示：

$$q_m(n) = -y\left(n - \frac{3N}{4}\right) \quad \text{當 } n = \frac{3N}{4}, \frac{3N}{4} + 1, \dots, N-1 \quad (23)$$

根據第(22)和(23)式可知，時序 $q_m(n)$ 可以利用類似編碼端之方式，由時序 $y(n)$ 做四分之一信號框長度之環式移位 (circular shifting) 來重排求得。因此，利用第(12)式之關係式，第(21)式可以表示爲：

$$y(n) = \sum_{k=0}^{\frac{N}{2}-1} 2Y(k) \cos \frac{(2k+1)(2n+1)\pi}{2N} \quad (24)$$

同樣地，時序 $y(n)$ 具有以下之關係式：

$$y(n) = -y\left(N-1-n\right) \quad \text{當 } n=0, 1, \dots, \frac{N}{2}-1 \quad (25)$$

比較第(24)式和第(11b)式，其形式是相同的，因此利用同樣方式將第(24)式表示爲下列關係式：

$$y(n) = \frac{1}{2 \cos \frac{(2n+1)\pi}{2N}} z(n); \quad (26)$$

$$z(n) = \sum_{k=0}^{\frac{N}{2}-1} Z(k) \cos \frac{(2n+1)k\pi}{N} \quad \text{當 } n=0, 1, \dots, \frac{N}{2}-1; \quad (27)$$

(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)

$$Z(k) = \begin{cases} 2Y(k-1) + 2Y(k) & \text{當 } k = 1, 2, \dots, \frac{N}{2} - 1。 \\ 2Y(0) & \text{當 } k = 0 \end{cases} \quad (28)$$

第(27)式所代表之離散餘弦轉換，為常用之 $N/2$ 點 IDCT 的實施形式。因此，結合第(3)式中所代表之合成視窗函數信號之處理，即可達到消除時域別訊之效果。同樣地，其中第(19)之參數值 $1/N$ 、第(23)式之負號和第(26)式中 $\frac{1}{2 \cos \frac{(2n+1)\pi}{2N}}$ 之乘法運算可以併入合成視窗信號 $f(n)$ 內，即

可得到一修正合成視窗函數信號 $w_D(n)$ ，藉以簡化運算之數量。因為無乘法因子及正負號，由第(20)及(22)至(26)式之關係，可得

$$q_m(n) = z(n + \frac{N}{4}) \quad \text{當 } n = 0, 1, \dots, \frac{N}{4} - 1 \quad (29a)$$

$$q_m(n) = z(\frac{3N}{4} - 1 - n) \quad \text{當 } n = \frac{N}{4}, \frac{N}{4} + 1, \dots, \frac{N}{2} - 1 \quad (29b)$$

$$q_m(n) = z(\frac{3N}{4} - 1 - n) \quad \text{當 } n = \frac{N}{2}, \frac{N}{2} + 1, \dots, \frac{3N}{4} - 1 \quad (29c)$$

$$q_m(n) = z(n - \frac{3N}{4}) \quad \text{當 } n = \frac{3N}{4}, \frac{3N}{4} + 1, \dots, N - 1 \quad (29d)$$

此時，第(3)式則可表示為

$$x_m(n) = w_D(n + \frac{N}{2})q_{m-1}(n + \frac{N}{2}) + w_D(n)q_m(n)。 \quad (30)$$

其中修正合成視窗函數為

$$w_D(n) = \frac{f(n)}{2N \cos\{\frac{(2n+1)\pi}{2N} + \frac{\pi}{4}\}} \quad \text{當 } 0 \leq n \leq (\frac{N}{4} - 1); \quad (31a)$$

$$w_D(n) = \frac{f(n)}{2N \cos\{\frac{(2n+1)\pi}{2N} - \frac{3\pi}{4}\}} \quad \text{當 } \frac{N}{4} \leq n \leq (\frac{N}{2} - 1); \quad (31b)$$

$$w_D(n) = \frac{f(n)}{2N \cos\{\frac{(2n+1)\pi}{2N} - \frac{3\pi}{4}\}} \quad \text{當 } \frac{N}{2} \leq n \leq (\frac{3N}{4} - 1); \quad (31c)$$

五、發明說明 (17)

$$w_D(n) = \frac{f(n)}{2N \cos\left\{\frac{(2n+1)\pi}{2N} + \frac{\pi}{4}\right\}} \quad \text{當} \quad \frac{3N}{4} \leq n \leq (N-1), \quad (31d)$$

其中 $f(n)$ 為原始合成視窗。同理，修正合成視窗函數第 (31a)-(31d) 式可預先求取，此部分式之計算可以完全省略。

依據上述之討論，實施上述時域別訊消除之訊號處理方法之裝置，如第 1 圖所示。本實施例中時域別訊消除裝置包括：一編碼裝置，用以對輸入第 m 信號框時序信號 $x_m(n)$ 進行時域別訊消除編碼，轉成第 m 信號框頻序信號 $X_m(k)$ ；和一解碼裝置用以對輸入頻序信號 $X_m(k)$ 進行時域別訊消除解碼，轉成置時序信號 $x_m(n)$ 。上述輸入時序信號 $x_m(n)$ 及頻序信號 $X_m(k)$ 具有 N 項， N 為一正整數， n 、 k 和 m 為整數，分別代表其時域項數、頻域項數和信號框之引數。

在編碼裝置中，修正分析視窗器 10 將上述輸入時序信號 $x_m(n)$ 與修正分析視窗函數信號 $w_E(n)$ 逐項相乘，產生一具有 N 項之第一時序信號 $s(n)$ ，如第 (16) 式所示；其中修正分析視窗函數可由第 (17a-d) 式所示；其乃結合原分析視窗函數信號 $h(n)$ 、第 (15) 式中之乘法因子 $\frac{1}{2 \cos \frac{(2n+1)\pi}{2N}}$ 與第 (9)

式中之負號所成。接著，編碼重排器 11 將第一時序信號 $s(n)$ 進行資料重排及處理，產生具有 N 項之第二時序信號 $y(n)$ 。其中，第二時序信號 $y(n)$ 之前四分之一項係由第一時序信號 $s(n)$ 之後四分之一項所構成，而第二時序信號 $y(n)$ 之後四分之三項係由第一時序信號 $s(n)$ 之前四分之三項所構成，如第 (9) 和 (10) 式所示，其中第 (9) 式之負號已移入修

(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）

正分析視窗函數信號中。接著，折疊減法器 12 將第二時序信號 $y(n)$ 中首尾對稱之項相減，產生具有 $N/2$ 項之第三時序信號 $u(n)$ ，如第(18)式所示。接著，離散餘弦轉換器 14 對第三時序信號 $u(n)$ 進行離散餘弦轉換，產生一第一頻序信號 $U(k)$ ，其轉換方程式如第(14)式所示。接著，利用時序加法器 16 將上述第一頻序信號 $U(k)$ 產生具有 $N/2$ 項之第二頻序信號 $Y(k)$ ，如第(13)式所示。最後，利用輸出排列器 17 將上述第二頻序信號 $Y(k)$ 產生一具有 N 項之編碼頻序信號 $X_m(k)$ 。其中，前 $N/2$ 項頻序信號 $X_m(k)$ 為 $Y(k)$ ，若 m 為奇數依序正負變號；若 m 為偶數則不變號。如第(5)式所示；後 $N/2$ 項頻序信號 $X_m(k)$ 參照第(5)式及(12)式所示將 $Y(k)$ 倒置後，若 m 為奇數依序負正變號，若為偶數則全部改為負號。

另一方面，在解碼裝置中，輸入變號器 20 將輸入編碼頻序信號 $X_m(k)$ 若 m 為奇數依序正負變號，若為偶數則不變號以產生第三頻序信號 $Y(k)$ ，如第(5)式所示。接著，位移時序加法器 21 由第三頻序信號 $Y(k)$ 產生一具有 $N/2$ 項之第四頻序信號 $Z(k)$ ，其加法及乘 2 運算之方式如第(28)式所示。接著，逆離散餘弦轉換器 22 對第四頻序信號 $Z(k)$ 進行逆離散餘弦轉換，產生具有 $N/2$ 項之第四時序信號 $z(n)$ ，其轉換方程式如第(27)式所示。接著，解碼重排器 22 將第四時序信號 $z(n)$ 進行資料重排及處理，產生具有 N 項之第五時序信號 $q_m(n)$ 之前四分之一項係由上述第四時序信號 $z(n)$ 之後二分之一項所構成； $q_m(n)$ 之第二個四分之

裝

訂

線

五、發明說明 (19)

一項係由上述第四時序信號 $z(n)$ 之後二分之一項倒置所構成； $q_m(n)$ 之第三個四分之一項係由上述第四時序信號 $z(n)$ 之前二分之一項倒置所構成；上述第五時序信號 $q_m(n)$ 之後四分之一項係由上述第四時序信號 $z(n)$ 之前二分之一項之所構成，如第(29a-b)式所示。其中第(23)和(25)式之負號及第(26)式之乘法因子 $\frac{1}{2 \cos \frac{(2n+1)\pi}{2N}}$ 已移入合成視窗函數信號

$f(n)$ 中。最後，利用修正視窗器 23 將第五時序信號 $q_m(n)$ 以及前一輸入時序信號所對應之第五時序信號 $q_{m-1}(n)$ 與修正合成視窗函數信號 $w_D(n)$ 處理如第(31a-d)式所示，產生具有 N 項之目標信號 $x_m(n)$ ，如第(30)式所示。

表 1 為本實施例與 Radix-2 FFT 和 SRFFT 運算法則之計算複雜度之比較。由表 1 可知，無論在加法運算或是乘法運算，本實施例均較習知之兩種方法來得快。基本上，本實施例之計算複雜度大約為 $\frac{1}{4}N \log(N)$ ，所以適合於一般的 DSP 晶片或平行處理器 (parallel processor) 來實現。

表 1 計算複雜度比較表

運算法則	加法運算	乘法運算
Radix-2 FFT	$\frac{3N \log N}{4}$	$\frac{N(\log N + 2)}{2}$
SRFFT	$\frac{N(3 \log N - 1)}{4}$	$\frac{N(\log N + 5)}{4}$
第一實施 例	$\frac{N(3 \log N - 3)}{4} + 1$	$\frac{N(\log N + 3)}{4}$

本實施例之優點分述如下：

(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)

