

(此處由本局於收  
文時黏貼條碼)

# 發明專利說明書

(本申請書格式、順序及粗體字，請勿任意更動，※記號部分請勿填寫)

※申請案號：93132628

※申請日期：93年10月27日

※IPC分類：

H03H17/00

## 一、發明名稱：

(中) 數位濾波器之設計方法及裝置、記錄有數位濾波器設計用程式之電腦可讀取之媒體、數位濾波器

(英)

## 二、申請人：(共 1 人)

1. 姓名：(中) 神經網路處理有限公司

(英) 有限会社ニューロソリューション

代表人：(中) 1. 鎮西昶

(英)

地址：(中) 日本國東京都世田谷區中町五丁目四番七號

(英)

國籍：(中英) 日本

JAPAN

## 三、發明人：(共 1 人)

1. 姓名：(中) 小柳裕喜生

(英) 小柳裕喜生

國籍：(中) 日本

(英) JAPAN

## 四、聲明事項：

◎本案申請前已向下列國家(地區)申請專利  主張國際優先權：

【格式請依：受理國家(地區)；申請日；申請案號數 順序註記】

1. 日本 ; 2004/02/17 ; 2004-039779  有主張優先權

(此處由本局於收  
文時黏貼條碼)

# 發明專利說明書

(本申請書格式、順序及粗體字，請勿任意更動，※記號部分請勿填寫)

※申請案號：93132628

※申請日期：93年10月27日

※IPC分類：

H03H17/00

## 一、發明名稱：

(中) 數位濾波器之設計方法及裝置、記錄有數位濾波器設計用程式之電腦可讀取之媒體、數位濾波器

(英)

## 二、申請人：(共 1 人)

1. 姓名：(中) 神經網路處理有限公司

(英) 有限会社ニューロソリューション

代表人：(中) 1. 鎮西昶

(英)

地址：(中) 日本國東京都世田谷區中町五丁目四番七號

(英)

國籍：(中英) 日本

JAPAN

## 三、發明人：(共 1 人)

1. 姓名：(中) 小柳裕喜生

(英) 小柳裕喜生

國籍：(中) 日本

(英) JAPAN

## 四、聲明事項：

◎本案申請前已向下列國家(地區)申請專利  主張國際優先權：

【格式請依：受理國家(地區)；申請日；申請案號數 順序註記】

1. 日本 ; 2004/02/17 ; 2004-039779  有主張優先權

(1)

## 九、發明說明

### 【發明所屬之技術領域】

本發明係關於數位濾波器之設計方法及裝置、數位濾波器設計用程式、數位濾波器，特別是關於具備由複數的延遲器所成之含分接頭延遲線，分別將各分接頭之輸出訊號予以數倍放大後，將彼等的相乘結果予以相加而輸出之形式的 FIR（有限脈衝響應型）濾波器及其設計法。

### 【先前技術】

關於在各種技術領域所提供的各種電子機器中，通常會在其內部進行某種之數位訊號處理。數位訊號處理之最重要的基本操作，有由混合有各種訊號或雜訊之輸入訊號中，只取出必要之頻帶的訊號之濾波處理。因此，在進行數位訊號處理之電子機器中，多數使用到數位濾波器。

數位濾波器多數係使用 IIR（Infinite Impulse Response：無限脈衝響應）濾波器或 FIR（Finite Impulse Response：有限脈衝響應型）濾波器。其中，FIR（有限脈衝響應型）濾波器具有如下之優點。第 1：FIR（有限脈衝響應型）濾波器的傳達函數極只位於  $z$  平面的原點故，電路經常很穩定。第 2：濾波器係數如係對稱型，可以實現完全正確之直線相位特性。

此 FIR（有限脈衝響應型）濾波器係以有限時間長所表示的脈衝響應本身便是濾波器係數。因此，設計 FIR（有限脈衝響應型）濾波器即指可以獲得所期望之頻率特性

(2)

而決定濾波器係數。習知上，在設計 FIR（有限脈衝響應型）濾波器時，係以依據當成目標之頻率特性，算出濾波器係數，對於進行窗選，獲得有限個之係數群；而且，藉由將所獲得之係數群予以 FFT（高速傅利葉轉換），而轉換為頻率特性，確認其是否滿足目標特性之方法所設計。

在由當成目標之頻率特性算出濾波器係數時，例如，以取樣頻率和截止頻率之比率為基礎，進行使用窗函數或切比雪夫近似式（Chebyshev function）之捲積運算等。藉此所求得之係數的數目變得巨大，如全部使用該係數，濾波器電路的分接頭數或乘法器變得非常多，並不實際。因此，需要藉由窗選而將濾波器係數的數目減少為實用上可接受之程度。

但是，以習知的設計法所獲得之 FIR（有限脈衝響應型）濾波器的頻率特性係與窗函數或近似式有關故，如不巧妙設定彼等，無法獲得當成目標之良好的頻率特性。可是，要適當地設定窗函數或近似式，一般有困難。另外，為了減少濾波器係數的數目而進行窗選時，頻率特性會產生捨位誤差。因此，以習知的濾波器設計法要實現所期望的頻率特性，存在有非常困難之問題。

另外，為了設計儘可能精密地實現所期望之頻率特性的 FIR（有限脈衝響應型）濾波器，藉由窗選所減少之濾波器係數的數目有其界限。因此，所設計的 FIR（有限脈衝響應型）濾波器之分接頭數變得非常多，而且，該濾波器係數值非常複雜，成為隨機值。因此，為了實現其之分

(3)

接頭數及濾波器係數值，也存在著需要大規模之電路構造（加法器、乘法器）之問題。

另外，爲了以習知的濾波器設計法要獲得所期望之頻率特性，需要將暫且求得之濾波器係數予以 FFT 轉換，一面確認該頻率特性之嘗試錯誤。因此，習知上，需要熟練之技術者花時間與工夫而設計，也有無法容易地設計所期望特性之 FIR（有限脈衝響應型）濾波器的問題。

另外，藉由在含分接頭延遲線之各分接頭間（各濾波器係數間）插入 1 個以上之零值，以調整濾波器頻帶之方法也爲所周知（例如，參照日本專利特表平 6-503450 號公報）。另外，藉由縱向連接複數之 FIR（有限脈衝響應型）濾波器，以實現急遽之頻率特性的方法也爲所周知（例如，參照日本專利特開平 5-243908 號公報）。但是，使用這些之任何一種方法，只能單純令濾波器的通過頻帶變窄而已，無法以少的分接頭數而精密地實現任意形狀之頻率特性。

## 【發明內容】

本發明係爲了解決此種問題而完成者，目的在於提供：以小的電路規模可高精度地實現所期望之頻率特性的 FIR（有限脈衝響應型）數位濾波器及其之設計法。

另外，本發明之目的在於可以簡易地設計具有所期望之頻率特性的 FIR（有限脈衝響應型）數位濾波器。

爲了解決前述課題，在本發明中，例如算出任意地組

(4)

合具有以具有特定特性之對稱型的數值列為濾波器係數之 FIR (有限脈衝響應型) 型之 1 個以上的基本濾波器，予以縱向連接時之濾波器係數，對於該計算出之濾波器係數資料，藉由進行捨入下位數位元之處理，以減少濾波器係數之位元數。

在本發明之其他形態中，將所計算出之濾波器係數予以特定倍，藉由進行捨入小數點以下之處理，以令濾波器係數整數化。

如依據如前述般構成之本發明，藉由捨入處理濾波器係數之下位數位元，可以大幅削減不要的濾波器係數。藉此，即所設計的數位濾波器所必要之分接頭數可以非常少，且對於各分接頭輸出所必要之濾波器係數的種類也可以非常少。因此，可以大幅削減電路元件數 (特別是乘法器)，能夠削減電路規模。

另外，藉由捨入處理，可大幅減少濾波器係數之數目故，爲了減少濾波器係數之數目，可以不需要如習知之窗選動作。在本發明之情形，藉由減少位元數之捨入處理，即使捨棄比特定臨界值小之值的濾波器係數，決定頻率特性之主要的濾波器係數幾乎都留存，幾乎不會對頻率特性造成不好影響。另外，可以不進行窗選而做數位濾波器之設計故，頻率特性不會產生捨位誤差，可做遮斷特性之極大的改善，相位特性爲直線，可以獲得優異之濾波器特性。即可以高精度地實現數位濾波器之所期望的頻率特性。

進而，只以組合任意的基本濾波器而予以縱向連接等

(5)

之簡易的操作，可以設計具有所期望之頻率特性的數位濾波器故，即使不是熟練的技術人員，也可以極為簡單地進行濾波器之設計。

另外，如依據本發明之其他特徵，可將濾波器係數的數值予以整數化而使之單純化。藉此，可以位元移位器來代替乘法器以構成係數器，可使構裝之數位濾波器的構造更為簡單化。

### 【實施方式】

#### (第 1 實施形態)

以下，依據圖面說明本發明之第 1 實施形態。在本實施形態中，定義具有特定之脈衝響應的數種類之基本濾波器，以將彼等任意地縱向連接之形式，以實現具有所期望之頻率特性之 FIR (有限脈衝響應型) 濾波器。基本濾波器係可大分類為基本低通濾波器、基本高通濾波器、基本帶通濾波器 (包含梳子型濾波器) 之 3 種類。以下，針對這些基本濾波器做說明。

< 基本低通濾波器  $L_{m,n}$  ( $m$ 、 $n$  為變數， $n$  為自然數) >

基本低通濾波器  $L_{m,n}$  的濾波器係數係藉由以 “-1,  $m$ , -1” 之數值列為出發點，依序將運算前之原資料與比其只是特定延遲量前之前資料相加之移動平均運算所求得。

第 1 圖係顯示基本低通濾波器  $L_{4,n}$  (設  $m=4$  之情形

(6)

) 的濾波器係數。第 1 圖中，藉由移動平均運算，在求得由第  $n$  列之上部起第  $j$  個之濾波器係數時，原資料係指由第  $(n-1)$  列之上部起第  $j$  個之資料。另外，所謂前資料係指由第  $(n-1)$  列之上部起第  $(j-1)$  個之資料。

例如，由基本低通濾波器  $L4a1$  之上部起第 1 個之數值 “-1” 係藉由將原資料 “-1” 與前資料 “0” 相加而獲得，第 2 個數值 “3” 係藉由將原資料 “4” 與前資料 “-1” 相加而獲得。另外，第 3 個數值 “3” 係藉由將原資料 “-1” 與前資料 “4” 相加而獲得，第 4 個之數值 “-1” 係藉由將原資料 “0” 與前資料 “-1” 相加而獲得。

第 1 圖所示之基本低通濾波器  $L4an$  的任何一個之濾波器係數，其數值列都是對稱型，具有數值列之每隔一個之合計值係相同符號，相互成爲相等之性質（例如，基本低通濾波器  $L4a4$  之情形， $-1+9+9+(-1)=16$ ， $0+16+0=16$ ）。

前述 “-1， $m$ ，-1” 之數值列係以根本之數值列 “-1， $N$ ” 爲基本所產生。將此數值列 “-1， $N$ ” 當成濾波器係數之基本單位濾波器係具有 1~2 個（ $N=0$  之情形，爲 1 個，其以外之情形，爲 2 個）之分接頭。另外， $N$  之值並不必要爲整數。

具有此數值列 “-1， $N$ ” 爲濾波器係數之基本單位濾波器係非對稱型故，爲了設爲對稱型，需要將其偶數段縱向連接而使用。例如，在 2 段縱向連接之情形，藉由數值列 “-1， $N$ ” 之捲積，濾波器係數變成 “- $N$ ， $N^2+1$ ，- $N$ ”。此

(7)

處，如設  $(N^2+1)/N=m$ ，在設  $m$  為整數時，則變成  $N=(m+(m^2-4)^{1/2})/2$ 。

如第 1 圖之例子般，在設  $m=4$  時， $N=2+\sqrt{3}$ 。即基本單位濾波器之係數成爲“-1, 3.732”（此處，表示至小數點以下 3 位）。另外，將此基本單位濾波器做 2 段縱向連接之情形的濾波器係數係變成“-3.732, 14.928, -3.732”。此數值列係成爲-1:4:-1之關係。

在將此數值列實際當成濾波器係數使用之情形，藉由以  $2N(=2*(2+\sqrt{3})=7.464)$  去除數值列之各值，將濾波器係數之數值列予以 FFT 轉換時之振幅成爲“1”，將增益標準化爲“1”。即實際實用之濾波器係數的數值列“-1/2, 2, -1/2”係相當於將原數值列“-1, 4, -1”予以  $z$  倍 ( $z=1/(m-2)$ ) 者。

如此，在將標準化之數值列當成濾波器係數使用之情形，基本低通濾波器  $L_{m,n}$  之濾波器係數，係任何一者都是其數值列之總和爲“1”，具有數值列之相隔一個之合計值爲相同符號，相互相等之性質。

第 2 圖係顯示將基本低通濾波器  $L_{4,4}$ （設  $m=4$ ， $n=4$  之情形）之濾波器係數的數值列予以 FFT 轉換所獲得之頻率特性（頻率－增益特性及頻率－相位特性）圖。此處，以直線刻度表示增益，將被標準化之增益予以 32 倍後加以顯示。另一方面，頻率係以“1”加以標準化。

由此第 2 圖可以明白，能獲得頻率－增益特性在通過區域幾乎平坦，遮斷區域的傾斜和緩之特性。另外，在頻

(8)

率－相位特性中，也可以獲得幾乎直線之特性。如此，在基本低通濾波器  $L_{4a4}$  中，可以獲得過衝或激振（ringing）都不存在之良好的低通濾波器之頻率特性。

第 3 圖係顯示設基本低通濾波器  $L_{4an}$  之  $n$  為參數之頻率－增益特性圖，（a）係以直線刻度表示增益，（b）係以對數刻度表示增益。由此第 3 圖，知道  $n$  之值愈大，遮斷區域之傾斜變得急遽。此基本低通濾波器  $L_{4an}$  在  $n \geq 5$  時，可說是適合於比較急遽之頻率特性的用途，在  $n < 5$  時，適合於比較和緩之頻率特性的用途。

第 4 圖係顯示以基本單位濾波器之數值列 “-1, N” 而設  $N=0$  時之基本低通濾波器  $L_{an}$  的濾波器係數圖。 $N=0$  之情形，將基本單位濾波器做 2 段縱向連接時之濾波器係數變成 “0, 1, 0”。因此，基本低通濾波器  $L_{an}$  之濾波器係數係藉由以 “1” 為出發點，依序將原資料與前資料相加之移動平均運算所求得。

第 4 圖所示之基本低通濾波器  $L_{an}$  之任何一個濾波器係數，係其數值列都是對稱型，具有數值列之相隔一個之合計值為相同符號而相互相等之性質（例如，基本低通濾波器  $L_{a4}$  之情形， $1+6+1=8$ ， $4+4=8$ ）。

第 5 圖係顯示將基本低通濾波器  $L_{a4}$  之濾波器係數的數值列予以 FFT 轉換所獲得之頻率特性圖。此處，以直線刻度表示增益，將經過標準化之增益予以 16 倍而顯示。另一方面，頻率係以 “1” 加以標準化。

由此第 5 圖可以明白，頻率－增益特性幾乎為平坦之

(9)

通過區域與第 2 圖相比，雖然變得窄些，但是，可以獲得遮斷區域之傾斜和緩之特性。如此，關於基本低通濾波器  $L_{a4}$ ，也可以獲得過衝或激振都不存在之良好的低通濾波器之頻率特性。

第 6 圖係顯示以基本低通濾波器  $L_{an}$  之  $n$  為參數之頻率－增益特性圖，(a) 係以直線刻度表示增益，(b) 係以對數刻度表示增益。由此第 6 圖，知道  $n$  之值愈大，遮斷區域之傾斜變得更為急遽。此基本低通濾波器  $L_{an}$  在  $n \geq 5$  時，可以說是適合於比較急遽之頻率特性的用途， $n < 5$  時，適合於比較和緩之頻率特性的用途。

< 基本高通濾波器  $H_{msn}$  ( $m, n$  為變數， $n$  為自然數) >

基本高通濾波器  $H_{msn}$  之濾波器係數係藉由以 “1,  $m, 1$ ” 之數值列為出發點，由運算前之原資料依序減去比其只是特定延遲量前之前資料之移動平均運算所求得。

第 7 圖係顯示基本高通濾波器  $H_{4sn}$  (設  $m=4$  時) 之濾波器係數圖。第 7 圖中，在藉由移動平均運算以求得由第  $n$  列上部起第  $j$  個之濾波器係數時，原資料係指由第  $(n-1)$  列上部起第  $j$  個之資料。另外，所謂前資料係指由第  $(n-1)$  列上部起第  $(j-1)$  個之資料。

例如，由基本高通濾波器  $H_{4s1}$  之上部起第 1 個之數值 “1”，係藉由從原資料 “1” 減去前資料 “0” 所獲得，第 2 個數值 “3” 係藉由從原資料 “4” 減去前資料 “1” 所獲得。另外，第 3 個物質 “-3” 係藉由從原資料 “1

(10)

“減去前資料“4“所獲得，第4個數值“-1“係藉由從原資料“0“減去前資料“1“所獲得。

第7圖所示之基本高通濾波器  $H_{4sn}$  中， $n$  為偶數時，任何一個濾波器係數其之數值列都是對稱型，具有數值列之相隔一個之合計值為相反符號而相互成為相等之性質（例如，基本高通濾波器  $H_{4s4}$  之情形， $1 + (-9) + (-9) + 1 = -16$ ， $0 + 16 + 0 = 16$ ）。 $n$  為奇數時，其數值列為絕對值成為對稱型，前半之數值列與後半之數值列變成相反符號。另外，具有數值列之相隔一個之合計值為相反符號而相互成為相等之性質。