1、可以利用技術已成熟之 DCT 及 IDCT，取代消除時域別訊轉換和 AC-3 標準所建議之 FFT。

2、所需之乘法加法數量比起 AC-3 標準所建議之 FFT 來得少，因此速度較習知技術來得快。

3、將消除時域別訊轉換成 DCT 所採用之資料重排是相當簡單的循環移位，並且 DCT 之技術與亦已發展成熟，在實現上較節省時間，同時成本較低。

第二實施例：

本實施例中所採用之處理方式，係利用第一實施例中資料重排將編碼與解碼皆轉為相同之第四型離散餘弦轉換 (DCT-IV)。再利用 Goretzel 運算法則將第四型離散餘弦轉換進一步轉化為二階無限脈衝響應濾波器 (Infinite Impulse Response filter, 簡稱 IIR 濾波器)。因此編碼與解碼均可利用相同硬體加以完成，可省下大量硬體。本實施則可以利用比較器和加法器等簡單的硬體來架構一個位置選擇器，以控制固定的 IIR 濾波器的輸入次序，以完成多聲道編碼及解碼功能。以下分別依序說明本實施例之工作原理以及實施之裝置。

在第一實施例中理論推導中，編碼所需之第(11b)式和解碼所需之第(24)式所代表之離散餘弦轉換實際上可以利用一個共通之等式加以表示：

$$V(k) = \sum_{n=0}^{\frac{N}{2}-1} v(n) \cos \frac{(2k+1)(2n+1)\pi}{2N} \quad (32)$$

對於編碼所需之第(11b)式而言， $v(n)$ 為 $y(n)-y(N-1-$

(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)

$v(n)$ ， $V(k)$ 為 $Y(k)$ ；對解碼所需第(24)式而言， $v(n)$ 為 $2Y(n)$ ，而 $V(k)$ 則為 $y(k)$ 。依據 Goretzel 演算之觀念，第(32)式可以改寫為摺積(convolution)公式加以表示如下：

$$V(k) = (-1)^k \sum_{n=0}^{\frac{N}{2}-1} v(n) \sin \frac{(2k+1)(2(\frac{N}{2}-1-n)+1)\pi}{2N} \quad (33)$$

$$= (-1)^k \{v(n) * h_k(n)\} \Big|_{n=\frac{N}{2}-1} \quad \text{for } k=0, 1, \dots, \frac{N}{2}-1$$

其中，“*”為摺積之運算子，脈衝響應(impulse response) $h_k(n)$ 則表示為：

$$h_k(n) = \sin \frac{(2n+1)(2k+1)\pi}{2N} \quad (34)$$

將脈衝響應 $h_k(n)$ 利用 z -轉換(z -transform)可獲得函數 $H_k(z)$ 如下：

$$H_k(z) = \sum_{n=0}^{\infty} \sin \frac{(2k+1)(2n+1)\pi}{2N} z^{-n}$$

$$= \sum_{n=0}^{\infty} \frac{e^{j \frac{(2k+1)(2n+1)\pi}{2N}} - e^{-j \frac{(2k+1)(2n+1)\pi}{2N}}}{2j} z^{-n} \quad (35)$$

$$= \frac{\sin \frac{(2k+1)\pi}{2N} (1+z^{-1})}{1 - 2 \cos \frac{(2k+1)\pi}{N} z^{-1} + z^{-2}}$$

第2圖表示第(28)式之二階 IIR 濾波器之方塊圖。在輸出端處利用加法器和乘數為 $(-1)^k \sin \frac{(2k+1)\pi}{2N}$ 之乘法器實現第(35)式中之分子部份；在遞迴回圈(Recursive Loop)中，則利用乘數為 $2 \cos \frac{(2k+1)\pi}{N}$ 和 -1 的乘法器實現第(35)式中之分母部份。因此，將具有 $N/2$ 點之時序 $v(n)$ 輸入此 IIR 濾波器，同時配合不同之頻(時)序點而調整之正弦和餘弦乘法

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

五、發明說明 (22)

因子，即可依據第(34)式得到輸出時序 $V(k)$ 。對計算每個頻(時)序 $V(k)$ 之值而言，輸出端處之加法器和乘法器均只執行一次，所以計算每個時序 $V(k)$ 時，共需要 $N/2$ 個乘法和 $N-2$ 個加法運算所需之時間。除此之外，由直觀可知，要計算具有 $N/2$ 點之輸出時序 $V(k)$ ，必須要有 $N/2$ 個正弦和餘弦乘數值預先儲存在記憶體中。為了簡化上述之時域別訊消除裝置的架構，並能夠獲致更佳之訊號雜訊比 (Signal-to-Noise Ratio, SNR)，在以下之討論中，要將 IIR 濾波器中乘法器值加以固定來求出輸出時序 $V(k)$ 。

分析第(32)式所具有之轉換基底(bases)，可知其中任一 K 值轉換使用之基底，均能在其他 K 值轉換所使用之基底中找到相同之值。這是由於餘弦內之引數，對於 n 和 k 而言呈對稱之關係。於是，我們可由第一象限中 $N/4$ 個餘弦值 ($k=0, 1, \dots, N/4-1$) 中，挑選一個值當做 IIR 濾波器之固定乘法係數。若令 $k=J$ 為選擇之固定乘法係數，則以序列 $v(n)$ 依一般順序輸入 IIR 濾波器，即可得到第 J 個輸出時序值 $V(J)$ 。當要獲得其他之輸出時序值時，可以將時序 $v(n)$ 加以重排(permutation)，當做新的序列對 IIR 濾波器輸入，以獲得第 k 個輸出時序值 $V(k)$ 。對第 k 個轉換而言，輸入 IIR 濾波器之重排時序為：

$$v'(n) = (-1)^{S_J(k,n)} v(P_J(k,n)) \quad (36)$$

其中 $S_J(k,n)$ 可為 0 或 1，用以修正餘弦值之正負符號。 $P_J(k,n)$ 則用以表示重排序列。兩者均為指標 J 、 k 、 n 之函數。現將第(36)式代入第(32)式中，可得：

五、發明說明 ($\frac{23}{N-1}$)

$$\begin{aligned}
 V'(J) &= \sum_{n=0}^{\frac{N}{2}-1} v'(n) \cos \frac{(2J+1)(2n+1)\pi}{2N} \\
 &= \sum_{n=0}^{\frac{N}{2}-1} (-1)^{S_J(k,n)} v(P_J(k,n)) \cos \frac{(2J+1)(2n+1)\pi}{2N} \quad (37) \\
 &= \sum_{n=0}^{\frac{N}{2}-1} v(n') (-1)^{S_J(k,n)} \cos \frac{(2J+1)(2n+1)\pi}{2N}
 \end{aligned}$$

其中， $n'=P_J(k,n)$ 為指標 J 、 k 和 n 之函數。將此新之指標 n' 用在第(32)式即可得：

$$V(k) = \sum_{n'=0}^{\frac{N}{2}-1} v(n') \cos \frac{(2k+1)(2n+1)\pi}{2N} \quad (38)$$

指標 n 和 n' 為一對一之對應，因此實際利用第(38)式處理重排後之時序 $v(n')$ 即可得到與第(32)式相同之結果。依據第(37)和(38)式計算必須有參數值 $S_J(k,n)$ 和 $P_J(k,n)$ ，以下則就其計算加以說明。

求解參數值 $S_J(k,n)$ 和 $P_J(k,n)$ 的方式，是由第(37)式和第(38)式中，找出大小相同之餘弦項來解出重排位置 $P_J(k,n)$ ，再比較餘弦項之相角(phase)位置來決定 $S_J(k,n)$ ，以修正其正負號。首先，令參數 n 為 $P_J(k,n)$ 之過渡重排位置解，利用第(37)和(38)式中餘弦值大小相同之指標求 n ：

$$(2J+1)(2n+1) \Big|_{\text{mod } 2N} = (2k+1)(2\tilde{n}+1) \Big|_{\text{mod } 2N} \text{ for } n = 0, 1, \dots, \frac{N}{2}-1 \quad (39)$$

其中，符號“mod M ”表示模數運算，即用以被處理值連續加 M 或連續減 M 直到其介於 0 與 $M-1$ 之間。第(33)式可依數論 (Number Theorem) 加以簡化為：

$$(2k+1)\tilde{n} \Big|_{\text{mod } N} = (2J+1)n + J - k \Big|_{\text{mod } N} \quad (40)$$

(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)

因爲 N 是 2 的冪次方值，與 $(2k+1)$ 互質，所以由第(40)式可知在 0 與 $(N-1)$ 間可獲得唯一解。在本實施例中，係利用簡單有限狀態機器 (Finite State Machine) 來計算指標 n 。

利用硬體對“mod N ”(其中 $N=2^m$) 之運算觀念，就是以二進位系統表示運算值時，保存 m 個最小位元 (Least Significant Bits: LSBs)，而將剩下之最大位元 (Most Significant Bits: MSBs) 去除。接著利用兩個 m -bit 之累加器 (Accumulators) (一個稱之爲右累加器，對應於第(40)式之等號右側；一個稱之爲左累加器，對應於第(40)式之等號左側)，加上進位檢查 (Carrier Detection)，來得到指標 n 。現以第(40)式說明其運算：當 $n=0$ 時，右累加器最初是存放 $(J+2N-k)$ 。在此利用 $(2N-k)$ 來取代原來之 $(-k)$ ，是爲了讓右累加器內隨時保持正值，使得運算之實現方式能夠更具有規則性。此時左累加器則由 0 開始 (表示 $n=0$)，每次以 $(2k+1)$ 累加至左累加器中，直到左右累加器之累加結果相等爲止。其累加之次數即代表第(33)式中 n 之解，亦即在 $n=0$ 時之過渡位置解。當 $n=1$ 時，右累加器增加了 $(2J+1)$ 值；同樣地，左累加器由 0 開始每次以 $(2k+1)$ 累加，直到兩個累加器結果相等爲止。其餘各 n 值可依相同之方式類推。

然而，因爲真正之重排位置 $n'=P_J(k,n)$ 是在 0 與 $(N/2-1)$ 之間，因此以下列兩式調整過渡重排位址 \tilde{n} ，求得真正之重排位址 n ：

$$n' = P_J(k, n) = \tilde{n} \quad \text{當 } \tilde{n} \leq \left(\frac{N}{2} - 1\right) \quad (41)$$

$$n' = P_J(k, n) = (N - 1 - \tilde{n}) \quad \text{當 } \tilde{n} > \left(\frac{N}{2} - 1\right) \quad (42)$$

五、發明說明 (25)

第(41)式和第(42)式之涵意是當 n 小於或是等於 $(N/2-1)$ 時，即為 n' ；當 n 大於 $N/2-1$ 時，即表示所求之 n 為比較餘弦大小值時是由相位 180° 開始順時針方向尋找到之結果，所以真正之重排位址 n' 應為 $(N-1-n)$ 。

另外，在決定參數值 $S_J(k,n)$ 方面，係經由左累加器和右累加器之進位位元(carrier bits)數目來決定。對累加器而言，每次加減 N 值即是將第(37)和(38)式之餘弦項之相位增減 180° 。在實施時則可以利用兩個一位元計數器(1-bit counters)分別記錄左累加器和右累加器之進位位元是奇數或是偶數。判斷參數值 $S_J(k,n)$ 必須考慮 n 是大於 $(N/2-1)$ 或是小於 $(N/2-1)$ 。

當 n 小於或是等於 $(N/2-1)$ 時，若兩個一位元計數器之結果皆為 1 或為 0，則表示餘弦項之相位角為同界角，亦即符號不變， $S_J(k,n)=0$ ；若兩個一位元計數器之結果不同，亦即一為 0 而另一為 1，則表示餘弦項之相位角度要差 180° 才會為同界角，因此符號必須改變，亦即 $S_J(k,n)=1$ 。另一方面，若 n 大於 $(N/2-1)$ 時，則情況與上述者恰好相反。綜合上述兩種情況，參數值在硬體實施上為：

$$S_J(k,n) = \text{XOR}(\alpha, \beta) \quad \text{當 } \tilde{n} \leq \left(\frac{N}{2} - 1\right) \quad (43)$$

$$S_J(k,n) = \text{NOT}\{\text{XOR}(\alpha, \beta)\} \quad \text{當 } \tilde{n} > \left(\frac{N}{2} - 1\right) \quad (44)$$

其中 α 和 β 分別是左右累加器之一位元計數器(1-bit counter)之值，而 XOR 和 NOT 則分別表示互斥或邏輯運算(eXclusive-OR)和反相邏輯運算(inverter)。

一般而言，一個具有固定乘數之乘法器，在實施上會

五、發明說明 (26)

簡單於一般的乘法器。在本實施例中，在第 2 圖中之餘弦乘數，可由 $N/4$ 個值 $\left\{ \cos \frac{(2k+1)\pi}{N}, k=0,1,\dots, \frac{N}{4}-1 \right\}$ 中選擇一個適當的值當做 IIR 濾波器之固定係數。以下則為本實施例中選擇此固定係數之原則：為了使整個乘法動作可以利用很少的加法運算完成，所以被選擇之乘數之二進位(binary)形式之 1 和 0 愈集中越好、愈規則越好。第 3 圖和第 4 圖表示在 $N=128$ 之情況下，實現乘數為 $2 \cos \frac{55\pi}{128}$ 和 $2 \cos \frac{63\pi}{128}$ 之 16 有效位元乘法之方塊圖。在第 3 圖和第 4 圖中，均只使用 3 個加法器和數個位元移位器實施此乘法，其運算方式及其運算之結果皆附註在圖中。必須注意的是，在有限位元處理的情況下，為了壓抑 IIR 濾波器在遞迴(recursive)過程中之傳遞累積誤差(Propagation Error)，最好選擇較小的數值當作 IIR 濾波器之固定係數；並且儘量選擇被截去(Truncated)之位元值為較小之乘值，可使進位誤差(Roundoff Error)較小。本實施中並不限定 IIR 濾波器之固定係數為何值，但經由適當的選擇可提高運算之效能及達到裝置簡化之目的。

另一方面，在 IIR 濾波器輸出端之固定乘數， $(-1)^J \sin \frac{(2J+1)\pi}{2N}$ ，其亦與參數 k 和 n 無關，等效上為一個常數加權(constant magnitude scalar)。因此，可以將其併入系統處理中任何需要乘法之乘數內，例如，此輸出端之乘數可以併入編碼端之分析視窗函數信號 $h(n)$ 和解碼端之合成視窗函數信號 $f(n)$ 內，亦即，分析視窗函數信號 $h(n)$ 變為

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

五、發明說明 (27)

$$w_E(n) = (-1)^J h(n) \sin \frac{(2J+1)\pi}{2N}, \quad (45)$$

合成視窗函數信號 $f(n)$ 變為

$$w_D(n) = (-1)^J f(n) \sin \frac{(2J+1)\pi}{2N}, \quad (46)$$

因此在輸出端處之乘法即可不必執行。

第 5 圖表示本實施例中處理六聲道訊號之遞迴離散餘弦轉換(Recursive DCT)之方塊圖。輸入之六個聲道訊號分別以 $v_1(n), \dots, v_6(n)$ 加以表示。如前所述，在編碼端，此聲道信號代表 $y(n)-y(N-1-n)$ ；在解碼端，此聲道信號代表 $2Y(k)$ 。每個聲道信號之 $N/2$ 點分列儲存在緩衝器 311~316 之內。對每個聲道信號而言，則利用選址器 32 以參數 $P_J(k,n)$ 做為位址，從緩衝器中選擇一適當之點，並以參數 $(-1)^{S_J(k,n)}$ 修正其正負號，透過聲道選擇器 34 和多工器 30 依序送入 IIR 濾波器 40 內。IIR 濾波器 40 之結構與第 2 圖大致相同，其中包括 3 個加法器(411,412,413)和取代 Z^{-1} 運算之延遲器(414,415)，不同之處在於遞迴回圈內之乘法運算係以固定係數乘法器 416 加以實施，乘數為 $2 \cos \frac{(2J+1)\pi}{N}$ ；而在輸出端之乘法運算則由於併入分析視窗函數訊號和合成視窗函數訊號，得以簡化。最後以解多工器 36 送出轉換過之六聲道信號 $V(k)$ 。因此，對每一聲道信號而言，每存取 $N/2$ 時序點輸入至 IIR 濾波器之迴圈內，即可得到一組離散餘弦轉換後之結果， $V(k), k=0,1,\dots,N/2-1$ 。

綜上所述，第 6 圖表示本實施例中時域別訊消除裝置

(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)

之系統方塊圖。本實施例所處理者為六聲道之一的輸入時序信號 $x_m(n)$ ，但如第 5 圖所示，利用多工技術亦可以同樣之方法處理六聲道之信號。其中，修正分析視窗器 50、編碼重排器 51、折疊減法器 52 及輸出排列器 57 之作用與第一實施例者相同，此處不再贅述，唯修正分析視窗函數改善如第(45)式所示。輸入時序信號 $x_m(n)$ 經上述三裝置處理後所產生之時序信號 $v(n)$ ，即為第一實施例之 $y(n)-y(N-1-n)$ 。接著，具有 $N/2$ 個記憶體之緩衝器 53，將時序信號 $v(n)$ 之各項分別儲存起來。於是利用上述方法所求得之參數值 $P_j(n,k)$ 和 $S_j(n,k)$ 重排時序信號 $v(n)$ 輸入數位濾波器 56，即可產生編碼頻序信號 $Y(k)$ 。選址器 54 產生並利用參數 $P_j(n,k)$ 及 $S_j(n,k)$ ，將緩衝器 53 所儲存之資料對應取出，重排成為時序信號 $v'(n)$ ；正負號調整器 55 利用參數 $S_j(n,k)$ ，將時序信號 $v'(n)$ 中各項分別調整其正負號。接著， $Y(k)$ 再利用輸出排列器 57 產生 7DAC 編碼頻序信號 $X_m(k)$ 。

編碼頻序信號 $Y_m(k)$ 傳送至解碼端後，首先以經輸入變號器 60 再位移乘以 2，產生時序信號 $2Y(k)$ 。接著，運用編碼端同樣之技巧，利用緩衝器 61、選址器 62、正負號調整器 63 和數位濾波器 65，將其轉換為時序信號 $y(n)$ 。同樣再以第一實施例相同之方法，利用解碼重排器 65、修正合成視窗器 66、產生目標信號 $x'_m(n)$ ，其中輸入變號器，解碼重排器，及修正合成視窗器亦與第一實施例相同，唯修正合成視窗函數 $W_D(h)$ 改為如第(46)式所示。

第 7 圖表示本發明之第二實施例中同時提供編碼和解

五、發明說明 (29)

碼功能之時域別訊消除裝置之系統方塊圖。從第 6 圖可知，電路方塊 100 和電路方塊 200 具有相同之結構。因此，本實施例中編碼端和解碼端可結合如第 7 圖所示之結構，可以大幅降低電路的複雜度，以 VLSI 方式本實施例僅需佔用很少的晶片面積即可完成。

當本實施例應用在六聲道高品質音響訊號壓縮技術 AC-3 時，首先必須確認上述之遞迴式離散餘弦轉換能否即時(Real-time)完成其計算。假設以取樣頻率 f_s Hz 將 M 個聲道進行處理時，在求取離散餘弦轉換之 $N/2$ 點時，具有 $N/2$ 點之輸入時序信號需要重排和濾波 $N/2$ 次，因此在濾波器之遞迴迴路中共要繞 $N^2/4$ 次，而濾波器之處理器需要：

$$\eta = (M \frac{N^2}{4}) / (\frac{N}{2} \frac{1}{f_s}) = \frac{MNf_s}{2} \text{ (次/秒)} \quad (47)$$

來即時完成 M 個聲道之處理。在實際 AC-3 技術規格中， $f_s=48\text{MHz}$ 、 $M=6$ 、 $N=512$ ，所需之濾波器處理器則需要 74MHz 。為了獲得 18 位元之高聲訊品質，就可能需要改 32 位元長度之處理器。不過，要具有 74MHz 、32 位元之 DSP 處理器實際上很難找到。但在本實施例之濾波器中採用固定乘數乘法器，實施時可以利用很少之加法器達成所需之執行速度，此即本實施例之所以採用固定乘數乘法器的優點之一。

第二實施例之計算複雜度大約在 $N^2/4$ 之等級，大於第一實施例之計算複雜度。但由於可以採用加法器執行乘法運算，因此結構上較為簡單，實施上所需之晶片面積較小，

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

五、發明說明 (30)

較適合於 VLSI 之應用。

本實施例之優點分述如下：

1. 二階 IIR 濾波器中之乘法運算可採固定乘數，僅需加法運算便可實現；另一方面，選擇適當之乘數值可進一步簡化其結構。

2. 固定可選取濾波器系數可以降低系統計算捨去誤差 (Roundoff Error)，可以提高音響壓縮系統之品質。

3. 所需之結構較簡單，以 VLSI 方式實施時所佔用之晶片面積較小。

本發明雖以較佳實施例揭露如上，然其並非用以限定本發明，任何熟習此項技藝者，在不脫離本發明之精神和範圍內，當可作些許之更動與潤飾，因此本發明之保護範圍當視後附之申請專利範圍所界定者為準。

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

四、中文發明摘要(發明之名稱:時域別訊消除裝置及其信號處理方法)