前述“1,  $m$ , 1“之數值列係以根本之數值列“1,  $N$ ”為基本所產生。以此數值列“1,  $N$ ”為濾波器係數之基本單位濾波器係具有1~2個（ $N=0$ 之情形，為1個，其以外之情形，為2個）之分接頭。另外， $N$ 之值不一定需要為整數。

具有此數值列“1,  $N$ ”為濾波器係數之基本單位濾波器係非對稱型故，為了令其成為對稱型，需要將其偶數段縱向連接使用。例如，在2段縱向連接之情形，藉由數值列“1,  $N$ ”之捲積，濾波器係數變成“ $N$ ,  $N^2+1$ ,  $N$ ”。此處，如設  $(N^2+1)/N=m$ ，在設  $m$  為整數時，則變成  $N = (m + (m^2 - 4)^{1/2}) / 2$ 。

如第7圖之例子般，在設  $m=4$  時， $N=2+\sqrt{3}$ 。即基本單位濾波器之係數成為“1, 3.732”（此處，表示至小數點以下3位）。另外，將此基本單位濾波器做2段縱向連

(11)

接之情形的濾波器係數係變成 “ 3.732 , 14.928 , 3.732 ” 。此數值列係成爲 1 : 4 : 1 之關係。

在將此數值列實際當成濾波器係數使用之情形，藉由以  $2N (= 2 * (2 + \sqrt{3}) = 7.464)$  去除數值列之各值，將濾波器係數之數值列予以 FFT 轉換時之振幅成爲 “ 1 ”，將增益標準化爲 “ 1 ”。即實際實用之濾波器係數的數值列係變成 “  $1/2, 2, 1/2$  ”。此實際使用之數值列 “  $1/2, 2, 1/2$  ” 係相當於將原來之數值列 “ 1, 4, 1 ” 予以  $z$  倍 ( $z=1/(m-2)$ ) 者。

如此，在將標準化之數值列當成濾波器係數使用之情形，基本高通濾波器  $H_{msn}$  之濾波器係數，係任何一者都是其數值列之總和爲 “ 0 ”，具有數值列之相隔一個之合計值爲相反符號，相互相等之性質。

第 8 圖係顯示將基本高通濾波器  $H_{4s4}$  ( 設  $m=4, n=4$  之情形 ) 之濾波器係數的數值列予以 FFT 轉換所獲得之頻率特性圖。此處，以直線刻度表示增益，將被標準化之增益予以 32 倍後加以顯示。另一方面，頻率係以 “ 1 ” 加以標準化。

由此第 8 圖可以明白，能獲得頻率 - 增益特性在通過區域幾乎平坦，遮斷區域的傾斜和緩之特性。另外，在頻率 - 相位特性中，也可以獲得幾乎直線之特性。如此，在基本高通濾波器  $H_{4s4}$  中，可以獲得過衝或激振 ( ringing ) 都不存在之良好的低通濾波器之頻率特性。

第 9 圖係顯示以基本高通濾波器  $H_{4sn}$  之  $n$  爲參數之

(12)

頻率－增益特性圖，（a）係以直線刻度表示增益，（b）係以對數刻度表示增益。由此第 9 圖，知道  $n$  之值愈大，遮斷區域之傾斜變得更為急遽。此基本高通濾波器  $H_{4sn}$  在  $n \geq 5$  時，可以說是適合於比較急遽之頻率特性的用途，在  $n < 5$  時，適合於比較和緩之頻率特性的用途。

第 10 圖係顯示基本單位濾波器之數值列“1, N”在  $N=0$  時之基本高通濾波器  $H_{sn}$  之濾波器係數圖。在  $N=0$  之情形，將基本單位濾波器予以 2 段縱向連接時之濾波器係數係成爲“0, 1, 0”。因此，基本高通濾波器  $H_{sn}$  之濾波器係數係可藉由以“1”爲出發點，從原資料依序減去前資料之移動平均運算所求得。

在第 10 圖所示之基本高通濾波器  $H_{sn}$  中， $n$  爲偶數時，任何一個濾波器係其之數值列都是對稱型，具有數值列之相隔一個之合計值爲相反符號而相互相等之性質（例如，在基本高通濾波器  $H_{s4}$  之情形， $1+6+1=8$ ， $-4+(-4)=-8$ ）。 $n$  爲奇數時，其數值列爲絕對值變成對稱型，前半之數值列與後半之數值列成爲相反符號。另外，具有數值列之相隔一個之合計值爲相反符號而相互成爲相等之性質。

第 11 圖係顯示將基本高通濾波器  $H_{s4}$  之濾波器係數的數值列予以 FFT 轉換所獲得之頻率特性圖。此處，以直線刻度表示增益，將經過標準化之增益予以 16 倍後加以顯示。另一方面，頻率係以“1”予以標準化。

由此第 11 圖可以明白，頻率－增益特性幾乎平坦之

(13)

通過區域與第 8 圖相比，雖然變窄，但是，可以獲得遮斷區域之傾斜和緩之特性。另外，也可獲得頻率－相位特性幾乎為直性的特性。如此，關於基本高通濾波器  $H_{s4}$ ，也可以獲得過衝或激振都不存在之良好的高通濾波器之頻率特性。

第 12 圖係顯示設基本高通濾波器  $H_{sn}$  之  $n$  為參數之頻率－增益特性圖，(a) 係以直線刻度表示增益，(b) 係以對數刻度表示增益。由此第 12 圖，知道  $n$  之值愈大，遮斷區域之傾斜變得急遽。此基本高通濾波器  $L_{sn}$  在  $n \geq 5$  時，可說是適合於比較急遽之頻率特性的用途，在  $n < 5$  時，適合於比較和緩之頻率特性的用途。

< 基本帶通濾波器  $B_{msn}$  ( $m, n$  為變數， $n$  為自然數) >

基本帶通濾波器  $B_{msn}$  之濾波器係數係藉由以 "1, 0,  $m, 0, 1$ " 之數值列為出發點，從原資料依序減去 2 個之前的前資料之移動平均運算所求得。

第 13 圖係顯示基本帶通濾波器  $B_{4sn}$  (設  $m=4$  時) 之濾波器係數圖。第 13 圖中，在藉由移動平均運算求得從第  $n$  列上部起第  $j$  個之濾波器係數時，所謂原資料係指從第  $(n-1)$  列上部起第  $j$  個之資料。另外，所謂前資料係指從第  $(n-1)$  列上部起第  $(j-2)$  個之資料。

例如，基本帶通濾波器  $B_{4s1}$  之上部起第 1 個之數值 "1" 係藉由從原資料 "1" 減去前資料 "0" 而獲得，第 3 個之數值 "3" 係從原資料 "4" 減去前資料 "1" 所獲得

(14)

。另外，第 5 個之數值 “-3” 係從原資料 “1” 減去前資料 “4” 所獲得，第 7 個之數值 “-1” 係從原資料 “0” 減去前資料 “1” 而獲得。

在第 13 圖所示之基本帶通濾波器  $B_{4sn}$  中， $n$  為偶數時，任何一個之濾波器係數，其數值列都是對稱型，具有數值列之每隔 3 個之合計值係相反符號而相互成為相等之性質（例如，在基本帶通濾波器  $B_{4s4}$  之情形， $1 + (-9) + (-9) + 1 = -16$ ， $0 + 16 + 0 = 16$ ）。 $n$  為奇數時，此數值列為絕對值成為對稱型，前半之數值列與後半之數值列變成相反符號。另外，具有數值列之每隔 3 個之合計值為相反符號而相互成為相等之性質。

前述 “1, 0, m, 0, 1” 之數值列係以根本之數值列 “1, 0, N” 為基本所產生。將此數值列 “1, 0, N” 當成濾波器係數之基本單位濾波器係具有 1~2 個（ $N=0$  時，為 1 個，其以外之情形，為 2 個）之分接頭。另外， $N$  之值不一定要為整數。

具有此數值列 “1, 0, N” 為濾波器係數之基本單位濾波器係非對稱型故，為了設為對稱型，需要將其偶數段縱向連接而使用。例如，在 2 段縱向連接之情形，藉由數值列 “1, 0, N” 之捲積，濾波器係數變成 “N, 0,  $N^2+1$ , 0, N”。此處，如設  $(N^2+1)/N=m$ ，在設  $m$  為整數時，則變成  $N = (m + (m^2 - 4)^{1/2}) / 2$ 。

如第 13 圖之例子般，在設  $m=4$  時， $N=2+\sqrt{3}$ 。即基本單位濾波器之係數成為 “1, 0, 3.732”（此處，表示至

(15)

小數點以下 3 位)。另外，將此基本單位濾波器做 2 段縱向連接之情形的濾波器係數係變成 “3.732, 0, 14.928, 0, 3.732”。此數值列係成爲 1 : 0 : 4 : 0 : 1 之關係。

在將此數值列實際當成濾波器係數使用之情形，藉由以  $2N (= 2 * (2 + \sqrt{3}) = 7.464)$  去除數值列之各值，將濾波器係數之數值列予以 FFT 轉換時之振幅成爲 “1”，將增益標準化爲 “1”。即實際實用之濾波器係數的數值列成爲 “1/2, 0, 2, 0, 1/2”。此實際使用之數值列 “1/2, 0, 2, 0, 1/2” 也相當於將原數值列 “1, 0, 4, 0, 1” 予以  $z$  倍 ( $z = 1 / (m - 2)$ ) 者。

將如此經過標準化之數值列當成濾波器係數使用之情形，基本帶通濾波器  $B_{msn}$  之濾波器係數，任何一個都是其之數值列的總和爲 “0”，具有數值列之每隔 3 個之合計值係相反符號而相互成爲相等之性質。

第 14 圖係顯示將基本帶通濾波器  $B_{4s4}$  (設  $m = 4$ ,  $n = 4$  之情形) 之濾波器係數的數值列予以 FFT 轉換所獲得之頻率特性圖。此處，以直線刻度表示增益，將被標準化之增益予以 32 倍後加以顯示。另一方面，頻率係以 “1” 加以標準化。

由此第 14 圖可以明白，可以獲得頻率 - 增益特性幾乎爲平坦，遮斷區域的傾斜和緩之特性。另外，頻率 - 相位特性中，也可以獲得幾乎直線的特性。如此，在基本帶通濾波器  $B_{4s4}$  中，可以獲得過衝或激振都不存在之良好的基本帶通濾波器之頻率特性。

(16)

第 15 圖係顯示以基本帶通濾波器  $B_{4sn}$  之  $n$  為參數之頻率－增益特性圖，(a) 係以直線刻度表示增益，(b) 係以對數刻度表示增益。由此第 15 圖，知道  $n$  之值愈大，遮斷區域之傾斜變得更為急遽。此基本帶通濾波器  $B_{4sn}$  在  $n \geq 5$  時，可以說是適合於比較急遽之頻率特性的用途， $n < 5$  時，適合於比較和緩之頻率特性的用途。

第 16 圖係顯示基本單位濾波器之數值列 “1, 0, N” 在  $N=0$  時之基本帶通濾波器  $B_{sn}$  的濾波器係數圖。在  $N=0$  之情形，將基本單位濾波器做 2 段縱向連接時之濾波器係數成為 “0, 0, 1, 0, 0”。因此，基本帶通濾波器  $B_{sn}$  之濾波器係數可藉由以 “1” 為出發點，從原資料依序減去 2 個之前的前資料之移動平均運算求得。

在第 16 圖所示之基本帶通濾波器  $B_{sn}$  中， $n$  為偶數時，任何一個之濾波器係數，其數值列都是對稱型，具有數值列之每隔 3 個之合計值係相反符號而相互成為相等之性質（例如，在基本帶通濾波器  $B_{s4}$  之情形， $1+6+1=8$ ， $-4+(-4)=-8$ ）。 $n$  為奇數時，此數值列為絕對值成為對稱型，前半之數值列與後半之數值列變成相反符號。另外，具有數值列之每隔 3 個之合計值為相反符號而相互成為相等之性質。

第 17 圖係顯示將基本帶通濾波器  $B_{s4}$  之濾波器係數的數值列予以 FFT 轉換所獲得之頻率特性圖。此處，以直線刻度表示增益，將經過標準化之增益予以 16 倍後加以顯示。另一方面，頻率係以 “1” 予以標準化。

(17)

由此第 17 圖可以明白，頻率－增益特性幾乎平坦之通過區域與第 14 圖相比，雖然變窄，但是，可以獲得遮斷區域之傾斜和緩之特性。另外，也可獲得頻率－相位特性幾乎為直性的特性。如此，關於基本帶通濾波器  $B_{s4}$ ，也可以獲得過衝或激振都不存在之良好的高通濾波器之頻率特性。

第 18 圖係顯示設基本帶通濾波器  $B_{sn}$  之  $n$  為參數之頻率－增益特性圖，(a) 係以直線刻度表示增益，(b) 係以對數刻度表示增益。由此第 18 圖，知道  $n$  之值愈大，遮斷區域之傾斜變得急遽。此基本帶通濾波器  $B_{sn}$  在  $n \geq 5$  時，可說是適合於比較急遽之頻率特性的用途，在  $n < 5$  時，適合於比較和緩之頻率特性的用途。

另外，在前述中，於第 4 圖、第 10 圖及第 16 圖中，雖就以“1”為出發點進行移動平均運算之例子做說明，但是，也可以“-1”為出發點。在以“-1”為出發點之情形，相位特性只移位  $\pi$  而已，頻率特性相同並無改變。

< 參數值  $m$ ， $n$  對於特性之影響 >

首先，說明改變移動平均運算之段數  $n$  的情形之影響。例如，如第 3 圖所示般，在基本低通濾波器  $L_{man}$  中，如使  $n$  值變大，則遮斷區域的傾斜變得急遽，通過區域之頻帶寬變窄。另外， $n$  之值小時，頻率特性之頂部成為兩端隆起。隨著  $n$  之值變大，頂部逐漸接近平坦，在  $n=4$  時，完全變成平坦。 $n$  之值如大於 4 時，此次頂部的兩端變

(18)

成比中央值低。此種傾向，在基本高通濾波器  $H_{msn}$ 、基本帶通濾波器  $B_{msn}$  中可說都相同（參考第 9 圖、第 15 圖）。

另一方面，關於基本單位濾波器之係數值以  $N=0$  構成之基本低通濾波器  $L_{an}$ 、基本高通濾波器  $H_{sn}$  以及基本帶通濾波器  $B_{sn}$ ，如第 6 圖、第 12 圖、第 18 圖所示般， $n$  之值在任何一種情形，都是頂部的兩端變得比中央值低。如使  $n$  之值變大，則遮斷區域的傾斜變得急遽，通過區域之頻帶寬變窄，與  $N \neq 0$  之基本低通濾波器  $L_{man}$ 、基本高通濾波器  $H_{msn}$  及基本帶通濾波器  $B_{msn}$  之情形相同。

接著，說明改變  $m$  之值的情形之影響。第 19 圖係顯示在基本高通濾波器  $H_{msn}$  中，以  $m$  為參數之頻率－增益特性圖。由此第 19 圖，可以知道如使  $m$  之值變小，則遮斷區域的傾斜變得急遽，通過區域之頻帶寬變窄。此處，雖然省略圖示，但是，關於基本低通濾波器  $L_{man}$  及基本帶通濾波器  $B_{msn}$  也可以說是相同。

此第 19 圖係也同時顯示參數  $n$  對於參數  $m$  之最佳值（頻率特性之頂部成爲平坦之  $n$  的值）。即  $m=4$  時之最佳值爲  $n=4$ ， $m=3.5$  時之最佳值爲  $n=6$ ， $m=3$  時之最佳值爲  $n=8$ ， $m=2.5$  時之最佳值爲  $n=16$ 。第 20 圖係爲了使此容易理解而加以曲線化者。由此第 20 圖可以明白，參數  $n$  對於參數  $m$  之最佳值，係隨著  $m$  之值變小而變大。

利用第 21 圖更詳細說明此事。第 21 圖係以表格形式表示參數  $m$  及參數  $n$  對於其之最佳值的關係。另外，在此

第 21 圖中，也一併顯示參數  $z$  對於參數  $m$  之關係。

如前述般，參數  $n$  對於參數  $m$  之最佳值係隨著  $m$  的值變小而變大。此處，一成為  $m=2$  時，則濾波器特性大為改變，無法獲得良好之頻率特性。反之，如係  $m>2$  之條件，則即使不增加插入在分接頭間之延遲量，也可以獲得在通過區域的頻帶寬為窄之良好的濾波器特性。另一方面，隨著參數  $m$  之值變大，參數  $n$  之最佳值變小， $m=10$  時， $n=1$ 。即在  $m=10$  時，移動平均運算的段數可為 1 段。由此事可知，參數  $m$  以在  $2 < m \leq 10$  之條件下使用為佳。

另外，參數  $n$  之值係藉由使用以第 21 圖所示之最佳值為中心，在前後之某範圍所選擇的任意之值，如第 3 圖、第 9 圖、第 15 圖般，可以獲得頻率特性之調整。

第 22 圖係顯示第 19 圖所示之 4 種類的基本高通濾波器  $H_{msn}$  之脈衝響應圖。具有如此第 22 圖所示之波形的脈衝響應係只在沿著橫軸的標本位置位於一定之間時，具有“0”以外的有限值，在其以外之區域中，全部為“0”之函數，即在特定的標本位置中，值收斂為“0”之函數。

如此，將函數之值在局部區域具有“0”以外之有限值，其以外之區域成為“0”之情形稱為「有限值函數」。此處，雖省略圖示，但是，基本高通濾波器  $H_{sn}$ 、基本低通濾波器  $L_{man}$ 、 $L_{an}$  及基本帶通濾波器  $B_{msn}$ 、 $B_{sn}$  都相同，脈衝響應係為有限值函數。

在此種有限值函數之脈衝響應中，只有具有“1”以外之有限值的局部區域內之資料具有意義。關於此區域外

之資料，並非本來應該考慮而加以忽視，而是理論上不需要考慮故，不會產生捨位誤差。因此，如將第 1 圖、第 4 圖、第 7 圖、第 10 圖、第 13 圖、第 16 圖所示之數值列當成濾波器係數使用，也不需要藉由窗選而進行係數之捨位，可以獲得良好之濾波器特性。