時域別訊消除(Time Domain Aliasing Cancellation, 簡稱 TDAC)裝置及其信號處理方法,應用於國際動態影像標準 MPEG-2 之多聲道高品質音響訊號壓縮 AC-3 系統中。本發明提出兩種裝置來實現其壓縮編碼及解編技術:第一種實現方式是利用資料重排方式將時域別訊消除之編碼方式轉換成離散餘弦轉換(DCT),並將其解碼方式轉換為反離散餘弦轉換(IDCT),此方式所實現之時域別訊消除裝置具有最低之計算複雜度。第二種實現方式則利用資料重排方式將時域別訊消除之編碼及解碼轉換成 DCT 第四型,再將此 DCT 轉換為固定係數之二階無限脈衝響應濾波器。上述濾波器內之乘法係數可選固定乘數以提高精確度及減少計算量,而其輸入部份則採簡易數據多工控制程序,此方

英文發明摘要(發明之名稱:)

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁各欄)

裝

訂

線

四、中文發明摘要(發明之名稱:)

式之時域別訊消除裝置最簡潔。此二種實現方式適合於以
VLSI 實現。

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁各欄)

裝

訂

線

英文發明摘要(發明之名稱:)

六、申請專利範圍

1. 一種時域別訊消除裝置，包括一編碼裝置和一解碼裝置，上述編碼裝置用以對輸入第 m 信號框時序信號 $x_m(n)$ 進行時域別訊消除編碼，轉成第 m 信號框頻序信號 $X_m(k)$ ，上述解碼裝置用以對上述輸入頻序信號 $X_m(k)$ 進行時域別訊消除解碼，轉置成時序信號 $x_m(n)$ ，上述輸入時序信號 $x_m(n)$ 及頻序信號 $X_m(k)$ 具有 N 項， N 為一正整數， n 、 k 和 m 為整數，其中，上述編碼裝置包括：

一修正分析視窗器，用以將上述輸入 N 項之時序信號 $x_m(n)$ 與一修正分析視窗函數信號 $w_E(n)$ 逐項相乘，產生一具有 N 項之第一時序信號 $s(n)$ ，即 $s(n) = x_m(n) \times w_E(n)$ ，其中

$$w_E(n) = \frac{h(N-1-n)}{2 \cos\left\{\frac{(2n+1)\pi}{2N} + \frac{\pi}{4}\right\}} \quad \text{當 } 0 \leq n \leq \left(\frac{N}{4}-1\right),$$

$$w_E(n) = \frac{h(N-1-n)}{2 \cos\left\{\frac{(2n+1)\pi}{2N} - \frac{3\pi}{4}\right\}} \quad \text{當 } \frac{N}{4} \leq n \leq \left(\frac{N}{2}-1\right),$$

$$w_E(n) = \frac{h(N-1-n)}{2 \cos\left\{\frac{(2n+1)\pi}{2N} - \frac{3\pi}{4}\right\}} \quad \text{當 } \frac{N}{2} \leq n \leq \left(\frac{3N}{4}-1\right),$$

$$w_E(n) = \frac{h(N-1-n)}{2 \cos\left\{\frac{(2n+1)\pi}{2N} + \frac{\pi}{4}\right\}} \quad \text{當 } \frac{3N}{4} \leq n \leq (N-1),$$

其中 $h(n)$ 為一原始分析視窗函數；

一編碼重排器，用以將上述第一時序信號 $s(n)$ 進行資料重排及處理，產生一具有 N 項之第二時序信號 $y(n)$ ，其中，上述第二時序信號 $y(n)$ 之前四分之一項係由上述第一時序信號 $s(n)$ 之後四分之一項所構成，上述第二時序信號 $y(n)$ 之後四分之三項係由上述第一時序信號 $s(n)$ 之前四分之三項所構成；

六、申請專利範圍

一折疊減法器，用以將上述第二時序信號 $y(n)$ 中首尾對稱之項相減，產生一具有 $N/2$ 項之第三時序信號 $u(n)$ ，即 $u(n)=y(n)-y(N-1-n)$ ；

一離散餘弦轉換器，用以對上述第三時序信號 $u(n)$ 進行離散餘弦轉換(Discrete Cosine Transform)，產生一第一頻序信號 $U(k)$ ， k 為整數，其轉換方程式為

$$U(k) = \sum_{n=0}^{\frac{N}{2}-1} u(n) \cos \frac{(2n+1)k\pi}{N} ;$$

一時序加法器，利用上述第一頻序信號 $U(k)$ 產生一具有 $N/2$ 項之第二頻序信號 $Y(k)$ ，其中，

$$Y(k)=U(k+1)+U(k) ; \text{ 以及}$$

一輸出排列器，利用上述第二頻序信號 $Y(k)$ 產生上述具有 N 項之輸出編碼頻序信號 $X_m(k)$ ，其中，上述頻序信號 $X_m(k)$ 之前 $N/2$ 項為上述第二頻序信號 $Y(k)$ ，當 m 為奇數依序正負變號，當 m 為偶數則不變號，即 $X_m(k) = (-1)^{mk} Y(k)$ ，上述頻序信號 $X_m(k)$ 之後 $N/2$ 項為上述第二頻序信號 $Y(k)$ 倒置後，當 m 為奇數依序負正變號，當 m 為偶數則變為負號，即 $X_m(k)=(-1)^{mk+1} Y(N-k-1)$ ；

上述解碼裝置包括：

一輸入變號器，利用 N 項之上述輸入頻序信號 $X_m(k)$ ，當 m 為奇數時則依序正負變號，偶數則不變號，產生一第三頻序信號 $Y(k)$ ，即 $Y(k) = (-1)^{mk} X_m(k)$ ；

一位移時序加法器，利用上述第三頻序信號 $Y(k)$ ，可產生一具有 $N/2$ 項之第四頻序信號 $Z(k)$ ，其中當 k 為 1 至

六、申請專利範圍

$N/2-1$ 之整數時，則 $Z(k)=2Y(k-1)+2Y(k)$ ，當 k 為零時，則 $Z(k)=2Y(0)$ ，其中二的倍數可由左移一個位元實施；

一逆離散餘弦轉換器，用以對上述第四頻序信號 $Z(k)$ 進行逆離散餘弦轉換，產生一具有 $N/2$ 項之第四時序信號 $z(n)$ ，其轉換方程式為

$$z(n) = \sum_{k=0}^{N/2-1} Z(k) \cos \frac{(2n+1)k\pi}{N} ;$$

一解碼重排器，用以將上述第四時序信號 $z(n)$ 進行資料重排及處理，產生一具有 N 項之第五時序信號 $q_m(n)$ ，其中， $q_m(n)$ 之前四分之一項係由上述第四時序信號 $z(n)$ 之後二分之一項所構成， $q_m(n)$ 之第二個四分之一項係由上述第四時序信號 $z(n)$ 之後二分之一項倒置所構成， $q_m(n)$ 之第三個四分之一項係由上述第四時序信號 $z(n)$ 之前二分之一項倒置所構成，上述第四時序信號 $q_m(n)$ 之後四分之一項係由上述第四時序信號 $z(n)$ 之前二分之一項之所構成；

一修正合成視窗器，用以將上述第五時序信號 $q_m(n)$ 以及前一輸入時序信號所對應之第五時序信號 $q_{m-1}(n)$ 與一修正合成視窗函數信號 $w_D(n)$ 處理，產生一具有 N 項之目標信號 $x_m(n)$ ，其中， $x_m(n) = w_D(n + \frac{N}{2})q_{m-1}(n + \frac{N}{2}) + w_D(n)q_m(n)$ ，

$$\text{且 } w_D(n) = \frac{f(n)}{2N \cos\{\frac{(2n+1)\pi}{2N} + \frac{\pi}{4}\}} \quad \text{當 } 0 \leq n \leq (\frac{N}{4} - 1),$$

$$w_D(n) = \frac{f(n)}{2N \cos\{\frac{(2n+1)\pi}{2N} - \frac{3\pi}{4}\}} \quad \text{當 } \frac{N}{4} \leq n \leq (\frac{N}{2} - 1),$$

$$w_D(n) = \frac{f(n)}{2N \cos\{\frac{(2n+1)\pi}{2N} - \frac{3\pi}{4}\}} \quad \text{當 } \frac{N}{2} \leq n \leq (\frac{3N}{4} - 1),$$

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

六、申請專利範圍

$$w_D(n) = \frac{f(n)}{2N \cos\left\{\frac{(2n+1)\pi}{2N} + \frac{\pi}{4}\right\}} \quad \text{當 } \frac{3N}{4} \leq n \leq (N-1)$$

，其中 $f(n)$ 為一原始合成視窗函數。

2. 如申請專利範圍第 1 項所述之時域別訊消除裝置，其中，上述原始分析視窗函數信號 $h(n)$ 等於上述原始合成視窗函數信號 $f(n)$ 。

3. 一種時域別訊消除之信號處理方法，其中包括編碼步驟和解碼步驟，上述編碼步驟用以對輸入第 m 信號框時序信號 $x_m(n)$ 進行時域別訊消除編碼，轉成第 m 信號框頻序信號 $X_m(k)$ ，上述解碼步驟用以對上述輸入頻序信號 $X_m(k)$ 進行時域別訊消除解碼，轉置成時序信號 $x_m(n)$ ，上述輸入時序信號 $x_m(n)$ 及頻序信號 $X_m(k)$ 具有 N 項， N 為一正整數， n 、 k 和 m 為整數，其中，上述編碼步驟包括：

將 N 項之上述輸入時序信號 $x_m(n)$ 與一修正分析視窗函數信號 $w_E(n)$ 逐項相乘，產生一具有 N 項之第一時序信號 $s(n)$ ，即 $s(n) = x_m(n) \times w_E(n)$ ，其中

$$w_E(n) = \frac{h(N-1-n)}{2 \cos\left\{\frac{(2n+1)\pi}{2N} + \frac{\pi}{4}\right\}} \quad \text{當 } 0 \leq n \leq \left(\frac{N}{4}-1\right),$$

$$w_E(n) = \frac{h(N-1-n)}{2 \cos\left\{\frac{(2n+1)\pi}{2N} - \frac{3\pi}{4}\right\}} \quad \text{當 } \frac{N}{4} \leq n \leq \left(\frac{N}{2}-1\right),$$

$$w_E(n) = \frac{h(N-1-n)}{2 \cos\left\{\frac{(2n+1)\pi}{2N} - \frac{3\pi}{4}\right\}} \quad \text{當 } \frac{N}{2} \leq n \leq \left(\frac{3N}{4}-1\right),$$

$$w_E(n) = \frac{h(N-1-n)}{2 \cos\left\{\frac{(2n+1)\pi}{2N} + \frac{\pi}{4}\right\}} \quad \text{當 } \frac{3N}{4} \leq n \leq (N-1),$$

其中 $h(n)$ 為一原始分析視窗函數；

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

六、申請專利範圍

重排並整理上述第一時序信號 $s(n)$ 之資料，產生一具有 N 項之第二時序信號 $y(n)$ ，其中，上述第二時序信號 $y(n)$ 之前四分之一項係由上述第一時序信號 $s(n)$ 之後四分之一項所構成，上述第二時序信號 $y(n)$ 之後四分之三項係由上述第一時序信號 $s(n)$ 之前四分之三項所構成；

將上述第二時序信號 $y(n)$ 中首尾對稱之項相減，產生一具有 $N/2$ 項之第三時序信號 $u(n)$ ，即 $u(n)=y(n)-y(N-1-n)$ ；

離散餘弦轉換上述第三時序信號 $u(n)$ ，產生一第一頻序信號 $U(k)$ ，其轉換方程式為 $U(k) = \sum_{n=0}^{N-1} u(n) \cos \frac{(2n+1)k\pi}{N}$ ；

將上述第一頻序信號 $U(k)$ 之相鄰項間進行加法運算，產生一具有 $N/2$ 項之第二頻序信號 $Y(k)$ ，其中， $Y(k)=U(k+1)+U(k)$ ；以及

排列上述第二頻序信號 $Y(k)$ 產生具有 N 項之上述輸出編碼頻序信號 $X_m(k)$ ，其中，上述頻序信號 $X_m(k)$ 之前 $N/2$ 項為上述第二頻序信號 $Y(k)$ ，當 m 為奇數依序正負變號，當 m 為偶數則不變號，即 $X_m(k) = (-1)^{mk} Y(k)$ ，上述頻序信號 $X_m(k)$ 之後 $N/2$ 項為上述第二頻序信號 $Y(k)$ 倒置後，當 m 為奇數依序負正變號，當 m 為偶數則變為負號，即 $X_m(k) = (-1)^{mk+1} Y(N-k-1)$ ；

上述解碼步驟包括：

變號上述輸入頻序信號 $X_m(k)$ ，當 m 為奇數時則依序正負變號，偶數則不變號，產生一第三頻序信號 $Y_r(k)$ ，即 $Y_r(k) = (-1)^{mk} X_m(k)$ ；

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

六、申請專利範圍

利用第三頻序信號 $Y_r(k)$ 產生一具有 $N/2$ 項之第四頻序信號 $Z(k)$ ，其中當 k 為 1 至 $N/2-1$ 之整數時，則 $Z(k)=2X_m(k-1)+2X_m(k)$ ，當 k 為零時，則 $Z(k)=2X_m(0)$ ，其中二的倍數可由左移一個位元實施；

逆離散餘弦轉換上述第四頻序信號 $Z(k)$ ，產生一具有 $N/2$ 項之第四時序信號 $z(n)$ ，其轉換方程式為

$$z(n) = \sum_{k=0}^{N/2-1} Z(k) \cos \frac{(2n+1)k\pi}{N} ;$$

重排並處理上述第四時序信號 $z(n)$ 之資料，產生一具有 N 項之第五時序信號 $q_m(n)$ ，其中， $q_m(n)$ 之前四分之一項係由上述第四時序信號 $z(n)$ 之後二分之一項所構成， $q_m(n)$ 之第二個四分之一項係由上述第四時序信號 $z(n)$ 之後二分之一項倒置所構成， $q_m(n)$ 之第三個四分之一項係由上述第四時序信號 $z(n)$ 之前二分之一項倒置所構成，上述第四時序信號 $q_m(n)$ 之後四分之一項係由上述第四時序信號 $z(n)$ 之前二分之一項之所構成；

將上述第五時序信號 $q_m(n)$ 以及前一輸入時序信號所對應之第五時序信號 $q_{m-1}(n)$ 與一修正合成視窗函數信號 $w_D(n)$ 處理，產生一具有 N 項之目標信號 $x_m(n)$ ，其中，

$$x_m(n) = w_D\left(n + \frac{N}{2}\right)q_{m-1}\left(n + \frac{N}{2}\right) + w_D(n)q_m(n),$$

$$\text{且 } w_D(n) = \frac{f(n)}{2N \cos\left\{\frac{(2n+1)\pi}{2N} + \frac{\pi}{4}\right\}} \quad \text{當 } 0 \leq n \leq \left(\frac{N}{4} - 1\right),$$

$$w_D(n) = \frac{f(n)}{2N \cos\left\{\frac{(2n+1)\pi}{2N} - \frac{3\pi}{4}\right\}} \quad \text{當 } \frac{N}{4} \leq n \leq \left(\frac{N}{2} - 1\right),$$

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

六、申請專利範圍

$$w_D(n) = \frac{f(n)}{2N \cos\left\{\frac{(2n+1)\pi}{2N} - \frac{3\pi}{4}\right\}} \quad \text{當 } \frac{N}{2} \leq n \leq \left(\frac{3N}{4} - 1\right),$$

$$w_D(n) = \frac{f(n)}{2N \cos\left\{\frac{(2n+1)\pi}{2N} + \frac{\pi}{4}\right\}} \quad \text{當 } \frac{3N}{4} \leq n \leq (N-1)$$

，其中 $f(n)$ 為一原始合成視窗函數。

4. 一種時域別訊消除裝置，其包括一編碼裝置和一解碼裝置，上述編碼裝置用以對輸入第 m 信號框時序信號 $x_m(n)$ 進行時域別訊消除編碼，轉成第 m 信號框頻序信號 $X_m(k)$ ，上述解碼裝置用以對輸入頻序信號 $X_m(k)$ 進行時域別訊消除解碼，轉置成時序信號 $x_m(n)$ ，上述輸入時序信號 $x_m(n)$ 及頻序信號 $X_m(k)$ 具有 N 項， N 為一正整數， n 、 k 和 m 為整數，其中，上述編碼裝置包括：

一修正分析視窗器，用以將上述輸入時序信號 $x_m(n)$ 與一修正分析視窗函數信號 $w_E(n)$ 逆向逐項相乘，產生一具有 N 項之第一時序信號 $s(n)$ ，即 $s(n) = x_m(n) \times w_E(N-1-n)$ ，其中 $w_E(n) = (-1)^j h(n) \sin \frac{(2j+1)\pi}{2N}$ ， $h(n)$ 為一原始分析視窗函數；

一編碼重排器，用以將上述第一時序信號 $s(n)$ 進行資料重排及處理，產生一具有 N 項之第二時序信號 $y(n)$ ，其中，上述第二時序信號 $y(n)$ 之前四分之一項係由上述第一時序信號 $s(n)$ 之後四分之一項之負值所構成，上述第二時序信號 $y(n)$ 之後四分之三項係由上述第一時序信號 $s(n)$ 之前四分之三項所構成；

一折疊減法器，用以將上述第二時序信號 $y(n)$ 中首尾

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

六、申請專利範圍

對稱之項相減，產生一具有 $N/2$ 項之第三時序信號 $v(n)$ ；

一第一緩衝暫存器，具有 $N/2$ 個隨機選取記憶體可用以儲存上述第三時序信號 $v(n)$ 之各項；

一第一選址器，利用一第一參數為位址由上述第一緩衝暫存器中選出上述第三時序信號 $v(n)$ 之各項，重排為一第四時序信號 $v'(n)$ ；

一第一正負號調整器，利用一第二參數修正上述第四時序信號 $v'(n)$ 之各項之正負號；

一第一數位濾波器，用以將經修正正負號後之上述第四時序信號 $v'(n)$ 轉換為一編碼頻序信號 $Y(k)$ ，上述編碼第一頻序信號 $Y(k)$ 為上述第四時序信號 $v'(n)$ 之離散餘弦轉換；以及

一輸出排列器，利用上述第一頻序信號 $Y(k)$ 產生具有 N 項之上述輸出編碼頻序信號 $X_m(k)$ ，其中，前 $N/2$ 項頻序信號 $X_m(k)$ 為 $Y(k)$ 當 m 為奇數依序正負變號，當 m 為偶數則不變號，即 $X_m(k) = (-1)^{mk} Y(k)$ ，後 $N/2$ 項頻序信號 $X_m(k)$ 為 $Y(k)$ 倒置後當 m 為奇數依序負正變號，當 m 為偶數則變為負號，即 $X_m(k) = (-1)^{mk+1} Y(N-k-1)$ ；

上述解碼裝置包括：

一輸入變號器，利用輸入之 N 項頻序信號 $X_m(k)$ ，當 m 為奇數時則依序正負變號，偶數則不變號，並再將其位元數左移一位元上以達到乘 2 之目的，以產生一第二頻序信號 $2Y(k)$ ，亦即 $2Y(k) = 2(-1)^{mk} X_m(k)$ ；

一第二緩衝暫存器，具有 $N/2$ 個記憶體可用以儲存上

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

六、申請專利範圍

述第二頻序信號 $2Y(k)$ 之各項；

一 第二選址器，利用上述第一參數為位址由上述緩衝暫存器中選出上述第二頻序信號 $2Y(k)$ 之各項，重排為一第三頻序信號 $Y'(k)$ ；

一 第二正負號調整器，利用上述第二參數修正上述第三頻序信號 $Y'(k)$ 之各項之正負號；

一 第二數位濾波器，用以將經修正正負號後之上述第三頻序信號 $Y'(k)$ 轉換為一第五時序信號 $y(n)$ ，上述第五時序信號 $y(n)$ 為上述第三頻序信號 $Y'(k)$ 之離散餘弦轉換；

一 解碼重排器，用以將上述第五時序信號 $y(n)$ 進行資料重排及處理，產生一具有 N 項之第六時序信號 $q_m(n)$ ，其中，上述第六時序信號 $q_m(n)$ 之前四分之三項係由上述第五時序信號 $y(n)$ 之後四分之三項所構成，上述第六時序信號 $q_m(n)$ 之後四分之一項係由上述第五時序信號 $y(n)$ 之前四分之一項之負值所構成；以及

一 修正分合成視窗器，用以將上述第六時序信號 $q_m(n)$ 以及前一輸入時序信號所對應之第六時序信號 $q_{m-1}(n)$ 與一修正合成視窗函數信號 $w_D(n)$ 處理，產生一具有 N 項之目標信號 $x'_m(n)$ ，其中， $x'_m(n) = w_D(n + \frac{N}{2})q_{m-1}(n + \frac{N}{2}) + w_D(n)q_m(n)$ ，其中 $w_D(n) = (-1)^J f(n) \sin \frac{(2J+1)\pi}{2N}$ ， $f(n)$ 為一原始合成視窗函數。