#### < 濾波器係數間之零值的調整 >

藉由改變構成基本濾波器之濾波器係數的數值列之各數值間的零值（相當於各分接頭間之延遲量），可以調整基本濾波器之通過區域的頻帶寬。即在前述之基本低通濾波器  $L_{man}$ 、 $M_{an}$ 、基本高通濾波器  $H_{msn}$ 、 $H_{sn}$ 、基本帶通濾波器  $B_{msn}$ 、 $M_{sn}$  中，各分接頭之嚴懲樣雖係 1 時鐘脈衝份，但是，如將其設為  $(k+1)$  時鐘脈衝份（在各濾波器係數之間各插入  $k$  個“0”），其頻率－增益特性之頻率軸（對於頻率方向之週期）成為  $1/(k+1)$ ，通過區域之頻帶寬變窄。

以下，例如將在基本低通濾波器  $L_{man}$  中，於各濾波器係數之間各插入  $k$  個“0”的情形標記為  $L_{man}(k)$ 。但是， $k=0$  之情形，省略  $(0)$  而表示。

第 23 圖係顯示基本低通濾波器  $L_{4a4}$ ，及藉由在其之各濾波器係數間各插入 1 個“0”所產生之基本低通濾波器  $L_{4a4}(1)$  之頻率－增益特性圖，(a) 係以直線刻度表示增益，(b) 係以對數刻度表示增益。由此第 23 圖可以明白，設插入在濾波器係數之間的“0”之數目為  $k$  個時

(21)

，其頻率－增益特性之頻率軸（對於頻率方向之週期）變成  $1/(k+1)$ ，可使通過區域之頻帶寬變窄。

< 相同種類之基本濾波器之縱向連接 >

藉由縱向連接相同種類之基本濾波器，各基本濾波器之係數彼等被相乘、相加而得以製作新的濾波器係數。以下，例如將基本低通濾波器  $L_{man}$  的縱向連接數設為  $M$ ，將其記載為  $(L_{man})^M$ 。

此處，說明縱向連接基本濾波器之情形的濾波器係數之運算內容。第 24 圖係說明藉由縱向連接之濾波器係數的運算內容用之圖。如此第 24 圖所示般，在縱向連接 2 個基本濾波器之情形，藉由進行構成一方之濾波器係數之  $(2i+1)$  個（ $2i+1$  係表示構成一方之濾波器係數之全數值列之個數）的數值列  $\{H_{1.i}, H_{1.(i-1)}, H_{1.(i-2)}, \dots, H_{1.1}, H_{10}, H_{11}, \dots, H_{1i-2}, H_{1i-1}, H_{1i}\}$ ，和構成另一方之濾波器係數之  $(2i+1)$  個之數值列  $\{H_{2.i}, H_{2.(i-1)}, H_{2.(i-2)}, \dots, H_{2.1}, H_{20}, H_{21}, \dots, H_{2i-2}, H_{2i-1}, H_{2i}\}$  之捲積運算，以求得新的濾波器係數之數值列。

在此捲積運算中，關於另一方之濾波器係數，將  $\{H_{2.i}, H_{2.(i-1)}, H_{2.(i-2)}, \dots, H_{2.1}, H_{20}, H_{21}, \dots, H_{2i-2}, H_{2i-1}, H_{2i}\}$  之全部的數值列經常固定地設為乘加法之對象。另一方面，關於一方之濾波器係數，假定為在  $\{H_{1.i}, H_{1.(i-1)}, H_{1.(i-2)}, \dots, H_{1.1}, H_{10}, H_{11}, \dots, H_{1i-2}, H_{1i-1}, H_{1i}\}$  之數值列之前後有 0 列，也含此 0 值，設（

(22)

$2i+1$ ) 個之數值列為捲積運算的對象。此時，在求得新的濾波器係數之第  $p$  個之數值時，包含一方之濾波器係數之第  $p$  個之數值，設在其之前所有之  $(2i+1)$  個之數值列為乘加法之對象。

例如，在求得新的濾波器係數之第 1 個之數值時，以另一方之濾波器係數之全部的數值列  $\{H_{2.i}, H_{2.(i-1)}, H_{2.(i-2)}, \dots, H_{2.1}, H_{2.0}, H_{2.1}, \dots, H_{2.i-2}, H_{2.i-1}, H_{2.i}\}$  (以符號 31 所示之虛線所包圍之排列)，及包含一方之濾波器係數之第 1 個之數值，在其之前所有之  $(2i+1)$  個之數值列  $\{0, 0, \dots, 0, H_{1.1}\}$  (以符號 32 所示之虛線所包圍的排列) 為對象，進行合計排列之對應的要素之積的運算。即在此情形之運算結果變成  $(H_{1.i} \times H_{2.i})$ 。

另外，在求得新的濾波器係數之第 2 個數值時，以另一方之濾波器係數之全部的數值列  $\{H_{2.i}, H_{2.(i-1)}, H_{2.(i-2)}, \dots, H_{2.1}, H_{2.0}, H_{2.1}, \dots, H_{2.i-2}, H_{2.i-1}, H_{2.i}\}$  (以符號 31 所示之虛線所包圍之排列)，及包含一方之濾波器係數之第 2 個數值，在其之前所有之  $(2i+1)$  個之數值列  $\{0, 0, \dots, H_{1.i}, H_{1.(i-1)}\}$  (以符號 33 所示之虛線所包圍的排列) 為對象，進行合計排列之對應的要素之積的運算。即在此情形之運算結果，變成  $(H_{1.1} \times H_{2.1} + H_{1.(i-1)} \times H_{2.(i-1)})$ 。以下相同，求得構成新的濾波器係數之  $(2 \times (2i+1) - 1)$  個之數值列。

第 25 圖係顯示基本低通濾波器  $L_{4a4}$ 、 $(L_{4a4})^2$ 、 $(L_{4a4})^4$ 、 $(L_{4a4})^8$  之頻率－增益特性圖， $(a)$  係以直

(23)

線刻度表示增益，(b)係以對數刻度表示增益。在基本低通濾波器  $L4a4$  為只有一個之情形，振幅成爲 0.5 之位置的時鐘脈衝爲 0.25。相對於此，縱向連接數  $M$  一變多，濾波器之通過頻帶寬變窄。例如，在  $M=8$  時，振幅成爲 0.5 之位置的時鐘脈衝變成 0.125。

由前述第 25 圖可以明白，基本低通濾波器  $L4a4$  係具有頻率特性之截止頻率部份的傾斜急遽之特徵。另外，基本低通濾波器  $(L4a4)^M$  之頻率－增益特性係縱向連接數  $M$  變得愈多，通過頻帶寬變得愈窄，即使在低頻帶中，也可以獲得陷落爲極爲深而平之特性。

第 26 圖係顯示基本高通濾波器  $H4s4$ 、 $(H4s4)^2$ 、 $(H4s4)^4$ 、 $(H4s4)^8$  之頻率－增益特性圖，(a)係以直線刻度表示增益，(b)係以對數刻度表示增益。在基本高通濾波器  $H4s4$  為只有一個之情形，振幅成爲 0.5 之位置的時鐘脈衝爲 0.25。相對於此，縱向連接數  $M$  一變多，濾波器之通過頻帶寬變窄。例如，在  $M=8$  時，振幅成爲 0.5 之位置的時鐘脈衝變成 0.375。

由前述第 26 圖可以明白，基本高通濾波器  $H4s4$  係具有頻率特性之截止頻率部份的傾斜急遽之特徵。另外，基本高通濾波器  $(H4s4)^M$  之頻率－增益特性係縱向連接數  $M$  變得愈多，通過頻帶寬變得愈窄，即使在低頻帶中，也可以獲得陷落爲極爲深而平之特性。

< 不同種類之基本濾波器的縱向連接 >

在縱向連接不同種類之基本濾波器之情形，藉由各基本濾波器之係數彼此之捲積運算，予以相乘、相加而製作新的濾波器係數。在此情形，藉由任意地組合不同種類之基本濾波器，各基本濾波器之特性彼此相等消，可以取得所期望之頻率頻帶。藉此，可以簡單地設計所期望特性之低通濾波器或高通濾波器、帶通濾波器、帶阻濾波器、梳子型濾波器等。

例如，說明藉由組合前述之基本低通濾波器  $L4a4(k)$  與基本高通濾波器  $H4s4(k)$ ，而設計以所期望之頻帶為通過區域之帶通濾波器之例子。

可以自由地決定帶通濾波器之中心頻率  $F_c$  或訊號的取樣頻率  $F_s$  之其一時，藉由將頻率挑選之條件最佳化，可以更簡化濾波器之構造。目前設帶通濾波器之中心頻率  $F_c$  與訊號之取樣頻率  $F_s$  之關係為，

$$F_s = F_c * (4 + 2q) \quad (q = 0, 1, 2, \dots)$$

在此情形中， $F_c = 450\text{KHz}$  時， $F_s = 1.8\text{MHz}$ ， $2.7\text{MHz}$ ， $3.6\text{MHz}$ ， $\dots$ 。此種設定之情形，只縱向連接基本高通濾波器  $H4s4(5+3q)$  與基本低通濾波器  $L4a4(3+2q)$ ，可以設計帶通濾波器。這些基本高通濾波器  $H4s4(5+3q)$ 、基本低通濾波器  $L4a4(3+2q)$  都是具有中心頻率  $F_c$  成爲  $450\text{KHz}$  之通過區域。

例如，在  $q=0$  ( $F_s=4F_c$ ) 之情形，藉由基本高通濾波器  $H4s4(5)$  與基本低通濾波器  $L4a4(3)$  之縱向連接，可以設計帶通濾波器。另外， $q=1$  ( $F_s=6F_c$ ) 之情形，藉

(25)

由基本高通濾波器  $H_{4s4}(8)$  與基本低通濾波器  $L_{4a4}(5)$  之縱向連接，可以設計帶通濾波器。

第 27 圖係模型地顯示前述之帶通濾波器之設計法之圖，(a) 係顯示  $q=0$  之情形，(b) 係顯示  $q=1$  之情形。例如，在第 27 (a) 圖中，如縱向連接基本高通濾波器  $H_{4s4}(5)$  與基本低通濾波器  $L_{4a4}(3)$ ，可以只將在個別之通過區域 #1、#2 相互重疊之部份當成通過區域 #3 予以取出。

在第 27 (b) 圖中，同樣地，如縱向連接基本高通濾波器  $H_{4s4}(8)$  與基本低通濾波器  $L_{4a4}(5)$ ，可以只將在個別之通過區域 #1、#2 相互重疊之部份當成通過區域 #3 予以取出。在  $q>0$  之情形，於所求得之帶通濾波器之中心頻率  $F_c$  以外，也產生通過區域故，藉由低通濾波器 (LPF1) #4 將其挑選出。

帶通濾波器之帶寬係可藉由基本高通濾波器 ( $H_{4s4}(k)$ )  $M$  或者基本低通濾波器 ( $L_{4a4}(k)$ )  $M$  之縱向連接的段數 ( $M$  之數目) 而調整。在第 27 (b) 圖所示之例子中，基本高通濾波器  $H_{4s4}(8)$  及基本低通濾波器  $L_{4a4}(5)$  之雙方雖都設  $M=1$ ，於第 28 圖及第 29 圖顯示將其都設為  $M=8$  時之頻率特性。

第 28 圖係重疊顯示基本高通濾波器 ( $H_{4s4}(8)$ )<sup>8</sup> 及基本低通濾波器 ( $L_{4a4}(5)$ )<sup>8</sup> 之頻率特性，藉由縱向連接這些濾波器，可以只取出相互重疊之部份。另外，第 29 圖係顯示藉由 LPF1 或者 LPF3 之通過區域的挑選，對

(26)

於如第 28 圖般所選取之 3 個帶通，藉由加上 LPF1 或者 LPF2，可以只取出兩端之通過區域。

接著，說明藉由不同種類之基本濾波器之縱向連接，調整通過區域之帶寬變窄的手段。如利用第 25 圖及第 26 圖所作說明般，為了使帶寬變窄，雖可以增加相同種類之基本濾波器的縱向段數，但是，其有其界限。此處，說明更有效率之使帶寬變窄的方法。第 30 圖係模型地顯示其方法。

第 30 (a) 圖係與第 27 (b) 圖相同。在想要獲得比其更窄之帶寬的情形，如第 30 (b) 圖所示般，例如使用基本高通濾波器  $H_{4s4}(14)$  代替基本高通濾波器  $H_{4s4}(8)$ 。基本高通濾波器  $H_{4s4}(14)$  係與基本高通濾波器  $H_{4s4}(8)$  相同，具有中心頻率  $F_c$  成爲 450KHz 之通過區域，而且，帶寬成爲基本高通濾波器  $H_{4s4}(8)$  之  $9/15 = 3/5$ 。

因此，藉由使用此基本高通濾波器  $H_{4s4}(14)$ ，不增加濾波器之縱向段數，也可以有效率地令帶寬變窄。另外，基本高通濾波器  $H_{4s4}(14)$  只是增加插入在各濾波器係數之間之“0”的數目，作爲係數所實際取出之分接頭數完全沒有增加，電路規模不會變大。另外，此處，雖就使用基本高通濾波器  $H_{4s4}(14)$  之例子做說明，但是，同樣地，只要是在中心頻率  $F_c=450KHz$  具有通過區域之基本濾波器，可以同樣地使用。

接著，說明藉由同種類之基本濾波器之縱向連接，可

(27)

調整通過區域之帶寬變廣用之手段。第 31 圖係說明含傾斜之帶寬的調整手法用之頻率－增益特性圖。此處，設以  $YF$  表示調整前之基本濾波器的頻率特性。如前述般，如縱向連接 2 個 #1 所示之基本濾波器  $YF$ ，如 #2 所示般，傾斜變得急遽，帶寬變窄（ $-6\text{dB}$  之時鐘脈衝位置往低頻側移動）。

而且，以增益的中心值（ $=0.5$ ）為軸，令 #2 所示之基本濾波器  $YF^2$  之頻率－增益特性反轉（#3）。此係藉由合併延遲，由基準增益值“1”之單元脈衝（相當於中心值為 1，其他全部為 0 之濾波器係數）減去基本濾波器  $YF^2$  之濾波器係數而求得（ $1-YF^2$ ）。此處，設為將此稱為反轉基本濾波器。

進而，縱向連接 2 個之 #3 所示之反轉基本濾波器，藉此所獲得之頻率－增益特性的傾斜係如 #4 所示般，變得更為急遽，帶寬變得更窄（ $-6\text{dB}$  之時鐘脈衝位置往高頻側移動）。此處，雖將縱向連接之反轉基本濾波器的個數設為與 #2 之情形相同的 2 個，但是，藉由設為彼此多，可使往高頻側之移動量比先前之往低頻側的移動量大。

最後，以增益的中心值（ $=0.5$ ）為軸，令 #4 所示之頻率－增益特性反轉（#5）。此係藉由合併延遲，由基準增益值“1”之單元脈衝減去 #4 之濾波器係數而求得（ $1-(1-YF^2)^2$ ）。如比較原資料 #1 之頻率特性與調整後資料 #5 之頻率特性來看，調整後資料 #5 之頻率特性比起原資料 #1，傾斜變得急遽的同時，帶寬變廣。

(28)

如展開調整後資料 #5 之式子，則成爲如下：

$$\begin{aligned} & 1 - (1 - YF^2)^2 \\ &= 1 - 1 + 2YF^2 - YF^4 \\ &= 2YF^2 - YF^4 \quad \dots \text{ (式 1)} \end{aligned}$$

此式 1 雖係在分別縱向連接 2 個之 #1 的基本濾波器及 #3 之反轉基本濾波器的情形所獲得之式子，但是，縱向連接之段數並不限定於此。但是，爲了使帶寬變廣，最好使 #3 之縱向段數比 #1 之縱向段數多。在此情形下，前述式子 1 係如以下式子 2 般，可以予以一般化。

$$a * YF^{M1} - b * YF^{M2} \quad \dots \text{ (式 2)}$$

但是， $a$ 、 $b$  爲係數 ( $a > b$ )， $M1 < M2$ ，\* 係表示縱向連接。

接著，說明微調整帶寬之頻率用的手段。第 32 圖係說明頻率之微調整手法用之頻率－增益特性圖。如第 32 圖所示般，基本高通濾波器 H4s4 (8) 之比較廣的通過區域中，通過區域相互重疊而設計高通濾波器 (HPF) 與低通濾波器 (LPF)。而且，藉由縱向連接這些各濾波器 H4s4 (8)、HPF、LPF，可以獲得個別之通過區域的重疊部份 (斜線部份) 成爲通過區域之帶通濾波器。

此時，對於高通濾波器 HPF 及低通濾波器 LPF 之其

(29)

中一方，或者其之兩方，藉由進行如第 25 圖及第 26 圖，或者如第 30 圖所示之令通過區域變窄之操作，或者如第 31 圖所示之令通過區域變廣之操作，可以任意地微調整帶通濾波器之帶寬。

在第 32 (a) 圖中，顯示藉由對於低通濾波器 LPF 進行令通過區域變廣之操作，只令帶通濾波器的單側往高頻側移動之例子。另外，在第 32 (b) 圖中，顯示藉由對於高通濾波器 HPF 進行令通過區域變廣之操作，藉由對於低通濾波器 LPF 進行令通過區域變窄之操作，可不改變帶寬而使帶通濾波器之兩側往低頻側移動之例子。

#### < 濾波器係數之捨入處理 >

藉由如前述般之基本濾波器的縱向連接、帶寬的微調整等所求得之數值列，係變成實現所期望之頻率特性用之濾波器係數。第 33 圖係將以 16 位元之運算精度所實際算出之濾波器係數值（捨入處理前之值）予以曲線化之圖。另外，第 34 圖係顯示在捨入處理濾波器係數前之數位濾波器的頻率－增益特性圖，(a) 係以實現刻度表示增益，(b) 係以對數刻度表示增益。

如第 33 圖所示般，藉由本實施形態之設計法所獲得之濾波器係數之值係成爲在中央（係數  $H_0$ ）變成最大。另外，各濾波器係數之值的差與以習知的濾波器設計法所獲得之濾波器係數之該者相比，變得極爲大。即藉由本實施形態之設計法所獲得之各濾波器係數的分布，係成爲值

(30)

在中央附近的局部區域變大，在其他的區域，值變小，同時，中央附近之濾波器係數值與周邊之濾波器係數值之差變得極大之尖銳度高的分布。因此，即使藉由捨入處理比特定之臨界值小之值的濾波器係數而予以廢棄，決定頻率特性之主要的濾波器係數幾乎都留下，幾乎不會對於頻率特性造成不好影響。另外，頻率特性之頻帶外衰減量雖依據濾波器係數之位元數而受到限制，但是，如第 34 圖所示般，藉由本實施形態之濾波器設計法所獲得之頻率特性具有非常深之衰減故，即使多少減少位元數，所期望的衰減量也可以獲得確保。

因此，藉由捨入處理，可以大幅削減不需要的濾波器係數。例如，藉由捨去濾波器係數之下位數位元，以減少位元數，可將比只以其之下位數位元所表示之最大值還小之值的濾波器係數全部捨入為“0”而予以廢棄。因此，為了減少濾波器係數之數目，不一定需要如習知般之窗選。另外，如前述般，縱向連接之基本濾波器的脈衝響應變成有限值函數。因此，以此基本濾波器為基礎所設計之濾波器係數的數目與習知相比，相當少，也可以不進行捨入處理而原樣使用。但是，為了更為減少分接頭數，以進行減少位元數之捨入處理為佳。

此點係與習知的濾波器設計法大為不同之本實施形態的特徵點。即在習知的濾波器設計法中，所求得之各濾波器係數的分布其尖銳度並不太大故，濾波器係數之值如進行捨入處理，則決定頻率特性之主要的濾波器係數多數也

(31)

被廢棄。另外，要獲得具有非常深之頻帶外衰減量的頻率特性也困難故，如減少濾波器係數之位元數，則無法確保必要的頻帶外衰減量。因此，習知上，無法進行減少位元數之捨入處理，不得不藉由窗選以減少濾波器係數之數目。因此，頻率特性產生捨入誤差，要獲得所期望之頻率特性極為困難。

相對於此，在本實施形態中，不進行窗選，也可做濾波器之設計故，頻率特性不會產生捨位誤差。因此，可以有遮段特性極大之改善，相位特性也是直線，可以獲得優異之濾波器特性。

第 35 圖係顯示，例如對於以 16 位元之運算精度所算出之如第 33 圖般的濾波器係數，進行 10 位元之捨入處理（對於由 16 位元所成之濾波器係數的下位 10 位元以下，藉由進行捨去、進位或者四捨五入，作成 10 位元之資料的處理）之結果，所留下之 41 個分接頭（包含零值之段數為 46 段）份之濾波器係數，及將其整數化後之係數值之圖。藉由如前述之基本濾波器的縱向連接所求得之濾波器係數的值為小數，藉由 10 位元之捨入處理雖可減少其之位數，但是，係隨機值之集合。雖可將此數值列原樣地當成濾波器係數使用，但是，為了令在構裝數位濾波器時所使用之乘法氣的數目更為減少，也可進而捨入濾波器係數之數值而使之單純化。因此，在本實施形態中，將以 10 位元捨入之濾波器係數的數值列予以  $2^{10}$  倍，使該係數值整數化。另外，此處，雖就捨入由 16 位元所成之濾波器

(32)

係數的下位 10 位元以下後，進而將被捨入為 10 位元之濾波器係數予以  $2^{10}$  倍而使之整數化之例子做說明，但是，藉由將由 16 位元所成之濾波器係數予以  $2^{10}$  倍，捨入由其結果所獲得之值的小數點以下（捨入、進位或者四捨五入等），以直接求得經過整數化之 10 位元的濾波器係數。

如進行此種整數化之捨入運算，如第 50 圖所示般，數位濾波器其構造上可以為，對於由複數之延遲器（D 型正反器）1 所成之含分接頭延遲線的各分接頭之輸出訊號，以複數之係數器 2 個別乘上整樹脂濾波器係數，將個別之相乘輸出以複數之加法器 3 全部相加後，以 1 個之移位運算器 4 彙整而予以  $1/2^{10}$  倍。而且，整數之濾波器係數係如  $2^i + 2^j + \dots$ （ $i$ 、 $j$  為任意之整數）般，可以 2 進位之加法來表現。藉此，可以位元移位電路來代替乘法器而構成係數器，可使構裝之數位濾波器的構造簡單化。

第 36 圖係顯示以 16 位元之運算精度算出濾波器係數後，將其捨入為 10 位元（例如，捨去 10 位元以下之位數），進而將其結果整數化之情形的頻率－增益特性圖，（a）係以直線刻度表示增益，（b）係以對數刻度表示增益。

由第 36 圖可以很明白，在本實施形態中，於濾波器設計時，不進行窗選故，頻率－增益特性的平坦部之鏈波極小，可以充分控制在  $\pm 0.3$  dB 之範圍內。另外，捨入處理後之頻帶外衰減量約成為 44 dB，此頻帶外衰減量係藉由想要構裝之硬體所可對應之位元數而受到限制。因此，

(33)

如沒有硬體規模之限制，令捨入處理後之位元數變大，可以獲得衰減更深之頻帶外衰減特性。

另外，以處，捨入處理例雖就對於濾波器係數之資料，藉由捨去下位數位元，將  $y$  位元之資料捨入為  $x$  位元之處理而做說明，但是，並不限定於此例。例如將各濾波器係數之值與特定的臨界值比較，將比臨界值小之濾波器係數予以廢棄亦可。在此情形下，所留下之濾波器係數係為原來之  $y$  位元故，在將其整數化時，予以  $2^y$  倍。

另外，作為整數化運算之其他例子，也可以將濾波器係數之數值列予以  $N$  倍（ $N$  為 2 的幕次以外的值），捨入小數點以下（捨去、進位、四捨五入等）。在進行此種  $N$  倍之捨入運算時，如第 51 圖所示般，數位濾波器其構造可以為，對於由複數之延遲器（D 型正反器）1 所成之含分接頭延遲線之各分接頭的輸出訊號，以複數之係數器 2 個別乘上整數之濾波器係數，將個別之相乘輸出以複數之加法器 3 全部予以相加後，以 1 個之乘法器 5 加以彙整而加以  $1/N$  倍。而且，複數之濾波器係數係如  $2^i+2^j+\dots$ （ $i, j$  為任意之整數）般，可以 2 進位之加法來表現。藉此，以位元移位器代替乘法器以構成係數器，可使構裝的數位濾波器之構造變得簡單。

另外，相對於在將數值列予以  $2^x$  倍（ $x$  為整數）之情形，對於濾波器係數，可以實施位元單位之涉入，在將數值列予以  $N$  倍之情形，對於濾波器係數可以實施位元間之涉入。所謂位元單位之捨入處理，例如係指將係數值予以

(34)

$2^x$  倍，捨去小數點以外之情形，屬於  $2^x \sim 2^{x+1}$  之範圍的數值全部捨入為  $2^x$ ，將係數值設為  $1/2^x$  之整數倍之處理。另外，所謂位元間之捨入處理，係指例如將係數值予以  $N$  倍（例如， $2^{x-1} < N < 2^x$ ），捨去小數點以下之情形，屬於  $N \sim N+1$  之範圍的數值全部捨入為  $N$ ，將係數值設為  $1/N$  之整數倍之處理。藉由進行  $N$  倍之捨入運算，可將經過整數化之濾波器係數的值調整為 2 的冪次以外之任意的值。如此一來，可以微妙地調整在數位濾波器所使用之濾波器係數的數目（分接頭數）。

其他，作為伴隨整數化之捨入運算的例子，也可以是  $y$  位元之濾波器係數的資料值比  $1/2^x$  小者全部設為零，關於該資料值在  $1/2^x$  以上者，將該資料值予以  $2^{x+X}$  倍（ $x+X < y$ ），予以捨入小數點以下（捨去、進位、四捨五入等）。在進行此種捨入處理之情形，如第 52 圖所示般，數位濾波器其構造可以為，對於由複數之延遲器（D 型正反器）1 所成之含分接頭延遲線的各分接頭之輸出訊號，以複數之係數器 2 個別乘上整數之濾波器係數，將個別之相乘輸出以複數之加法器 3 全部相加後，以 1 個之移位運算器 6 彙整而予以  $1/2^{x+X}$  倍。而且，整數之濾波器係數係如  $2^i + 2^j + \dots$ （ $i、j$  為任意之整數）般，可以 2 進位之加法來表現。藉此，可以位元移位電路來代替乘法器而構成係數器，可使構裝之數位濾波器的構造簡單化。

另外，資料值比  $1/2^x$  小者藉由全部當成零而捨去，可以大幅削減濾波器係數之數目（分接頭數）之同時，可

(35)

以求得與  $x$  位元相比，位元數多  $(x+X)$  位元之精度好的濾波器係數故，可以獲得更好之頻率特性。

< 濾波器設計裝置之構裝例 >

爲了實現依據前述說明之本實施形態之數位濾波器的設計方法用之裝置，可藉由硬體構造、DSP、軟體之任何一種來實現。例如，在藉由軟體來實現之情形，本實施形態之濾波器設計裝置，實際上係以電腦的 CPU 或者 MPU、RAM、ROM 等構成，藉由記憶在 RAM 或 ROM 或者硬碟等之程式動作而實現。

例如，將關於各種之基本濾波器  $L_{man}$ 、 $L_{an}$ 、 $H_{msn}$ 、 $H_{sn}$ 、 $B_{msn}$ 、 $B_{sn}$  之濾波器係數當成資料而記憶在 RAM 或 ROM、硬碟等之記憶裝置。而且，使用者一指示關於基本濾波器  $L_{man}$ 、 $L_{an}$ 、 $H_{msn}$ 、 $H_{sn}$ 、 $B_{msn}$ 、 $B_{sn}$  之任意的組合與連接順序、插入在各濾波器係數間之零值的數目  $k$ 、基本濾波器之相同種類縱向連接數  $M$  等，則 CPU 使用記憶在前述記憶裝置之濾波器係數的資料，可藉由前述之運算以求的對應所指示之內容的濾波器係數。在此情形下，記憶裝置係相當於本發明之基本濾波器係數記憶手段，CPU 係相當於本發明之運算手段。

使用者指示關於基本濾波器  $L_{man}$ 、 $L_{an}$ 、 $H_{msn}$ 、 $H_{sn}$ 、 $B_{msn}$ 、 $B_{sn}$  之任意的組合與連接順序、插入在各濾波器係數間之零值的數目  $k$ 、基本濾波器之相同種類縱向連接數  $M$  等時之使用者介面，係可以任意地構成。例如，藉由

(36)

鍵盤或滑鼠之操作，由顯示在畫面之一覽表選擇基本濾波器之形式（ $L_{man}$ 、 $L_{an}$ 、 $H_{msn}$ 、 $H_{sn}$ 、 $B_{msn}$ 、 $B_{sn}$  之其一）的同時，藉由鍵盤或滑鼠之操作輸入參數  $m$ 、 $n$ 、 $k$ 、 $M$  之值。而且，將一個一個依序進行形式之選擇與參數之輸入時的輸入順序當成基本濾波器的連接順序而加以輸入。CPU 取得如此所輸入之資訊，藉由前述之運算以求得對應藉該輸入資訊所指示之內容之濾波器係數。

另外，將各種之基本濾波器  $L_{man}$ 、 $L_{an}$ 、 $H_{msn}$ 、 $H_{sn}$ 、 $B_{msn}$ 、 $B_{sn}$  予以圖符化，予以顯示在顯示器畫面上（對應各圖符，將濾波器係數當成資料而記憶在記憶裝置），使用者藉由鍵盤或滑鼠之操作而在顯示器畫面上任意地組合這些圖符而加以配置。另外，其他必要的參數可藉由鍵盤或滑鼠之操作而輸入。而且，CPU 可以自動地運算對應圖符之排列或輸入參數之濾波器係數而求得。

另外，也可以利用安裝在個人電腦等之表格計算軟體的函數功能等，進行基本濾波器時之移動平均運算、縱向連接基本濾波器時之捲積運算等。在此情形之運算，實際上，係藉由安裝有表格計算軟體之個人電腦等的 CPU、ROM、RAM 等而進行。

另外，自動地將所求得之濾波器係數予以 FFT 轉換，將其結果當成頻率－增益特性圖而顯示在顯示器畫面上亦可。如此一來，可以視覺性地確認設計的濾波器之頻率特性，可以更容易地進行濾波器設計。

(37)

< 數位濾波器之構裝例 >

實際上，在將數位濾波器構裝於電子機器內或半導體積體電路之情形，如構成將藉由如前述之濾波器設計裝置所最終求得之數值列當成濾波器係數而具有之 FIR（有限脈衝響應型）濾波器即可。即如第 50 圖～第 52 圖所示般，單單藉由複數的 D 型正反器 1 與複數之係數器 2 與複數之加法器 3 與 1 個之位元移位電路 4、6 或者乘法器 5 而構成 1 個之數位濾波器，將以如前述之步驟所求得之最終的濾波器係數設定在該數位濾波器內的複數之係數器 2 之形式來構成。

在該情形下，所求得之濾波器係數的數目可藉由 10 位元之捨入處理而大幅加以削減，且藉由基於  $2^{10}$  倍之整數化處理而轉換為單純之整數。因此，分接頭數非常少，而且，基本上係數器 2 的部份不需要乘法器，可以位元移位電路予以對應，能夠以小的電路規模而高精度地實現所期望之頻率特性。

另外，也可以分別以硬體構成濾波器設計之際所使用的基本濾波器，藉由將彼等當成硬體而予以連接，以構裝數位濾波器。

如前述詳細所說明的，如依據第 1 實施形態，以任意地組合 1 個以上之基本濾波器而縱向連接之形式，算出濾波器係數，進而藉由捨入處理以大幅削減不需要的濾波器係數故，與習知的 FIR（有限脈衝響應型）濾波器相比，可以大幅削減分接頭數。另外，藉由將濾波器係數予以整

(38)

數化，位於個分接頭輸出之係數器可以位元移位電路構成故，變成不需要乘法器，構造之全部變成爲 D 型正反器及加減法器。因此，可以大幅削減電路元件數，能使電路規模變小之同時，也可以謀求消耗電力的降低、運算負荷之減輕等。

而且，藉由捨入處理而使濾波器係數的數目大幅減少故，爲了減少濾波器係數之數目，可以不需要習知之窗選。可不進行窗選而設計數位濾波器故，頻率特性不會產生捨位誤差。因此，可以高精度地實現數位濾波器之所期望的頻率特性。

另外，只以基本濾波器之組合可以構成數位濾波器，設計一事變成合成實際之頻率軸的頻率特性之作業。因此，濾波器設計單純而容易思考，即使不是熟練的技術人員，也可以極爲簡單地、感覺性地進行濾波器設計。

(第 2 實施形態)

接著，依據圖面說明本發明之第 2 實施形態。第 37 圖係顯示依據第 2 實施形態之數位濾波器的設計方法之步驟的流程圖。另外，第 38 圖係說明依據第 2 實施形態之數位濾波器的設計方法之概念用的頻率特性圖。

第 37 圖中，首先，產生數值列爲對稱型之第 1 濾波器係數（步驟 S1）。關於此第 1 濾波器係數之產生方法並無特別限定。濾波器係數之數值列如成爲對稱型，也可以使用利用近似式或窗函數之習知的設計法。另外，也可

(39)

以輸入表示所期望之頻率特性的複數之振幅值，將該輸入之數值列予以反傅利葉轉換後，藉由對於所獲得之數值列進行窗選，以求得第 1 濾波器係數。另外，也可以使用以第 1 實施形態所說明之設計法。最好為使用在第 1 實施形態（除了捨入處理）所說明之設計法，以產生第 1 濾波器係數。

第 38 圖中以符號 A 所示之頻率特性係顯示藉由以步驟 S1 所產生之第 1 濾波器係數所實現之原始濾波器的頻率－增益特性之一例。

接著，在藉由第 1 濾波器係數所表示之頻率－增益特性（第 38 圖中之 A）中，在取得極大值之位置具有接點，求得在該接點中，實現取得極小值之頻率－增益特性（第 38 圖中之 B）的對稱型之第 2 濾波器係數（步驟 S2）。頻率－增益特性如具有此種特徵，則使用哪種方法來產生第 2 濾波器係數都可以，例如可以藉由如下之運算來求得。

即再將構成原始濾波器之第 1 濾波器係數的數值列設為  $\{H_{-i}, H_{-(i-1)}, \dots, H_{-1}, H_0, H_1, \dots, H_{i-1}, H_i\}$  ( $H_0$  為中央值，以該中央值為界而成為對稱型。 $H_{-i}=H_i$ ,  $H_{-(i-1)}=H_{(i-1)}$ ,  $\dots$ ,  $H_{-1}=H_1$ ) 之情形，第 2 濾波器係數可藉由  $\{-\alpha H_{-i}, -\alpha H_{-(i-1)}, \dots, -\alpha H_{-1}, -\alpha H_0 + (1+\alpha), -\alpha H_1, \dots, -\alpha H_{i-1}, -\alpha H_i\}$  ( $\alpha$  為任意之整數) 之運算而求得。即中央值以外之係數全部予以  $-\alpha$  倍，只有中央值予以  $-\alpha$  倍後，進而加上  $(1+\alpha)$ ，以求得第 2 濾波