5. 如申請專利範圍第 4 項所述之時域別訊消除裝置，其中上述各數位濾波器分別接收一輸入信號並產生一輸出信號，其包括：

一 第一加法器，接收上述輸入信號和一第五內部信

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

六、申請專利範圍

號，執行加法運算產生一第一內部信號；

一第一延遲器，接收上述第一內部信號經延遲後產生一第二內部信號；

一第二延遲器，接收上述第二內部信號經延遲後產生一第三內部信號；

一固定係數乘法器，接收上述第二內部信號並乘上一固定係數後產生一第四內部係數；

一第二加法器，接收上述第三內部信號和上述第四內部信號，執行加法運算產生上述第五內部信號；以及

一第三加法器，接收上述第一內部信號和上述第二內部信號，執行加法運算產生上述輸出信號。

6. 一種時域別訊消除之信號處理方法，其包括一編碼步驟和一解碼步驟，上述編碼步驟用以對輸入第 m 信號框時序信號 $x_m(n)$ 進行時域別訊消除編碼，轉成第 m 信號框頻序信號 $X_m(k)$ ，上述解碼步驟用以對輸入頻序信號 $X_m(k)$ 進行時域別訊消除解碼，轉置成時序信號 $x_m(n)$ ，上述輸入時序信號 $x_m(n)$ 及頻序信號 $X_m(k)$ 具有 N 項， N 為一正整數， n 、 k 和 m 為整數，其中，上述編碼步驟包括：

將上述輸入時序信號 $x_m(n)$ 與一修正分析視窗函數信號 $w_E(n)$ 逆向逐項相乘，產生一具有 N 項之第一時序信號 $s(n)$ ，即 $s(n) = x_m(n) \times w_E(N-1-n)$ ；其中 $w_E(n) = (-1)^j h(n) \sin \frac{(2j+1)\pi}{2N}$ ， $h(n)$ 為一原始分析視窗函數；

重排並處理上述第一時序信號 $s(n)$ 之資料，產生一具有 N 項之第二時序信號 $y(n)$ ，其中，上述第二時序信號 $y(n)$

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

六、申請專利範圍

之前四分之一項係由上述第一時序信號 $s(n)$ 之後四分之一項之負值所構成，上述第二時序信號 $y(n)$ 之後四分之三項係由上述第一時序信號 $s(n)$ 之前四分之三項所構成；

相減上述第二時序信號 $y(n)$ 中首尾對稱之項，產生一具有 $N/2$ 項之第三時序信號 $v(n)$ ；

儲存上述第三時序信號 $v(n)$ 之各項於一第一緩衝暫存器之 $N/2$ 個隨機選取記憶體內；

以一第一參數為位址，由上述第一緩衝暫存器中選出上述第三時序信號 $v(n)$ 之各項，重排為一第四時序信號 $v'(n)$ ；

利用一第二參數修正上述第四時序信號 $v'(n)$ 之各項之正負號；

濾波轉換經修正正負號後之上述第四時序信號 $v'(n)$ 為一編碼頻序信號 $Y(k)$ ，上述編碼第一頻序信號 $Y(k)$ 為上述第四時序信號 $v'(n)$ 之離散餘弦轉換；以及

重排上述第一頻序信號 $Y(k)$ 之各項，產生具有 N 項之上述輸出編碼頻序信號 $X_m(k)$ ，其中，前 $N/2$ 項頻序信號 $X_m(k)$ 為 $Y(k)$ 當 m 為奇數依序正負變號，當 m 為偶數則不變號，即 $X_m(k) = (-1)^{mk} Y(k)$ ，後 $N/2$ 項頻序信號 $X_m(k)$ 為 $Y(k)$ 倒置後當 m 為奇數依序負正變號，當 m 為偶數則變為負號，即 $X_m(k) = (-1)^{mk+1} Y(N-k-1)$ ；

上述解碼步驟包括：

將上述輸入之 N 項頻序信號 $X_m(k)$ 進行變號，當 m 為奇數時則依序正負變號，偶數則不變號，並再將其位元數

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

六、申請專利範圍

左移一位元上以達到乘 2 之目的，以產生一第二頻序信號 $2Y(k)$ ，亦即 $2Y(k)=2(-1)^{mk}X_m(k)$ ；

儲存上述第二頻序信號 $2Y(k)$ 之各項於一第二緩衝暫存器內之 $N/2$ 個記憶體內；

利用上述第一參數為位址，由上述第二緩衝暫存器中選出上述第二頻序信號 $2Y(k)$ 之各項，重排為一第三頻序信號 $Y'(k)$ ；

利用上述第二參數修正上述第三頻序信號 $Y'(k)$ 之各項之正負號；

濾波轉換經修正正負號後之上述第三頻序信號 $Y'(k)$ 為一第五時序信號 $y(n)$ ，上述第五時序信號 $y(n)$ 為上述第三頻序信號 $Y'(k)$ 之離散餘弦轉換；

重排並整理上述第五時序信號 $y(n)$ 之資料，產生一具有 N 項之第六時序信號 $q_m(n)$ ，其中，上述第六時序信號 $q_m(n)$ 之前四分之三項係由上述第五時序信號 $y(n)$ 之後四分之三項所構成，上述第六時序信號 $q_m(n)$ 之後四分之一項係由上述第五時序信號 $y(n)$ 之前四分之一項之負值所構成；以及

將上述第六時序信號 $q_m(n)$ 以及前一輸入時序信號所對應之第六時序信號 $q_{m-1}(n)$ 與一修正合成視窗函數信號 $w_D(n)$ 處理，產生一具有 N 項之目標信號 $x'_m(n)$ ， $x'_m(n) = w_D(n + \frac{N}{2})q_{m-1}(n + \frac{N}{2}) + w_D(n)q_m(n)$ ， $w_D(n) = (-1)^J f(n) \sin \frac{(2J+1)\pi}{2N}$ ，

其中 $f(n)$ 為一原始合成視窗函數。

7. 如申請專利範圍第 6 項所述之信號處理方法，其中

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

六、申請專利範圍

上述濾波步驟接收一輸入信號並產生一輸出信號，其步驟包括：

接收上述輸入信號和一第五內部信號，執行加法運算產生一第一內部信號；

接收上述第一內部信號經延遲後產生一第二內部信號；

接收上述第二內部信號經延遲後產生一第三內部信號；

接收上述第二內部信號並乘上一固定係數後產生一第四內部係數；

接收上述第三內部信號和上述第四內部信號，執行加法運算產生上述第五內部信號；以及

接收上述第一內部信號和上述第二內部信號，執行加法運算產生上述輸出信號。

8. 如申請專利範圍第 6 項所述之信號處理方法，其中產生上述第一參數之步驟包括：

假設上述第一參數為 \tilde{n} ，則須滿足 $(2k + 1)\tilde{n} \bmod N = (2J + 1)n + J - k \bmod N$ ，其中 J 表示對應上述第一參數值之固定乘數之 k 值；

分別以一左累加器和一右累加器儲存上述公式之左側數值和右側數值；

固定上述右累加器中之 n 值，並保持上述右累加器之數值為正值；

由零依序增加 \tilde{n} ，直至上述右累加器之數值和左累加

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

六、申請專利範圍

器之數值相等為止，此時 \bar{n} 為上述第一參數之過渡解；以及

當上述過渡解 \bar{n} 小於或等於 $N/2-1$ ，則上述第一參數為上述過渡解 \bar{n} ，當上述過渡解 \bar{n} 大於 $N/2-1$ ，則上述第一參數為 $N-1-\bar{n}$ 。

9. 如申請專利範圍第 8 項所述之信號處理方法，其中產生上述第二參數之步驟包括：

分別以一左位元計數器和一右位元計數器計錄上述左累加器和上述右累加器之進位數；以及

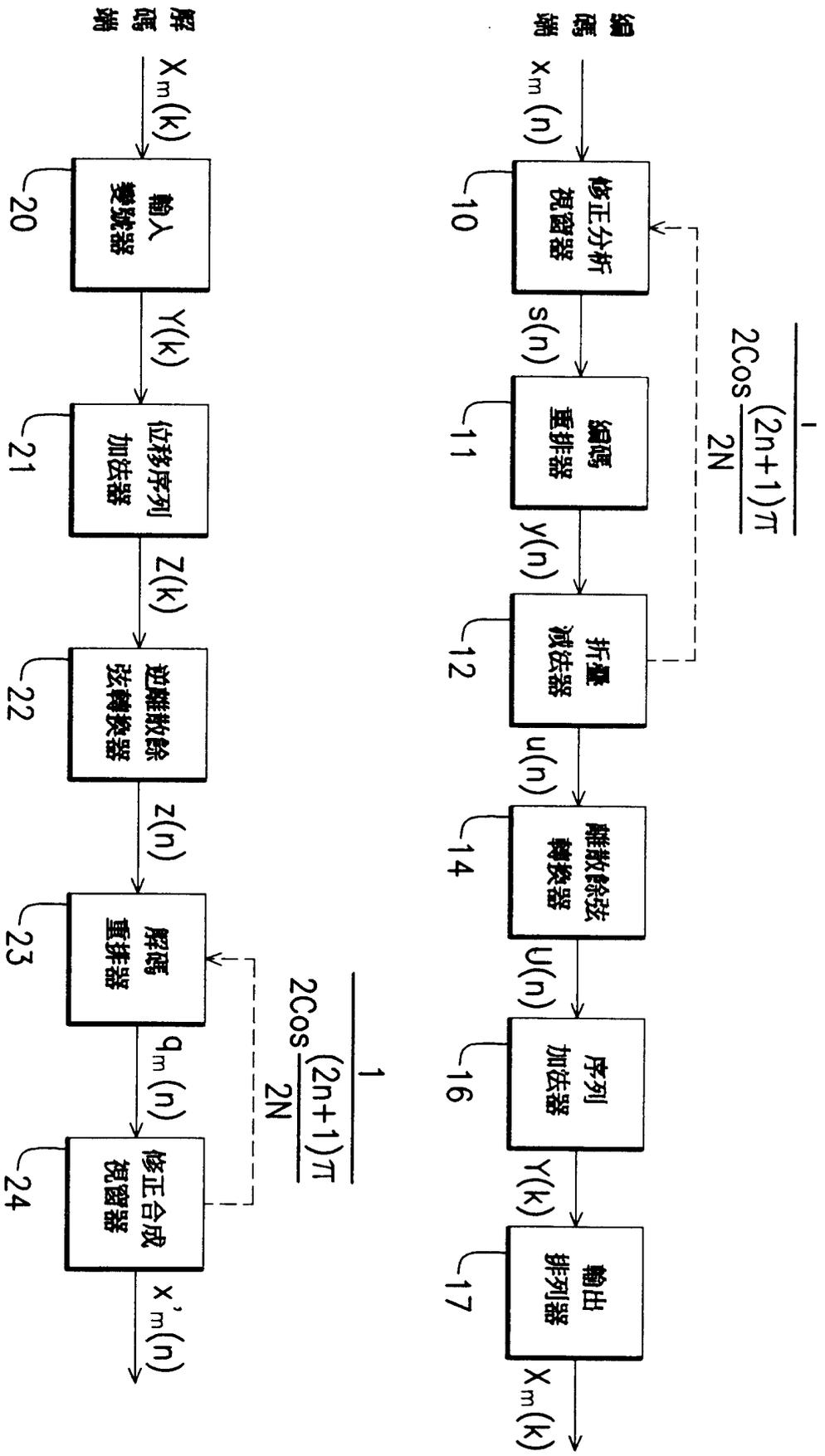
當上述過渡解 \bar{n} 小於或等於 $N/2-1$ ，則上述第二參數為上述左位元計數器和上述右位元計數器之互斥或值，當上述過渡解 \bar{n} 大於 $N/2-1$ ，則上述第二參數為上述左位元計數器和上述右位元計數器之反互斥或值。