(40)

器係數。以下，將具有此第 2 濾波器係數之濾波器稱為「調整濾波器」。

如此一求得第 2 濾波器係數，則進行求得在縱向連接具有第 1 濾波器係數之原始濾波器，及具有第 2 濾波器係數之調整濾波器時所獲得之第 3 濾波器係數之運算（步驟 S3）。藉由縱向連接原始濾波器與調整濾波器，第 1 濾波器係數與第 2 濾波器係數被相乘、相加，而做出新的濾波器係數。縱向連接之運算內容係如第 1 實施形態所敘述的。

而且，對於藉此所產生的第 3 濾波器係數，藉由減少位元數之捨入處理，大幅削減不需要的濾波器係數之同時，藉由整數化以令濾波器係數簡化（步驟 S4）。

另外，在此處也與第 1 實施形態相同，不一定需要個別進行減少濾波器係數之位元數的處理與將係數值整數化之處理，可以藉由將係數值直接予以  $2^x$  倍或者  $N$  倍，捨入由其結果所獲得之值的小數點以下（捨去、進位或者四捨五入等），藉由 1 個之捨入運算同時進行減少濾波器係數之位元數的處理與將係數值整數化之處理。另外， $y$  位元之係數值比  $1/2^x$  小者全部設為零，關於係數值在  $1/2^x$  以上者，將係數值予以  $2^{x+X}$  倍（ $x+X < y$ ），進行捨入小數點以下之處理，以求得（ $x+X$ ）位元之經過整數化的濾波器係數。

在第 2 實施形態中，為了減少濾波器係數之數目，不一定需要習知之窗選。可以不進行窗選而設計濾波器故，

(41)

頻率特性不會產生捨位誤差。因此，遮段特性可獲得極大的改善，相位特性也是直線，可以獲得優異的濾波器特性。

另外，在此處，雖係以對於原始濾波器，縱向連接 1 個之調整濾波器之情形為例而做說明，但是，也可以縱向連接複數之調整濾波器。在此情形下，如第 37 圖中以點線之箭頭所示般，可將在步驟 S3 所產生之第 3 濾波器係數重新視為第 1 濾波器係數而回到步驟 S2。而且，依據該新的第 1 濾波器係數（在原始濾波器輸入單一脈衝之情形，相當於由第 1 段的調整濾波器所輸出之數值列），再度求得第 2 濾波器係數（產生新的調整濾波器）。

進而，藉由捲積運算如此所產生的新的第 1 濾波器係數與新的第 2 濾波器係數，以運算進而縱向連接新的調整濾波器之情形所獲得之新的第 3 濾波器係數。將此種運算只重複進行想要縱向連接之調整濾波器的數目後，對於在最終階段之步驟 S3 所產生的第 3 濾波器係數實行步驟 S4 之捨入處理。

第 39 圖係顯示原始濾波器（帶通濾波器）之頻率－增益特性，及對於此原始濾波器，縱向連接 1～3 個之調整濾波器之情形所獲得之頻率－增益特性圖。在第 39 圖中，41 係原始濾波器之頻率－增益特性，42 係在縱向連接 1 個之調整濾波器的情形所獲得之頻率－增益特性，43 係在縱向連接 2 個之調整濾波器的情形所獲得之頻率－增益特性，44 係在縱向連接 3 個之調整濾波器的情形所獲得

(42)

之頻率－增益特性。

如此第 39 圖所示般，對於原始濾波器，藉由縱向連接本實施形態之調整濾波器，可以濾波器之通過頻帶寬變廣，且可使阻止區域的傾斜變得急遽。藉由使縱向連接之調整濾波器的數目變多，可以獲得通過頻帶寬更廣，傾斜更急遽之濾波器特性。

另外，此第 39 圖係顯示設由第 1 濾波器係數求得第 2 濾波器係數時之參數  $\alpha$  的值為 1.5 之情形的頻率特性。如第 39 圖所示般，在  $\alpha \neq 1$  之情形，頻率特性的頂部產生少許之過衝或激振。但是，在設  $\alpha = 1$  時，頻率特性的頂部不會產生過衝或激振，成為平坦之特性。

第 40 圖係說明縱向連接本實施形態之調整濾波器的情形所獲得之頻率特性的變化原理圖。另外，此第 40 圖係說明基本原理用圖，與第 39 圖所示之頻率特性的波形並不一致。此第 40 圖係顯示設  $\alpha = 1$  之情形的原理。

第 40 (a) 圖係顯示對於原始濾波器，縱向連接第 1 個調整濾波器之情形的頻率－增益特性變化。在第 40 (a) 圖中，A 係原始濾波器之頻率－增益特性，B 係具有由該原始濾波器所具有之第 1 濾波器係數所產生的第 2 濾波器係數之第 1 個調整濾波器之頻率－增益特性，C 係顯示縱向連接原始濾波器與第 1 個調整濾波器之情形所獲得之頻率－增益特性。

即對於原始濾波器，在縱向連接 1 個之調整濾波器之情形的新的頻率－增益特性 C 係變成使原始濾波器之頻率

(43)

— 增益特性 A 與調整濾波器之頻率—增益特性 B 相乘之形式。在進而縱向連接第 2 個調整濾波器之情形，將對應如此所產生之頻率—增益特性 C 之第 3 濾波器係數新當成第 1 濾波器係數使用，求得關於第 2 個調整濾波器之新的第 2 濾波器係數。

第 40 (b) 圖係顯示進而縱向連接第 2 個調整濾波器之情形的頻率—增益特性變化。第 40 (b) 圖中，A' 係縱向連接第 1 個調整濾波器之情形的頻率—增益特性，與以第 40 (a) 之步驟所求得之頻率—增益特性 C 相同。B' 係具有由對應該頻率—增益特性 A' 之新的第 1 濾波器係數所產生的新的第 2 濾波器係數之第 2 個調整濾波器之頻率—增益特性。C' 係進而縱向連接第 2 個調整濾波器之情形所獲得之新的頻率—增益特性，變成使 2 個頻率—增益特性 A'、B' 相乘之形式。

此處，雖未圖示出，但是，在進而縱向連接第 3 個調整濾波器之情形，將對應以第 40 (b) 圖之步驟所產生的新的頻率—增益特性 C' 之濾波器係數再度當成第 1 濾波器係數使用，求得關於第 3 個調整濾波器之新的第 2 濾波器係數。而且，依循與前述相同之步驟，獲得新的頻率—增益特性。

如此，對於原始濾波器，藉由縱向連接複數之調整濾波器，可以使濾波器之通過頻帶寬變廣的同時，也可使阻止區域之傾斜變得急遽。在設  $\alpha = 1$  之情形，原始濾波器之頻率—增益特性與調整濾波器之頻率—增益特性係以振

(44)

幅為“1”之線為界而成為線對稱。因此，即使連接幾個調整濾波器，相乘之新的濾波器之頻率－增益特性不會超過振幅“1”之線，不會產生過衝與激振。基於此， $\alpha$ 之值以設為“1”為佳。

另一方面，如設 $\alpha$ 之值大於1，則雖多少會產生過衝或激振，但是，以1個調整濾波器之連接，可使變廣之通過頻帶寬的比例變大。因此，在想要以少數的調整濾波器而有效率地使通過頻帶寬變廣之情形，可使 $\alpha$ 之值變大。在此情形，設 $\alpha \neq 1$ ，在複數段縱向連接求得第2濾波器係數之調整濾波器後，藉由在最終段連接 $\alpha = 1$ 之調整濾波器，可以有效率地使通過頻帶寬變廣的同時，也可以獲得沒有過衝或激振之良好的頻率特性。

第41圖係顯示對於原始濾波器，縱向連接3段之 $\alpha = 1.5$ 的調整濾波器之同時，在最終段進而縱向連接 $\alpha = 1$ 之調整濾波器的情形所獲得之頻率特性圖。由此第41圖可以明白，如在最終段連接 $\alpha = 1$ 之調整濾波器，可以獲得通過頻帶寬變廣，阻止區域之傾斜變得急遽，且頂部為平坦之良好的頻率特性。另外，濾波器係數為對稱型故，相位之直線性也可獲得確保。另外， $\alpha < 1$ 時，藉由調整 $\alpha$ 之值，可以微調整通過頻率頻帶寬。

另外，在前述中，雖就帶通濾波器之設計而做說明，但是，低通濾波器或高通濾波器等也可以同樣的步驟來設計。第42圖係顯示原始之低通濾波器的頻率－增益特性，及對於此原始低通濾波器，縱向連接1~5個之調整濾

(45)

波器時所獲得之頻率－增益特性圖。此第 42 圖係顯示  $\alpha = 1$  時之頻率特性。

第 42 圖中，51 係原始低通濾波器之頻率－增益特性，52～56 係分別顯示縱向連接 1～5 個調整濾波器時所獲得之頻率－增益特性。如此第 42 圖所示般，在低通濾波器之情形，也與第 39 圖之高通濾波器相同，藉由縱向連接調整濾波器，可使濾波器之通過頻帶寬變廣，且使阻止區域的傾斜變得急遽。另外，藉由使縱向連接之調整濾波器的數目變多，可以獲得通過頻帶寬更廣，傾斜也更急遽之濾波器特性。

實現依據前述說明之第 2 實施形態之濾波器設計法用的裝置，也可以藉由硬體構造、DSP、軟體之任何一種來實現。例如，在藉由軟體來實現之情形，本實施形態之濾波器設計裝置實際可以電腦的 CPU 或 MPU、RAM、ROM 等構成，藉由記憶在 RAM 或 ROM 或者硬碟等之程式動作而實現。

求得第 1 濾波器係數一事，可與第 1 實施形態同樣的構成。即將關於各種基本濾波器  $L_{man}$ 、 $L_{an}$ 、 $H_{msn}$ 、 $H_{sn}$ 、 $B_{msn}$ 、 $B_{sn}$  之濾波器係數當成資料而記憶在記憶裝置。然後，使用者一指示關於基本濾波器  $L_{man}$ 、 $L_{an}$ 、 $H_{msn}$ 、 $H_{sn}$ 、 $B_{msn}$ 、 $B_{sn}$  之任意的組合與連接順序、插入在各濾波器間之零值的數目  $k$ 、基本濾波器之相同種類縱向連接數目  $M$  等，CPU 使用記憶在前述記憶裝置之濾波器係數的資料，藉由前述運算求得對應所指示之內容的濾波器係

(46)

數。

另外，由第 1 濾波器係數來求得調整濾波器之第 2 濾波器係數一事，是 CPU 將數值列的中央值以外之係數全部予以  $-\alpha$  倍，只有中央值予以  $-\alpha$  倍，進而藉由加上  $(1+\alpha)$ ，可以如此進行。另外，由第 1 濾波器係數及第 2 濾波器係數來求得縱向連接之第 3 濾波器係數一事，也可以藉由 CPU 進行如前述第 24 圖之運算而進行。進而，濾波器係數之捨入處理也可以藉由 CPU 而自動地進行。

另外，利用安裝在個人電腦等之表格計算軟體之函數功能等，也可以進行求得第 1 濾波器係數之運算、求得第 2 濾波器係數之運算、求得第 3 濾波器係數之運算、捨入處理第 3 濾波器係數之運算。在此情形的運算，實際上係藉由安裝有表格計算軟體之個人電腦等的 CPU、ROM、RAM 等而進行。

另外，自動地將所求得之濾波器係數予以 FFT 轉換，將其結果當成頻率－增益特性圖而顯示在顯示器畫面上亦可。如此一來，可以視覺性地確認所設計的濾波器之頻率特性，可以更容易地進行濾波器設計。

實際在將數位濾波器構裝於電子機器內或半導體積體電路之情形，係如第 50 圖～第 52 圖所示般，如構成將藉由如前述之濾波器設計裝置所最終求得之數值列當成濾波器係數而加以具有之 FIR（有限脈衝響應型）濾波器即可。在此情形，所求得之濾波器係數的數目也藉由捨入處理而被大幅削減，且被轉換為單純之整數。因此，基本上並

(47)

不需要乘法器，可以位元移位器加以對應，可以小規模電路而高精度地實現所期望之頻率特性。

另外，分別將原始濾波器與調整濾波器當成硬碟構成，藉由將彼等當成硬體而連接，也可以構裝數位濾波器。

(第 3 實施形態)

接著，依據圖面說明本發明之第 3 實施形態。第 43 圖及第 44 圖係顯示依據第 3 實施形態之數位濾波器的設計方法之步驟流程圖。另外，第 45 圖～第 48 圖係說明依據第 3 實施形態之數位濾波器的設計方法之概念用的頻率特性圖。

第 43 圖係顯示依據第 3 實施形態之數位濾波器設計方法之整體處理的流向流程圖。第 43 圖中，手煙，產生濾波器係數之數值列為對稱型之基本濾波器（步驟 S11）。此基本濾波器係具有具當成濾波處理對象之取樣頻率  $f_s$  之  $1/\beta$ （ $\beta$  為 1 以上之整數）的通過頻帶寬之頻率－增益特性者。第 45 圖係顯示基本濾波器之頻率－增益特性。此第 45 圖係顯示將取樣頻率  $f_s$  之一半予以 128 等分之頻帶寬的基本濾波器之頻率－增益特性。

接著，對於具有如第 45 圖之頻率－增益特性的基本濾波器，藉由進行頻率移位之運算，產生相互鄰接之濾波器群在振幅  $1/2$  之部份相重疊，基本濾波器之頻率－增益特性在各特定頻率移位之複數的頻率移位濾波器（步驟 S12）。此頻率移位可藉由如下之運算而進行。

(48)

設基本濾波器之濾波器係數列為  $\{H_{-i}^0, H_{-(i-1)}^0, H_{-(i-2)}^0, \dots, H_{-1}^0, H_0^0, H_1^0, \dots, H_{i-2}^0, H_{i-1}^0, H_i^0\}$  (以係數  $H_0^0$  為中心而成為對稱型)，設由基本濾波器數起第  $\gamma$  個之頻率移位濾波器 (將基本濾波器之頻率 - 增益特性只做「特定頻率  $\times \gamma$ 」之頻率移位者) 之濾波器係數列為  $\{H_{-i}^\gamma, H_{-(i-1)}^\gamma, H_{-(i-2)}^\gamma, \dots, H_{-1}^\gamma, H_0^\gamma, H_1^\gamma, \dots, H_{i-2}^\gamma, H_{i-1}^\gamma, H_i^\gamma\}$  之情形，第  $\gamma$  個之頻率移位濾波器的係數號碼  $j$  ( $j = -i, -(i-1), -(i-2), \dots, -1, 0, 1, \dots, i-2, i-1, i$ ) 之係數  $H_j^\gamma$  係可藉由：

$$H_j^\gamma = H_j^0 * 2 \cos(2\pi \gamma j / \beta / 2) \text{ ) 而求得。}$$

例如，第  $\gamma$  個之頻率移位濾波器的係數號碼  $-i$  之係數  $H_{-i}^\gamma$  係可藉由：

$$H_{-i}^\gamma = H_{-i}^0 * 2 \cos(2\pi \gamma (-1) / \beta / 2) \text{ ) 而求得。另}$$

外，係數號碼  $-(i-1)$  之係數  $H_{-(i-1)}^\gamma$  可藉由：

$$H_{-(i-1)}^\gamma = H_{-(i-1)}^0 * 2 \cos(2\pi \gamma (-(i-1) / \beta / 2)$$

) 而求得。其他的係數  $\{H_{-(i-2)}^\gamma, \dots, H_{-1}^\gamma, H_0^\gamma, H_1^\gamma, \dots, H_{i-2}^\gamma, H_{i-1}^\gamma, H_i^\gamma\}$  也可藉由同樣的運算而求得。

第 46 圖係顯示在此步驟 S12 所產生的複數之頻率移位濾波器所具有之頻率 - 增益特性 (虛線係基本濾波器之頻率 - 增益特性)。藉由前述步驟 S11 及步驟 S12 之處理，可以獲得濾波器群具有在振幅  $1/2$  部份重疊之頻率 - 增益特性之複數的濾波器的濾波器係數群。藉由頻率移位所產生的濾波器之個數雖係任意，但是，在基本濾波器之頻帶寬為將取樣頻率  $f_s$  的一半予以 128 分割者時，舉其

(49)

一例為，含基本濾波器與頻率移位濾波器，合計為 128 個。藉由此處所產生之濾波器的個數所決定之頻率範圍，係成為最終產物之數位濾波器的設計區域。

而且，由在前述步驟 S11 及步驟 S12 所產生的複數之濾波器中取出任意的 1 個以上之濾波器，藉由將這些的濾波器係數依對應之係數號碼彼此而相加，求得新的濾波器係數（步驟 S13）。例如，在將由基本濾波器算起，第  $\gamma$  個之頻率移位濾波器與第  $(\gamma + 1)$  個之頻率移位濾波器相加之情形，所求得之濾波器係數係變成：

$$\{H_{.i}^{\gamma} + H_{.i}^{\gamma+1}, H_{.(i-1)}^{\gamma} + H_{.(i-1)}^{\gamma+1}, H_{.(i-2)}^{\gamma} + H_{.(i-2)}^{\gamma+1}, \dots, H_{.1}^{\gamma} + H_{.1}^{\gamma+1}, H_0^{\gamma} + H_0^{\gamma+1}, H_1^{\gamma} + H_1^{\gamma+1}, \dots, H_{i-2}^{\gamma} + H_{i-2}^{\gamma+1}, H_{i-1}^{\gamma} + H_{i-1}^{\gamma+1}, H_i^{\gamma} + H_i^{\gamma+1}\}。$$

第 47 圖係顯示在此步驟 S13 所產生的數位濾波器所具有之頻率－增益特性的一例圖。另外，在此第 47 圖中，頻率軸之尺度與第 45 圖、第 46 圖相比，被大幅壓縮。此第 47 圖所示之頻率－增益特性係顯示取出相當於  $\gamma = 0 \sim 31$  及  $\gamma = 33 \sim 38$  之複數的濾波器，藉由將彼等之濾波器係數依對應的係數號碼彼此予以相加所產生之數位濾波器的頻率特性圖。

如前述般，相互鄰接之濾波器係在振幅  $1/2$  的部份剛好重疊而所製作故，如將這些濾波器係數相加，振幅剛好成為“1”。其結果為，所獲得之濾波器的通過區域的頂部被平坦化。因此，如將相當於  $\gamma = 0 \sim 31$  之 32 個的濾波器之係數相加，那些 32 個之濾波器的頂部被平坦化，

(50)

可以獲得具有  $(f_s/2/128) \times 32$  之帶寬的通過區域。另外，相當於  $\gamma = 32$  之濾波器係非相加的對象故，該部份產生陷波。進而，如將相當於  $\gamma = 33 \sim 38$  之 6 個濾波器的係數予以相加，則那些 6 個濾波器之頂部被平坦化，可以獲得具有  $(f_s/2/128) \times 6$  之帶寬的通過區域。藉由以上，可以獲得在  $\gamma = 0 \sim 38$  的部份具有通過區域，且在  $\gamma = 32$  的部份具有陷波之特殊形狀的低通濾波器。

接著，對於在步驟 S13 所產生的濾波器係數，藉由減少位元數之捨入處理，可以大幅削減不需要的濾波器係數之同時，藉由整數化可以令濾波器係數簡化（步驟 S14）。

另外，此處也與第 1 實施形態相同，不需要個別進行減少濾波器係數之位元數的處理與將係數值整數化之處理，可將係數值直接予以  $2^x$  倍或  $N$  倍，將該結果所獲得之值的小數點以下捨入（捨去、進位或者四捨五入等），藉此，可藉由 1 個捨入運算同時進行減少濾波器係數之位元數的處理與將係數值整數化之處理。另外， $y$  位元之係數值比  $1/2^x$  小者全部設為零，關於係數值在  $1/2^x$  以上者，將係數值予以  $2^{x+X}$  倍（ $x+X < y$ ），進行捨入小數點以下之處理，以求得  $(x+X)$  位元之經過整數化的濾波器係數亦可。

在第 3 實施形態中，為了減少濾波器係數之數目，不一定需要習知之窗選。可以不進行窗選。可以不進行窗選而設計濾波器故，頻率特性不會產生捨位誤差。因此，遮

(51)

段特性可獲得極大的改善，相位特性也是直線，可以獲得優異的濾波器特性。

接著，詳細說明前述步驟 S11 之基本濾波器的產生方法。在本發明中，關於此基本濾波器的產生方法並無特別限制。只要是濾波器係數的數值列為對稱型，可以使用各種的產生方法。例如，可以使用利用近似式或窗函數之習知的設計法。另外，也可以使用將表示所期望之頻率特性的複數之振幅值予以反傅利葉轉換之設計法。另外，也可以使用在第 1 實施形態所說明之設計法（除了捨入處理）。

第 44 圖係顯示基本濾波器之產生處理的一例之流程圖。在第 44 圖中，首先，對於具有對稱型之基本的數值列當成濾波器係數之如第 1 實施形態的基本濾波器，藉由在數值列之間插入複數的“0”，調整濾波器帶寬（步驟 S21）。例如，在構成基本低通濾波器 L4a4 之濾波器係數的數值列  $\{-1, 0, 9, 16, 9, 0, -1\}$  之間各插入一個“0”。

如第 23 圖所示般，由數值列為  $\{-1, 0, 9, 16, 9, 0, -1\}$  所成之濾波器係數的基本低通濾波器 L4a4 係實現在中心頻率的兩側各有一個通過區域之低通濾波器特性者。如在此種基本低通濾波器 L4a4 之濾波器係數間各插入 1 個“0”，則該頻率－增益特性之頻率軸（對於頻率方向之週期）變成  $1/2$ ，通過區域之數目變成 2 倍。同樣地，如在濾波器係數間插入之“0”的數目為  $k$  個，則該頻率

(52)

— 增益特性之頻率軸變成  $1 / (k+1)$ 。

因此，藉由設插入之“0”的數目為 127 個，可以獲得具有將取樣頻率  $f_s$  的一半予以 128 等分之頻帶寬當成通過區域之低通濾波器的頻率—增益特性。但是，在此原狀下，變成在比中心頻率低的頻帶內存在 128 個之通過區域的連續波之頻率特性故，需要由此連續波取出構成如第 45 圖之基本濾波器的單獨波之頻率特性。進行此取出者，係在以下說明的步驟 S22、S23 之處理。

在進行單獨波之取出時，首先，產生如第 48 圖所示之窗濾波器 WF（步驟 S22）。此窗濾波器 WF 係具有只有如第 45 圖之基本濾波器而應抽出之單獨波的通過區域與共通之通過區域的濾波器。而且，藉由縱向連接此種窗濾波器 WF 與基本低通濾波器 L4a4（127），抽出如第 45 圖之基本濾波器（步驟 S23）。此窗濾波器 WF 與基本低通濾波器 L4a4（127）之縱向連接，可以藉由在第 24 圖所說明的濾波器係數之運算而進行。

在本發明中，窗濾波器之產生方法並無特別限定，可以使用各種之產生方法。舉其一例為，輸入表示窗濾波器 WF 之頻率特性的複數之振幅值，將該輸入之數值列予以反傅利葉轉換之方法。如所周知，對於某數值列如進行傅利葉轉換（FFT）之處理，則可獲得對應該數值列之頻率—增益特性的波形。因此，輸入表示所期望之頻率—增益特性的波形之數值列，將其反 FFT，如抽出其之實數項，則可獲得實現該頻率—增益特性所必要的原始數值列。此

數值列係相當於求得之窗濾波器 WF 的濾波器係數。

另外，在構成理想的濾波器上，本來需要無限個之濾波器係數，濾波器的分接頭數目也需要無限個。因此，爲了使與所期望之頻率特性的誤差變小，對應濾波器係數的數目之輸入資料的數目在頻率誤差進入必要範圍內之程度下，是愈多愈好。但是，關於窗濾波器 WF，只要在該通過區域之中全部包含有只是基本濾波器的通過區域即可，並不要求其以上之精度。因此，數值列之輸入資料數（窗濾波器 WF 之濾波器係數的數目）可以不需要那麼多。

表示窗濾波器 WF 之頻率特性的振幅值之輸入可直接輸入各取樣點之數值，也可以在表示頻率－增益特性之 2 維輸入縱標上，描繪所期望之頻率特性的波形，將所描繪之波形置換輸入於對應其之數值列。如使用後者之輸入手法，可一面將所期望之頻率－增益當成影像而加以確認，一面進行資料輸入故，可以直覺地容易進行表示所期望之頻率特性的資料之輸入。

實現後者之輸入手法的手段可考慮幾種。例如，可以考慮在電腦的顯示器畫面上顯示表示頻率－增益特性之 2 維平面，在該 2 維平面上藉由 GUI（使用者圖型界面）等描繪所期望之頻率特性的波形，將其數值資料化之方法。另外，可使用數位板或繪圖機等之指向裝置以代替電腦化面上之 GUI。此處所舉之手法不過是單純之例子，也可藉由此以外之手法來輸入數值列。另外，此處雖將所期望之頻率－增益特性當成數值列加以輸入，也可當成表示該頻

率－增益特性之波形的函數而加以輸入。

另外，無使用窗濾波器 WF，藉由輸入表示基本濾波器之頻率特性的振幅值，而加以反 FFT 轉換，也可直接求得基本濾波器之濾波器係數。但是，藉由反 FFT 運算，要構成理想之基本濾波器上（為了使與所期望之頻率特性的誤差變小），需要使對應濾波器係數之數目的輸入資料的數目變得非常多。在此情形下，構成基本濾波器之濾波器係數的數目變得非常巨大，利用此所產生之最終產物的濾波器係數的數目也變得非常巨大。因此，在希望儘可能減少濾波器係數之數目的情形，如前述般，最好使用窗濾波器 WF 而產生基本濾波器。

如前述般，一求得基本濾波器之濾波器係數，藉由頻率移位之運算，進而求得複數之頻率移位濾波器的濾波器係數。而且，由基本濾波器及複數之頻率移位濾波器之中取出任意之 1 個以上的濾波器，藉由將彼等之濾波器係數依對應之係數號碼彼此予以相加，求得新的濾波器係數。藉由任意地改變所抽出的濾波器，可以產生具有任意的頻率特性之數位濾波器。

另外，對於如前述般所求得之濾波器係數的數值列，藉由減少位元數之捨入處理，可大幅削減不需要的濾波器係數之同時，藉由整數化，可以令濾波器係數簡化。因此，並不需要爲了減少濾波器係數之數目之如習知的窗選。

可不進行窗選而設計濾波器故，頻率特性不會產生捨位誤差。因此，可以極大的改善遮斷特性，相位特性也是

(55)

直線，可以獲得優異之濾波器特性。

第 47 圖係顯示一部份具有陷波之低通濾波器的產生例，在此以外，也可產生在任意的頻率頻帶具有通過區域之低通濾波器或高通濾波器、帶通濾波器、帶阻濾波器。進而，梳子型濾波器或具有其他特殊之頻率特性之數位濾波器也可以簡單地產生。另外，在產生基本濾波器時，如使分割數（ $\beta$  之數目）變大，可基本濾波器及各頻率移位濾波器之阻止區域的傾斜變大之同時，對於濾波器設計區域之分解能也變高故，可以產生與期望之頻率特性精密地一致之數位濾波器。

爲了實現依據前述說明之第 3 實施形態之數位濾波器的設計方法用之裝置，可藉由硬體構造、DSP、軟體之任何一種來實現。例如，在藉由軟體來實現之情形，本實施形態之濾波器設計裝置，實際上係以電腦的 CPU 或者 MPU、RAM、ROM 等構成，藉由記憶在 RAM 或 ROM 或者硬碟等之程式動作而實現。

例如，利用安裝在個人電腦等之表格計算軟體的函數功能等，可進行求得基本濾波器之運算、求得頻率移位濾波器之運算、由基本濾波器與複數之頻率移位濾波器中，將任意所選擇者之濾波器係數予以相加之運算。在此情形之運算，實際上係藉由安裝有表格計算軟體之個人電腦等之 CPU、ROM、RAM 等所進行。

另外，事先計算基本濾波器之濾波器係數與複數之頻率移位濾波器之濾波器係數，記憶在記憶裝置，CPU 抽出

(56)

由使用者操作鍵盤或滑鼠而選擇者而加以運算亦可。第 49 圖係顯示在該情形之數位濾波器設計裝置的構造例之方塊圖。

第 49 圖中，61 係濾波器係數表格，記憶包含前述之基本濾波器之濾波器係數，及複數之頻率移位濾波器之濾波器係數之濾波器係數群（構成濾波器設計區域之全部頻率頻帶的濾波器係數群）之表格資料。圖中，橫軸數字係表示濾波器的號碼。即 0 號之列係記憶基本濾波器之濾波器係數，第 1 號以後之列係記憶頻率移位濾波器之濾波器係數。62 係控制器，進行裝置整體之控制。

63 係操作部，係由基本濾波器及複數之頻率移位濾波器中選擇任意之 1 個以上的濾波器用。此操作部 13 例如藉由鍵盤或滑鼠等之輸入裝置所構成。64 係顯示部，表示選擇任意之 1 個以上之濾波器時的選擇畫面。此選擇畫面可以是表示濾波器係數表格 61 之列號碼，令其選擇其一者，也可以是表示如第 46 圖之頻率特性的波形，令其選擇其一者。

65 係運算部，將由基本濾波器及複數之頻率移位濾波器中，藉由操作部 13 所選擇之濾波器的濾波器係數（控制器 12 由濾波器係數表格 11 所讀出）依對應的係數號碼予以相加，藉此，求得數位濾波器之濾波器係數。此運算部 65 係對於如此求得之濾波器係數的資料，藉由捨去下位數位元，將  $y$  位元之資料捨入為  $x$  位元之處理，或者也進行將  $x$  位元之係數值予以  $2^x$  倍，捨入小數點以下之處

(57)

理。

在如此構成之數位濾波器設計裝置中，藉由事先求得基本濾波器及複數之頻率移位濾波器之濾波器係數，予以表格資料化，可以單單將使用者操作操作部 63 所選擇之濾波器的濾波器係數予以相加之極為簡單的運算，來設計所期望之數位濾波器。

實際上，在將數位濾波器構裝於電子機器內或半導體積體電路之情形，如第 50 圖～第 52 圖所示般，如構成將藉由如前述之濾波器設計裝置所最終求得之數值列當成濾波器係數而具有之 FIR（有限脈衝響應型）濾波器即可。在此情形下，所求得之濾波器係數的數目可藉由捨入處理而大幅削減之同時，也被轉換為單純之整數。因此，基本上不需要乘法器，可以位元移位電路加以對應，可以小電路規模而高精度地實現所期望之頻率特性。

另外，也可以將基本濾波器與頻率移位濾波器分別當成硬體而構成，藉由將彼等當成硬體而連接，以構裝數位濾波器。

如依據如前述般所構成之第 3 實施形態，可由基本濾波器及由其所產生之複數的頻率移位濾波器之中選擇所期望之 1 個以上的濾波器，將該濾波器係數予以相加之極為簡單的處理，可以精密地設計具有任意形狀之頻率－增益特性之數位濾波器。進而，藉由捨入處理，可以大幅削減不需要的濾波器係數之同時，可使濾波器係數簡化。藉此，可以極為小電路規模來構成高精度地實現所期望之頻率

(58)

特性之數位濾波器。

另外，在前述第 3 實施形態中，基本單元濾波器之濾波器係數的數值列，雖就使用  $\{-1, 0, 9, 19, 9, 0, -1\}$  之例子做說明，但是，本發明並不限定於此。如數值列成爲對稱型，則可以使用於本發明。

另外，在前述第 3 實施形態中，雖就作爲基本濾波器雖使用低通濾波器，將其頻率移位於高頻側之例子而做說明，但是，本發明並不限定於此。作爲基本濾波器可以使用高通濾波器，將其頻率移位於低頻側，作爲基本濾波器可以使用帶通濾波器，將其頻率移位於高頻側及低頻側。

另外，在前述第 3 實施形態中，運算部 63 在進行將藉由操作部 13 所選擇的 1 個以上之濾波器的濾波器係數（控制器 12 由濾波器係數表格 11 所讀出者）予以相加而算出新的濾波器係數之運算時，對於該所選擇的 1 個以上之濾波器的濾波器係數，可個別進行任意之權重附加。如此一來，可以極爲簡單地設計具有只強調特定頻率頻帶、或令特定頻率頻帶衰減之任意形狀的頻率－增益特性之數位濾波器。另外，利用此特性之圖型均衡器等也可以簡單地設計。

此外，前述第 1～第 3 實施形態都不過是顯示實施本發明時之具體化的一例，並不是藉彼等來限定地解釋本發明之技術範圍。即本發明在不脫離其精神、或者其之主要的特徵下，可以各種形式加以實施。

(59)

產業上之利用可能性

本發明係有用於具備由複數之延遲器所成之含分接頭延遲線，個別藉由濾波器係數將各分接頭之輸出訊號予以數倍後，將彼等之相乘結果予以相加而輸出之形式的 FIR（有限脈衝響應型）數位濾波器。

【圖式簡單說明】

第 1 圖係顯示基本低通濾波器  $L4an$  之濾波器係數圖。

第 2 圖係顯示基本低通濾波器  $L4a4$  之頻率特性圖。

第 3 圖係顯示基本低通濾波器  $L4an$  之頻率－增益特性圖。

第 4 圖係顯示基本低通濾波器  $Lan$  之濾波器係數圖。

第 5 圖係顯示基本低通濾波器  $La4$  之頻率特性圖。

第 6 圖係顯示基本低通濾波器  $Lan$  之頻率－增益特性圖。

第 7 圖係顯示基本高通濾波器  $H4sn$  之濾波器係數圖。

第 8 圖係顯示基本高通濾波器  $H4s4$  之頻率特性圖。

第 9 圖係顯示基本高通濾波器  $H4sn$  之頻率－增益特性圖。

第 10 圖係顯示基本高通濾波器  $Hsn$  之濾波器係數圖。

第 11 圖係顯示基本高通濾波器  $Hs4$  之頻率特性圖。

(60)

第 12 圖係顯示基本高通濾波器  $H_{sn}$  之頻率－增益特性圖。

第 13 圖係顯示基本帶通濾波器  $B_{4sn}$  之濾波器係數圖。

第 14 圖係顯示基本帶通濾波器  $B_{4s4}$  之頻率特性圖。

第 15 圖係顯示基本帶通濾波器  $B_{4sn}$  之頻率－增益特性圖。

第 16 圖係顯示基本帶通濾波器  $B_{sn}$  之濾波器係數圖。

第 17 圖係顯示基本帶通濾波器  $B_{s4}$  之頻率特性圖。

第 18 圖係顯示基本帶通濾波器  $B_{sn}$  之頻率－增益特性圖。

第 19 圖係顯示在基本高通濾波器  $H_{msn}$  中，以  $m$  為參數之頻率－增益特性圖。

第 20 圖係顯示參數  $n$  對於參數  $m$  之最佳值圖。

第 21 圖係顯示參數  $m$  與參數  $n$  對於其之最佳值的關係，及參數  $m$  及參數  $x$  對於其之關係圖。

第 22 圖係顯示基本高通濾波器  $H_{msn}$  之脈衝響應圖。

第 23 圖係顯示基本低通濾波器  $L_{4a4}$ 、 $L_{4a4}(1)$  之頻率－增益特性圖。

第 24 圖係說明縱向連接基本濾波器之情形的濾波器係數之運算內容用圖。

第 25 圖係顯示基本低通濾波器  $(L_{4a4})^M$  之頻率－增益特性圖。

(61)