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

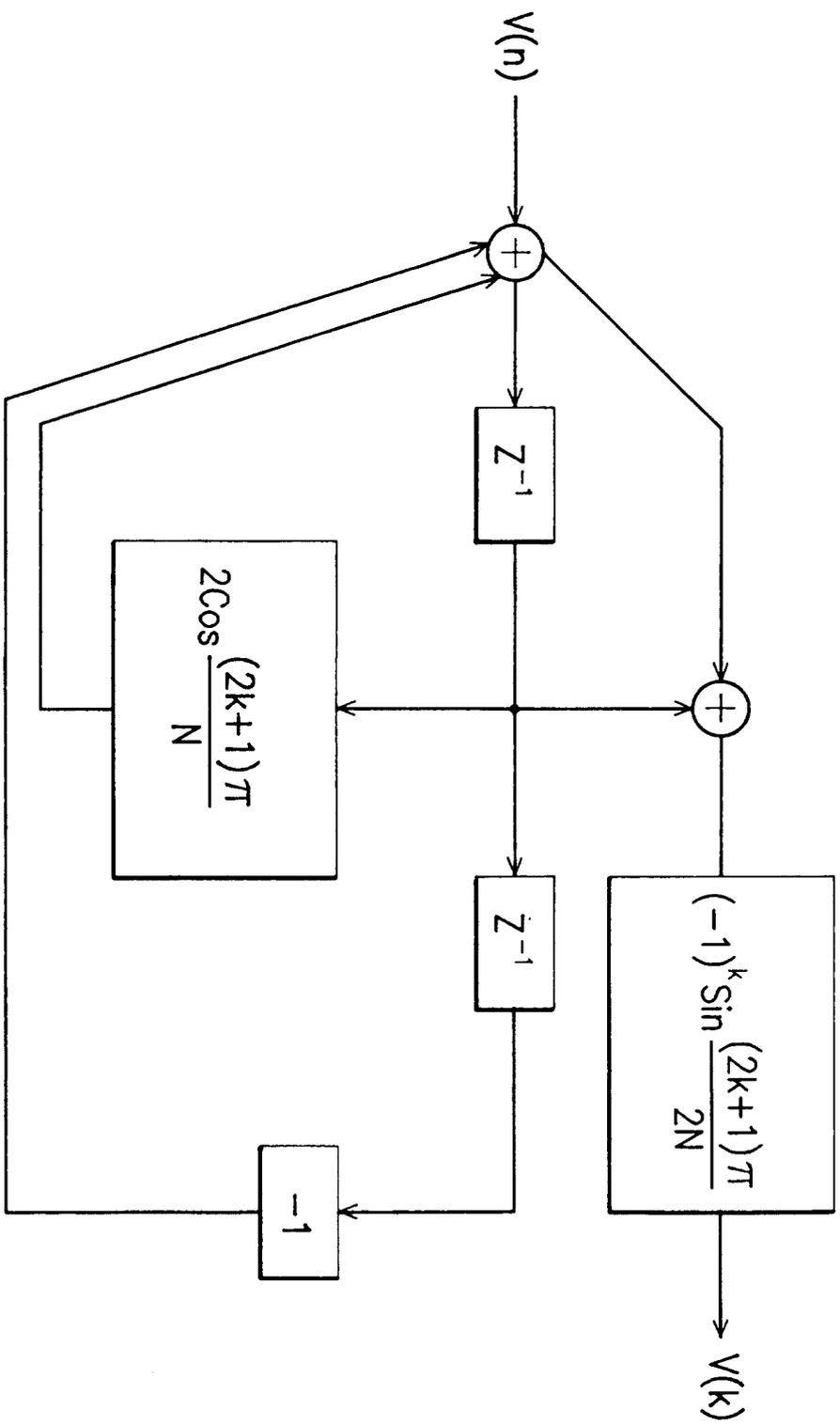
裝

訂

線



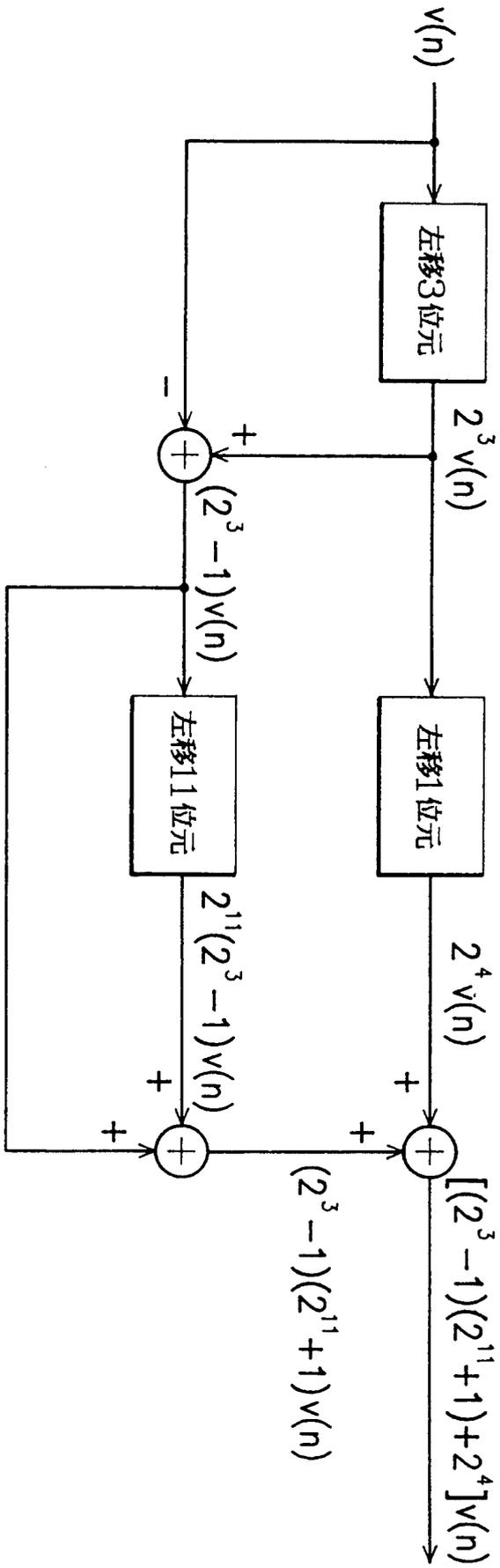
第 1 圖



第 2 圖

$$2\cos\frac{55\pi}{128} = 0.01110000001011100000100\dots$$

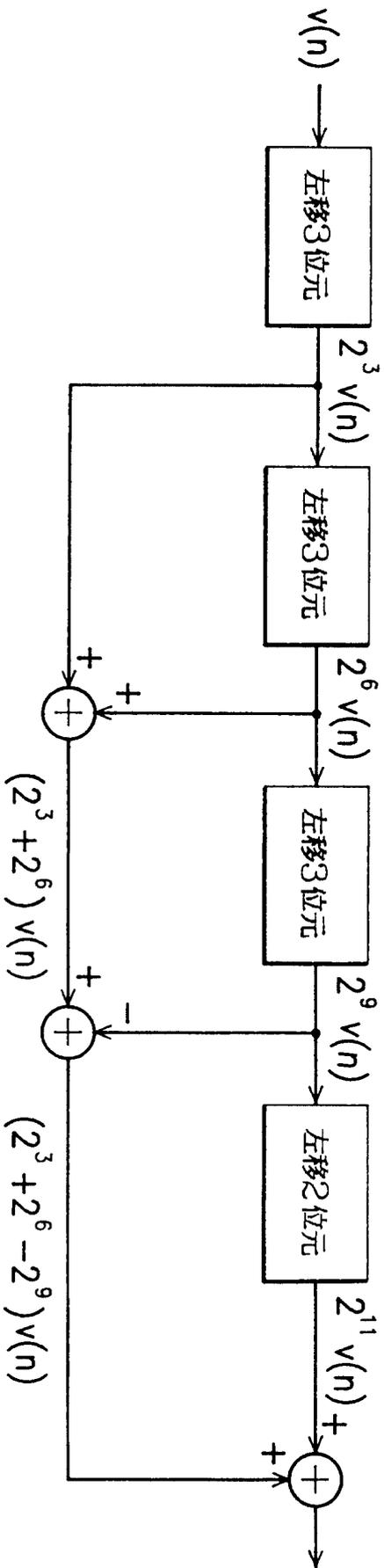
$$16\text{位元係數}: 0011100000010111 = (2^3 - 1)(1 + 2^1) + 2^4$$