第 26 圖係顯示基本高通濾波器 (H4s4)<sup>M</sup> 之頻率－增益特性圖。

第 27 圖係模型地顯示藉由基本濾波器之縱向連接之帶通濾波器的設計法之圖。

第 28 圖係顯示藉由基本濾波器之縱向連接之帶通濾波器之具體的設計例圖。

第 29 圖係顯示藉由基本濾波器之縱向連接之帶通濾波器之具體的設計例圖。

第 30 圖係模型地顯示藉由不同種類之基本濾波器之縱向連接，以令頻帶寬變窄之手段圖。

第 31 圖係模型地顯示藉由相同種類之基本濾波器之縱向連接，以令頻帶寬變寬之手段圖。

第 32 圖係模型地顯示微調整頻帶寬之手段圖。

第 33 圖係將以 16 位元之運算精度，實際算出之濾波器係數值（捨入處理前者）予以曲線化之圖。

第 34 圖係顯示捨入處理濾波器係數前之數位濾波器之頻率特性圖。

第 35 圖係顯示對於第 33 圖之濾波器係數，進行 10 位元之捨入處理的結果所留下之 41 分接頭（含零值之段數為 46 段）份之濾波器係數值，及將其整數化後之係數值圖。

第 36 圖係顯示以 16 位元之運算精度算出濾波器係數後，將其捨入為 10 位元，進而加以整數化之情形的頻率－增益特性圖。

(62)

第 37 圖係顯示依據第 2 實施形態之數位濾波器之設計方法的步驟流程圖。

第 38 圖係說明依據第 2 實施形態之數位濾波器之設計方法之概念用的頻率特性圖。

第 39 圖係顯示原始帶通濾波器之頻率－增益特性，及對於此原始帶通濾波器，縱向連接 1～3 個之調整濾波器之情形所獲得之頻率－增益特性圖。

第 40 圖係說明縱向連接依據第 2 實施形態之調整濾波器之情形所獲得之頻率特性的變化原理用圖。

第 41 圖係顯示對於原始帶通濾波器，3 段縱向連接  $\alpha = 1.5$  之調整濾波器之同時，在最終段，進而縱向連接  $\alpha = 1$  之調整濾波器之情形所獲得之頻率特性圖。

第 42 圖係顯示原始低通濾波器之頻率－增益特性，及對於此原始低通濾波器，縱向連接 1～5 個調整濾波器之情形所獲得之頻率－增益特性圖。

第 43 圖係顯示依據第 3 實施形態之數位濾波器之設計方法的步驟流程圖。

第 44 圖係顯示依據第 3 實施形態之基本濾波器之產生方法的步驟流程圖。

第 45 圖係顯示依據第 3 實施形態之基本濾波器之頻率－增益特性圖。

第 46 圖係顯示依據第 3 實施形態之基本濾波器，及由其所產生之複數的頻率移位濾波器之頻率－增益特性圖。

(63)

第 47 圖係顯示依據第 3 實施形態之濾波器設計法所產生之數位濾波器之頻率－增益特性之一例圖。

第 48 圖係說明藉由窗濾波器之基本濾波器的取得用之頻率－增益特性圖。

第 49 圖係顯示依據第 3 實施形態之數位濾波器之設計裝置的構造例之方塊圖。

第 50 圖係顯示依據第 1 實施形態之數位濾波器之構造例之方塊圖。

第 51 圖係顯示依據第 2 實施形態之數位濾波器之構造例之方塊圖。

第 52 圖係顯示依據第 3 實施形態之數位濾波器之構造例之方塊圖。

【主要元件符號說明】

11：濾波器係數表格

12：控制器

13：操作部

61：濾波器係數表格

62：控制器

63：操作部

64：顯示部

65：運算部

### 五、中文發明摘要

發明之名稱：數位濾波器之設計方法及裝置、記錄有數位濾波器設計用程式之電腦可讀取之媒體、數位濾波器

例如，算出任意地組合將具有特定之特性的對稱型之數值列當成濾波器係數而具有之有限脈衝響應型之 1 個以上的基本濾波器而縱向連接之情形的濾波器係數，對於該算出的濾波器係數之  $y$  位元的資料，藉由進行捨去下位數位元之捨入處理，以求得  $x$  位元 ( $x < y$ ) 之濾波器係數，不須進行如習知之窗選，可大幅地削減不需要的濾波器係數，同時，頻率特性不會產生由於窗選所致之捨位誤差，可以小的電路規模而高精度地實現具有所期望之頻率特性的數位濾波器。

### 六、英文發明摘要

發明之名稱：

(1)

## 十、申請專利範圍

1. 一種數位濾波器之設計方法，其特徵為具有：

算出將具有數值列為對稱型，以使該數值列之合計值不為零，該數值列之每隔 1 個之合計值為相同符號且彼此相等的方式而設定其值之基本的濾波器係數，或者，數值列為對稱型，以使該數值列之合計值為零，該數值列之每隔 1 個之合計值為相反符號且彼此相等的方式而設定其值之基本的濾波器係數之有限脈衝響應型之 1 個以上的基本濾波器予以任意組合而縱向連接時的濾波器係數之第 1 步驟，及

對於在前述第 1 步驟所算出的濾波器係數之資料，藉由進行捨入下位數位元之捨入處理，以減少濾波器係數之位元數之第 2 步驟。

2. 如申請專利範圍第 1 項所記載之數位濾波器之設計方法，其中，進而具有，對於在前述第 1 步驟所算出的  $y$  位元之濾波器係數，藉由將在前述第 2 步驟進行前述捨入處理所求得之  $x$  位元 ( $x < y$ ) 之濾波器係數予以  $2^x$  倍，以使濾波器係數整數化之第 3 步驟。

3. 如申請專利範圍第 1 項所記載之數位濾波器之設計方法，其中，進而具有，對於在前述第 1 步驟所算出的  $y$  位元之濾波器係數，藉由將在前述第 2 步驟進行前述捨入處理所求得之  $x$  位元 ( $x < y$ ) 之濾波器係數予以  $N$  倍 ( $N$  為 2 的冪次以外之值)，而捨去小數點以下之第 2 捨入處理，使濾波器係數整數化之第 3 步驟。

(2)

4. 如申請專利範圍第 1 項所記載之數位濾波器之設計方法，其中，在前述第 2 步驟中，藉由將在前述第 1 步驟所算出的  $y$  位元之濾波器係數予以  $2^x$  倍，進行捨去小數點以下之處理，以求得  $x$  位元 ( $x < y$ ) 之經過整數化的濾波器係數。

5. 如申請專利範圍第 1 項所記載之數位濾波器之設計方法，其中，在前述第 2 步驟中，藉由將在前述第 1 步驟所算出的  $y$  位元之濾波器係數予以  $N$  倍 ( $N$  為 2 的冪次以外之值)，進行捨去小數點以下之處理，以求得  $x$  位元 ( $x < y$ ) 之經過整數化的濾波器係數。

6. 如申請專利範圍第 1 項所記載之數位濾波器之設計方法，其中，在前述第 2 步驟中，將在前述第 1 步驟所算出的  $y$  位元之濾波器係數的資料值比  $1/2^x$  小者全部設為零，關於前述資料值為  $1/2^x$  以上者，藉由將前述資料值予以  $2^{x+X}$  倍 ( $x+X < y$ )，進行捨入小數點以下之處理，求得 ( $x+X$ ) 位元之經過整數化之濾波器係數。

7. 如申請專利範圍第 1 項所記載之數位濾波器之設計方法，其中，前述基本之濾波器係數係由：藉由重複對於由 “-1,  $m$ , -1” 之比率所成之數值列，將運算前之原資料與只比其特定延遲量前的前資料相加，進行振幅調整而予以輸出之移動平均運算共  $n$  次所求得之數值列所成。

8. 如申請專利範圍第 1 項所記載之數位濾波器之設計方法，其中，前述基本之濾波器係數係由：藉由重複對於由 “-1,  $m$ , -1” 之比率所成之數值列，從運算前之原

(3)

資料減去只比其特定延遲量前的前資料，進行振幅調整而予以輸出之移動平均運算共  $n$  次所求得之數值列所成。

9. 如申請專利範圍第 1 項所記載之數位濾波器之設計方法，其中，前述 1 個以上之基本濾波器，係包含：具有略相同之中心頻率的基本高通濾波器與基本低通濾波器。

10. 如申請專利範圍第 1 項所記載之數位濾波器之設計方法，其中，藉由在構成前述基本的濾波器係數之數值列的各數值之間各插入數個零值，以使前述基本濾波器之通過區域的頻帶寬變窄。

11. 如申請專利範圍第 1 項所記載之數位濾波器之設計方法，其中，在以  $YF$  表示前述基本濾波器之情形，則：

$$a * YF^{M1} - b YF^{M2}$$

但是，對於  $YF$  之乘法，係表示前述基本濾波器之縱向連接， $a$ 、 $b$ 、 $M1$ 、 $M2$  係表示前述基本濾波器之縱向連接之係數，藉由縱向連接前述基本濾波器以令  $a > b$ 、 $M1 > M2$  之關係成立，以使前述基本濾波器之通過區域的頻帶寬變廣。

12. 如申請專利範圍第 1 項所記載之數位濾波器之設計方法，其中，在前述第 1 步驟與前述第 2 步驟之間，具有第 4 步驟及第 5 步驟；

在前述第 4 步驟中，算出於藉由在前述第 1 步驟所算出的前述第 1 濾波器係數所表示之第 1 頻率振幅特性中，

(4)

具有極大值之位置具有接點，在該接點中，實現取得極小值之第 2 頻率振幅特性之對稱型的第 2 濾波器係數；

在前述第 5 步驟中，算出在縱向連接具有前述第 1 濾波器係數之第 1 濾波器及具有前述第 2 濾波器係數之第 2 濾波器之情形所獲得之第 3 濾波器係數；

在前述第 2 步驟中，對於在前述第 5 步驟所算出的前述第 3 濾波器係數之  $y$  位元的資料，藉由進行捨入下位數位元之捨入處理，而求的  $x$  位元 ( $x < y$ ) 之濾波器係數。

13. 一種數位濾波器之設計方法，其特徵為具有：

對於實現具有取樣頻率的整數分之 1 的通過頻帶寬之頻率振幅特性的基本濾波器，藉由進行頻率移位之運算，產生實現相互鄰接之濾波器群在振幅  $1/2$  之部份相互重疊，前述基本濾波器之頻率振幅特性各被移位特定頻率之頻率振幅特性之複數的頻率移位濾波器之第 1 步驟，及

在包含前述基本濾波器及前述頻率移位濾波器之複數的濾波器中，抽出任意之 1 個以上的濾波器，藉由將其之濾波器係數予以相加以求得新的濾波器係數之第 2 步驟，及

對於在前述第 2 步驟所算出的濾波器係數之資料，藉由進行捨入下位數位元之捨入處理，以減少濾波器係數之位元數之第 3 步驟。

14. 如申請專利範圍第 13 項所記載之數位濾波器之設計方法，其中，進而具有，對於在前述第 2 步驟所算出的  $y$  位元之濾波器係數，藉由將在前述第 3 步驟進行前述

(5)

捨入處理所求得之  $x$  位元 ( $x < y$ ) 之濾波器係數予以  $2^x$  倍，以使濾波器係數整數化之第 4 步驟。

15. 如申請專利範圍第 13 項所記載之數位濾波器之設計方法，其中，進而具有，對於在前述第 2 步驟所算出的  $y$  位元之濾波器係數，藉由將在前述第 3 步驟進行前述捨入處理所求得之  $x$  位元 ( $x < y$ ) 之濾波器係數予以  $N$  倍 ( $N$  為 2 的冪次以外之值)，而捨去小數點以下之第 2 捨入處理，使濾波器係數整數化之第 4 步驟。

16. 如申請專利範圍第 13 項所記載之數位濾波器之設計方法，其中，在前述第 3 步驟中，藉由將在前述第 2 步驟所算出的  $y$  位元之濾波器係數予以  $2^x$  倍，進行捨去小數點以下之處理，以求得  $x$  位元 ( $x < y$ ) 之經過整數化的濾波器係數。

17. 如申請專利範圍第 13 項所記載之數位濾波器之設計方法，其中，在前述第 3 步驟中，藉由將在前述第 2 步驟所算出的  $y$  位元之濾波器係數予以  $N$  倍 ( $N$  為 2 的冪次以外之值)，進行捨去小數點以下之處理，以求得  $x$  位元 ( $x < y$ ) 之經過整數化的濾波器係數。

18. 如申請專利範圍第 13 項所記載之數位濾波器之設計方法，其中，在前述第 3 步驟中，將在前述第 2 步驟所算出的  $y$  位元之濾波器係數的資料值比  $1/2^x$  小者全部設為零，關於前述資料值為  $1/2^x$  以上者，藉由將前述資料值予以  $2^{x+X}$  倍 ( $x+X < y$ )，進行捨入小數點以下之處理，求得 ( $x+X$ ) 位元之經過整數化之濾波器係數。

(6)

19. 一種數位濾波器之設計裝置，其特徵為具備：

將數值列為對稱型，以使該數值列之合計值不為零，該數值列之每隔 1 個之合計值為相同符號且彼此相等的方式而設定其值之基本的濾波器係數，及數值列為對稱型，以使該數值列之合計值不為零，該數值列之每隔 1 個之合計值為相反符號且彼此相等的方式而設定其值之基本的濾波器係數之資料予以記憶之基本濾波器係數記憶手段，及

進行使用記憶在前述基本濾波器係數記憶手段之資料，算出任意地組合具有前述基本的濾波器係數之有限脈衝響應型之 1 個以上的基本濾波器而予以縱向連接之情形的濾波器係數之運算，及對於該算出之濾波器係數的資料，藉由進行捨入下位數位元之捨入處理，以減少濾波器係數之位元數之運算之運算手段。

20. 如申請專利範圍第 19 項所記載之數位濾波器之設計裝置，其中，前述運算手段係進而具備有，藉由將對於使用記憶在前述基本濾波器係數記憶手段之資料所算出的  $y$  位元之濾波器係數，藉由進行前述捨入處理而求得之  $x$  位元 ( $x < y$ ) 之濾波器係數予以  $2^x$  倍，以使濾波器係數整數化之手段。

21. 如申請專利範圍第 19 項所記載之數位濾波器之設計裝置，其中，前述運算手段係進而具備有，藉由將對於使用記憶在前述基本濾波器係數記憶手段之資料所算出的  $y$  位元之濾波器係數，藉由進行前述捨入處理而求得之  $x$  位元 ( $x < y$ ) 之濾波器係數予以  $N$  倍 ( $N$  為 2 的幕次以

(7)

外之值)，以捨入小數點以下之第 2 捨入處理，以使濾波器係數整數化之手段。

22. 如申請專利範圍第 19 項所記載之數位濾波器之設計裝置，其中，前述運算手段係藉由將前述濾波器係數之  $y$  位元的資料予以  $2^x$  倍，進行捨入小數點以下之捨入處理，以求得  $x$  位元 ( $x < y$ ) 之經過整數化之濾波器係數。

23. 如申請專利範圍第 19 項所記載之數位濾波器之設計裝置，其中，前述運算手段係藉由將前述濾波器係數之  $y$  位元的資料予以  $N$  倍 ( $N$  為 2 的幕次以外之值)，進行捨入小數點以下之捨入處理，以求得  $x$  位元 ( $x < y$ ) 之經過整數化之濾波器係數。

24. 如申請專利範圍第 19 項所記載之數位濾波器之設計裝置，其中，前述運算手段係藉由使前述濾波器係數的資料值比  $1/2^x$  小者全部設為零，關於前述資料值為  $1/2^x$  以上者，藉由將前述資料值予以  $2^{x+X}$  倍 ( $x+X < y$ )，進行捨入小數點以下之處理，求得  $(x+X)$  位元之經過整數化之濾波器係數。

25. 如申請專利範圍第 19 項所記載之數位濾波器之設計裝置，其中，前述基本之濾波器係數係由：藉由重複對於由 “-1,  $m$ , -1” 之比率所成之數值列，將運算前之原資料與只比其特定延遲量前的前資料相加，進行振幅調整而予以輸出之移動平均運算共  $n$  次所求得之數值列所成。

(8)

26. 如申請專利範圍第 19 項所記載之數位濾波器之設計裝置，其中，前述基本之濾波器係數係由：藉由重複對於由“-1, m, -1”之比率所成之數值列，從運算前之原資料減去只比其特定延遲量前的前資料，進行振幅調整而予以輸出之移動平均運算共 n 次所求得之數值列所成。

27. 如申請專利範圍第 19 項所記載之數位濾波器之設計裝置，其中，前述運算手段戲具備，在構成前述基本之濾波器係數之數值列的各數值之間各插入數個之零值之手段。

28. 如申請專利範圍第 19 項所記載之數位濾波器之設計裝置，其中，在以 YF 表示前述基本濾波器之情形，前述運算手段為：

$$a * YF^{M1} - b YF^{M2}$$

但是，對於 YF 之乘法，係表示前述基本濾波器之縱向連接，a、b、M1、M2 係表示前述基本濾波器之縱向連接之係數，具備進行運算以令  $a > b$ 、 $M1 > M2$  之關係成立之手段。

29. 一種數位濾波器之設計裝置，其特徵為具備：

將數值列為對稱型，以使該數值列之合計值不為零，該數值列之每隔 1 個之合計值為相同符號且彼此相等的方式而設定其值之基本的濾波器係數，及數值列為對稱型，以使該數值列之合計值不為零，該數值列之每隔 1 個之合計值為相反符號且彼此相等的方式而設定其值之基本的濾波器係數之資料予以記憶之基本濾波器係數記憶手段，及

(9)