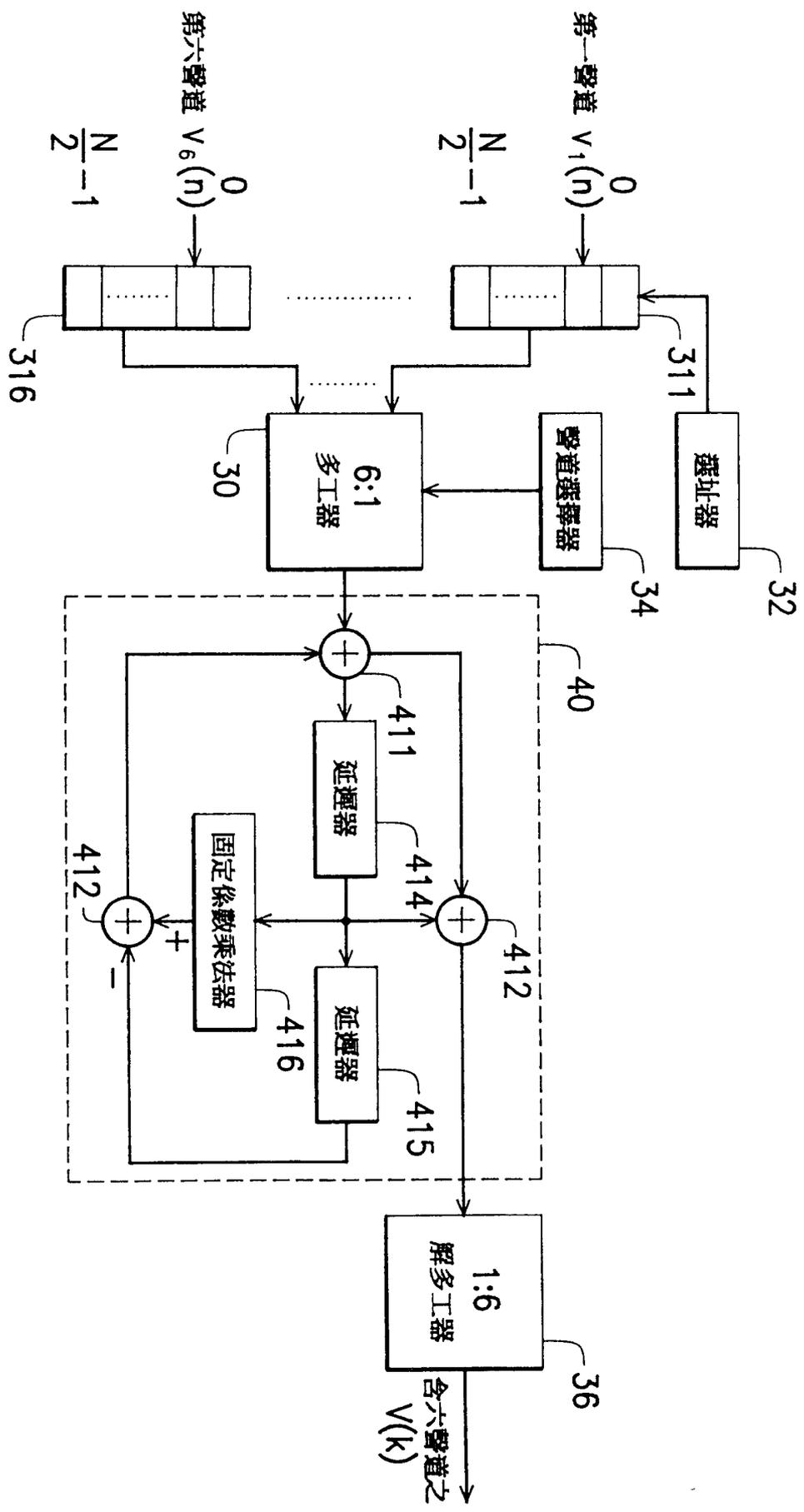
第 3 圖

$$2\cos \frac{63\pi}{128} = 0.00001100100100001010101\dots$$

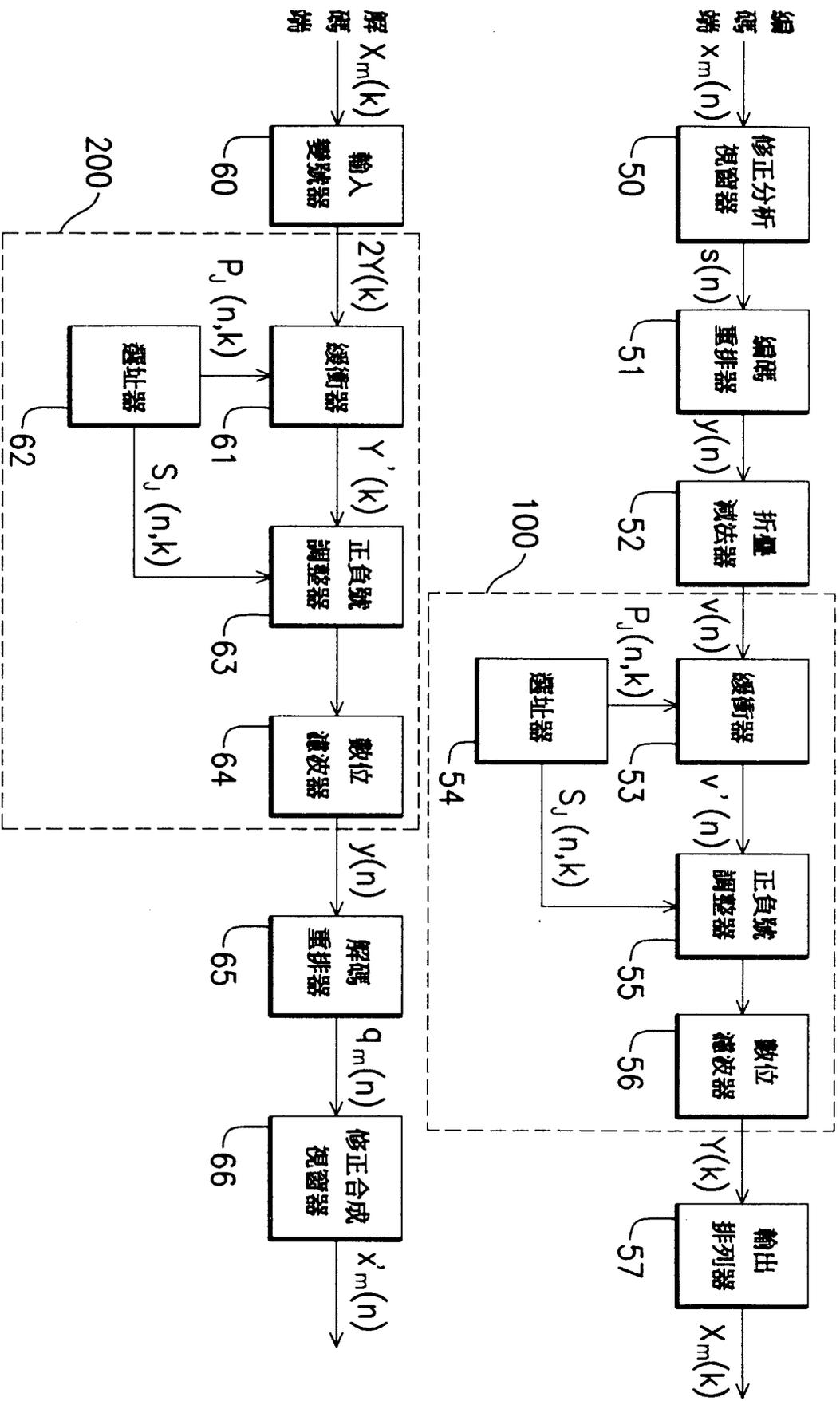
16位元係數：0000011001001000 = $2^{11} - 2^9 + 2^6 + 2^3$



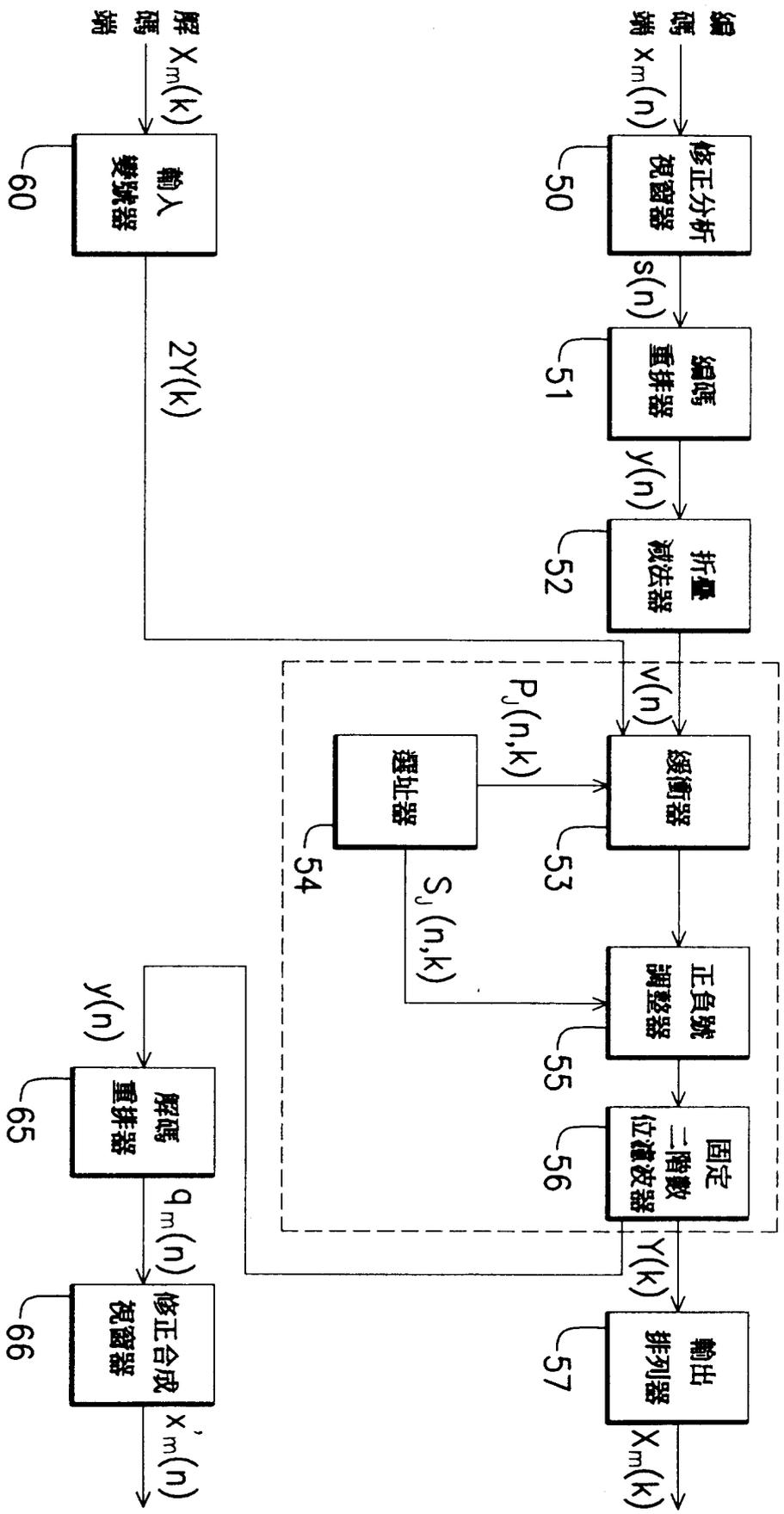
第 4 圖



第 5 圖



第 6 圖



第 7 圖