進行使用記憶在前述基本濾波器係數記憶手段之資料，算出任意地組合具有前述基本的濾波器係數之有限脈衝響應型之 1 個以上的基本濾波器而予以縱向連接之情形的濾波器係數之運算、求得實現在藉由前述第 1 濾波器係數所表示之第 1 頻率振幅特性中，於具有極大值之位置具有接點，在該接點中，取得極小值之第 2 頻率振幅特性之對稱型的第 2 濾波器係數之運算、求得在縱向連接具有前述第 1 濾波器係數之第 1 濾波器與具有前述第 2 濾波器係數之第 2 濾波器之情形所獲得之第 3 濾波器係數之運算、及對於前述第 3 濾波器係數之資料，藉由進行捨入下位數位元之捨入處理，以減少濾波器係數之位元數之運算之運算手段。

30. 如申請專利範圍第 29 項所記載之數位濾波器之設計裝置，其中，前述運算手段係進而具備有，將對於  $y$  位元之前述第 3 濾波器係數，藉由進行前述捨入處理所求得之  $x$  位元 ( $x < y$ ) 之濾波器係數予以  $2^x$  倍，以使濾波器係數整數化之手段。

31. 如申請專利範圍第 29 項所記載之數位濾波器之設計裝置，其中，前述運算手段係進而具備有，將對於  $y$  位元之前述第 3 濾波器係數，藉由進行前述捨入處理所求得之  $x$  位元 ( $x < y$ ) 之濾波器係數予以  $N$  倍 ( $N$  為 2 的冪次以外之值)，以捨入小數點以下之第 2 捨入處理，以使濾波器係數整數化之手段。

32. 如申請專利範圍第 29 項所記載之數位濾波器之

(10)

設計裝置，其中，前述運算手段係藉由將前述濾波器係數之  $y$  位元的資料予以  $2^x$  倍，進行捨入小數點以下之捨入處理，以求得  $x$  位元 ( $x < y$ ) 之經過整數化之濾波器係數。

33. 如申請專利範圍第 29 項所記載之數位濾波器之設計裝置，其中，前述運算手段係藉由將前述濾波器係數之  $y$  位元的資料予以  $N$  倍 ( $N$  為 2 的冪次以外之值)，進行捨入小數點以下之捨入處理，以求得  $x$  位元 ( $x < y$ ) 之經過整數化之濾波器係數。

34. 如申請專利範圍第 29 項所記載之數位濾波器之設計裝置，其中，前述運算手段係藉由使前述濾波器係數的資料值比  $1/2^x$  小者全部設為零，關於前述資料值為  $1/2^x$  以上者，藉由將前述資料值予以  $2^{x+X}$  倍 ( $x+X < y$ )，進行捨入小數點以下之處理，求得 ( $x+X$ ) 位元之經過整數化之濾波器係數。

35. 一種數位濾波器之設計裝置，其特徵為具備：

記憶包含實現具有取樣頻率的整數分之 1 的通過頻帶寬之頻率振幅特性之基本濾波器的濾波器係數，及實現相互鄰接之濾波器群在振幅  $1/2$  之部份相重疊，前述基本濾波器之頻率振幅特性各被移位特定頻率之頻率振幅特性之複數的頻率移位濾波器之濾波器係數之濾波器係數群的表格資料之係數表格記憶手段，及

進行在記憶於前述係數表格記憶手段之濾波器係數群中，藉由將所指定的 1 個以上之濾波器的濾波器係數相加

(11)

，以算出新的濾波器係數之運算、及對於該算出的濾波器係數之資料，藉由進行捨入下位數位元之捨入處理，以減少濾波器係數之位元數之運算之運算手段。

36. 如申請專利範圍第 35 項所記載之數位濾波器之設計裝置，其中，前述運算手段係在進行藉由將前述所指定之 1 個以上的濾波器之濾波器係數相加，算出新的濾波器係數之運算時，對於前述所指定之 1 個以上之濾波器的濾波器係數，分別進行任意之權重附加。

37. 如申請專利範圍第 35 項所記載之數位濾波器之設計裝置，其中，前述運算手段係進而具備：藉由將對於藉由算出前述新的濾波器係數之運算所求得之  $y$  位元的濾波器係數，藉由進行前述捨入處理所求得之  $x$  位元 ( $x < y$ ) 之濾波器係數予以  $2^x$  倍，以使濾波器係數整數化之手段。

38. 如申請專利範圍第 35 項所記載之數位濾波器之設計裝置，其中，前述運算手段係進而具備：藉由將對於藉由算出前述新的濾波器係數之運算所求得之  $y$  位元的濾波器係數，藉由進行前述捨入處理所求得之  $x$  位元 ( $x < y$ ) 之濾波器係數予以  $N$  倍 ( $N$  為 2 之冪次以外之值)，進行捨入小數點以下之第 2 捨入處理，以使濾波器係數整數化之手段。

39. 如申請專利範圍第 35 項所記載之數位濾波器之設計裝置，其中，前述運算手段係藉由將前述濾波器係數之  $y$  位元的資料予以  $2^x$  倍，進行捨入小數點以下之捨入

(12)

處理，以求得  $x$  位元 ( $x < y$ ) 之經過整數化之濾波器係數。

40. 如申請專利範圍第 35 項所記載之數位濾波器之設計裝置，其中，前述運算手段係藉由將前述濾波器係數之  $y$  位元的資料予以  $N$  倍 ( $N$  為 2 的冪次以外之值)，進行捨入小數點以下之捨入處理，以求得  $x$  位元 ( $x < y$ ) 之經過整數化之濾波器係數。

41. 如申請專利範圍第 35 項所記載之數位濾波器之設計裝置，其中，前述運算手段係藉由使前述濾波器係數的資料值比  $1/2^x$  小者全部設為零，關於前述資料值為  $1/2^x$  以上者，藉由將前述資料值予以  $2^{x+X}$  倍 ( $x+X < y$ )，進行捨入小數點以下之處理，求得 ( $x+X$ ) 位元之經過整數化之濾波器係數。

42. 一種電腦可讀取之媒體，其特徵為：

記錄有使電腦實行關於如申請專利範圍第 1 項～第 18 項中任一項所記載之數位濾波器之設計方法之處理步驟用之數位濾波器設計用程式。

43. 一種電腦可讀取之媒體，其特徵為：

記錄有使電腦作用為如申請專利範圍第 19 項～第 41 項中任一項所記載之各手段用之數位濾波器設計用程式。

44. 一種有限脈衝響應型之數位濾波器，其特徵為：

將利用如申請專利範圍第 1 項～第 18 項中任一項所記載之設計方法，或者如申請專利範圍第 19 項～第 41 項中任一項所記載之設計裝置，所算出之數值列當成濾波器

(13)

係數而具有之。

45. 一種數位濾波器，其特徵為：

將藉由利用如申請專利範圍第 1 項～第 18 項中任一項所記載之設計方法，或者如申請專利範圍第 19 項～第 41 項中任一項所記載之設計裝置，所算出之濾波器係數分別予以數倍後，將彼等之相乘結果予以相加而使之輸出所構成。

46. 一種數位濾波器，其特徵為：

具備由複數之延遲器所成之含分接頭延遲線，藉由使用如申請專利範圍第 2 項、第 4 項、第 14 項或第 16 項中任一項所記載之設計方法，或者如申請專利範圍第 20 項、第 22 項、第 30 項、第 32 項、第 37 項或者第 39 項中任一項所記載之設計裝置而所求得之濾波器係數，分別將各分接頭之輸出訊號予以數倍後，將彼等之相乘結果予以相加，將該相加結果予以  $1/2^x$  倍而加以輸出所構成。

47. 一種數位濾波器，其特徵為：

具備由複數之延遲器所成之含分接頭延遲線，藉由使用如申請專利範圍第 3 項、第 5 項、第 15 項或第 17 項中任一項所記載之設計方法，或者如申請專利範圍第 21 項、第 23 項、第 31 項、第 33 項、第 38 項或者第 40 項中任一項所記載之設計裝置而所求得之濾波器係數，分別將各分接頭之輸出訊號予以數倍後，將彼等之相乘結果予以相加，將該相加結果予以  $1/N$  倍而加以輸出所構成。

48. 一種數位濾波器，其特徵為：

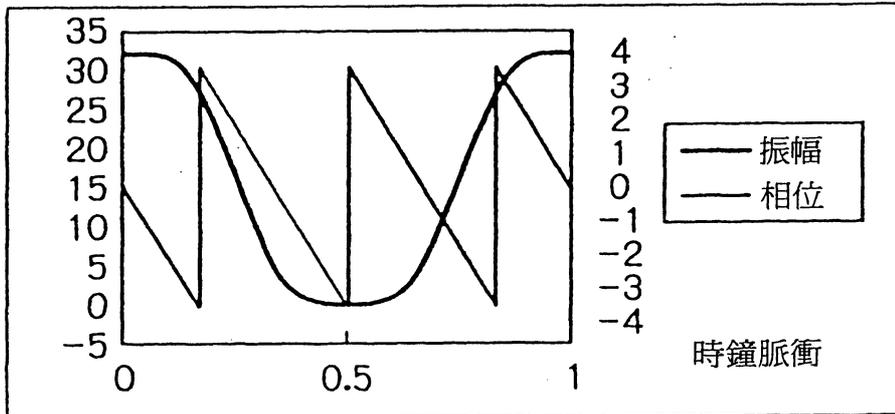
(14)

具備由複數之延遲器所成之含分接頭延遲線，藉由使用如申請專利範圍第 6 項、或第 18 項中任一項所記載之設計方法，或者如申請專利範圍第 24 項、第 34 項、或者第 41 項中任一項所記載之設計裝置而所求得之濾波器係數，分別將各分接頭之輸出訊號予以數倍後，將彼等之相乘結果予以相加，將該相加結果予以  $1/2^{x+x}$  倍而加以輸出所構成。

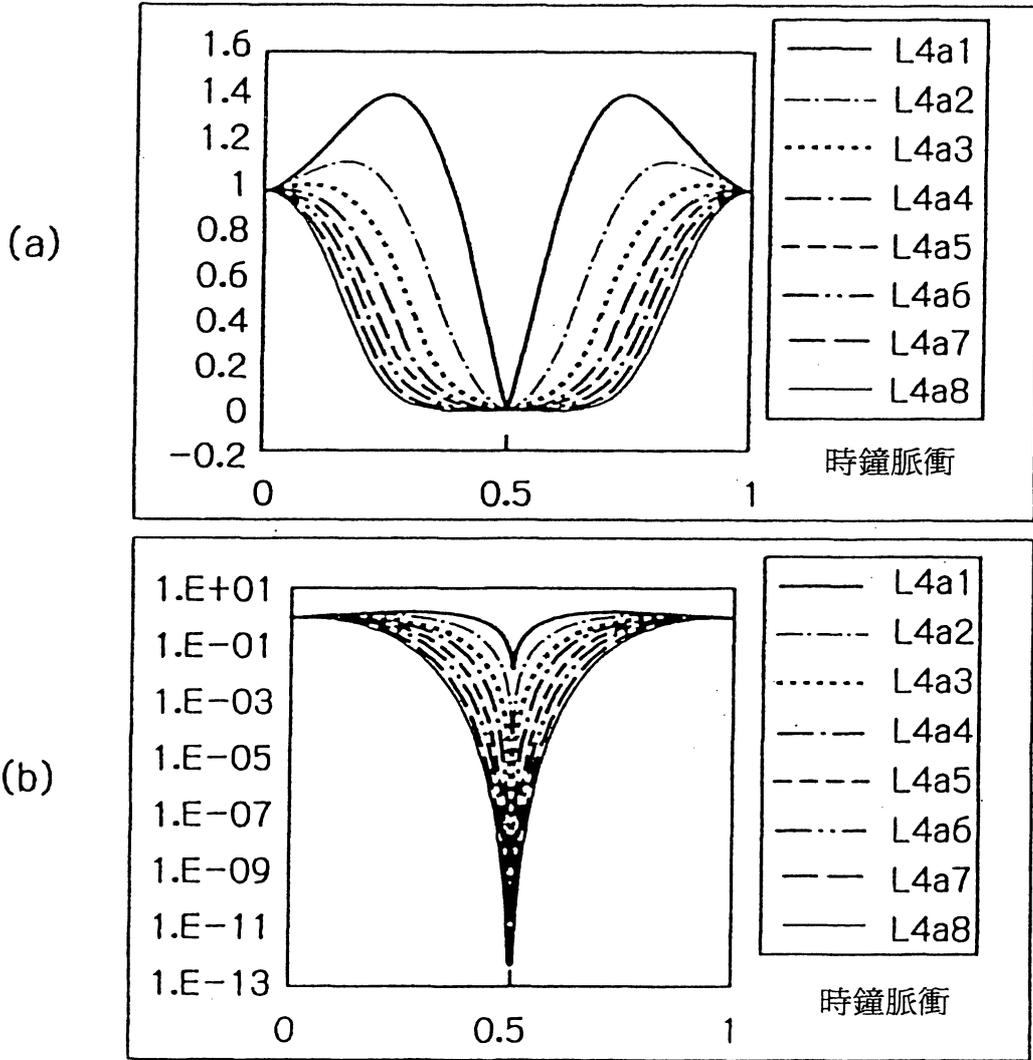
第1圖

	L4a1	L4a2	L4a3	L4a4	L4a5	L4a6	L4a7	L4a8
-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1
4	3	2	1	0	-1	-2	-3	-4
-1	3	6	8	9	9	8	6	3
	-1	2	8	16	25	34	42	48
	0	-1	1	9	25	50	84	126
	0	0	-1	0	9	34	84	168
	0	0	0	-1	-1	8	42	126
	0	0	0	0	-1	-2	6	48
	0	0	0	0	0	-1	-3	3
	0	0	0	0	0	0	-1	-4
	0	0	0	0	0	0	0	-1
	0	0	0	0	0	0	0	0

第2圖



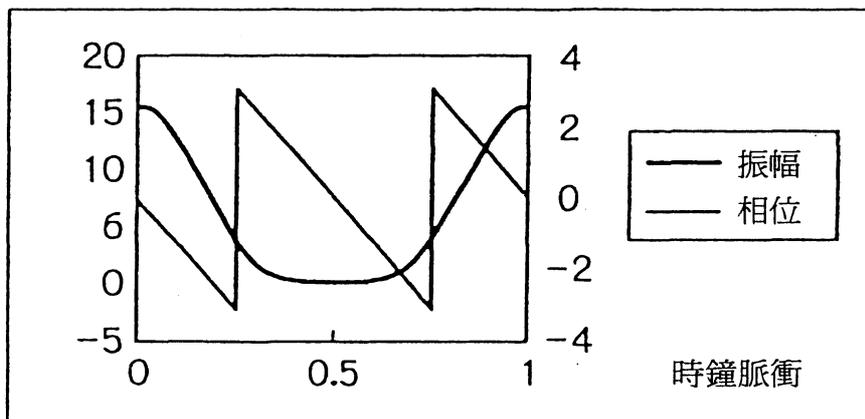
第3圖



第4圖

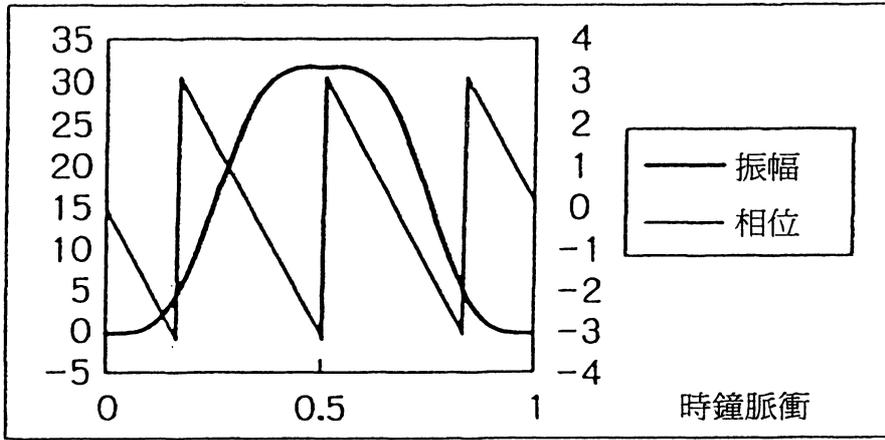
	La1	La2	La3	La4	La5	La6	La7	La8
1	1	1	1	1	1	1	1	1
	1	2	3	4	5	6	7	8
	0	1	3	6	10	15	21	28
	0	0	1	4	10	20	35	56
	0	0	0	1	5	15	35	70
	0	0	0	0	1	6	21	56
	0	0	0	0	0	1	7	28
	0	0	0	0	0	0	1	8
	0	0	0	0	0	0	0	1

第5圖

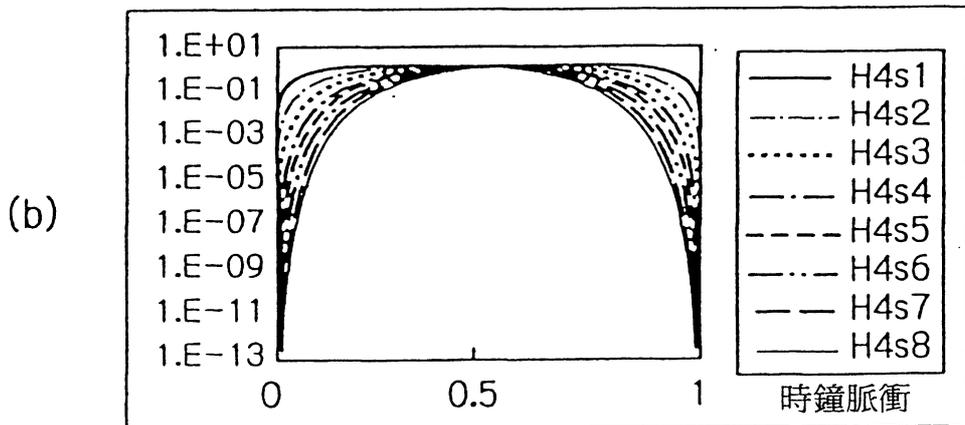
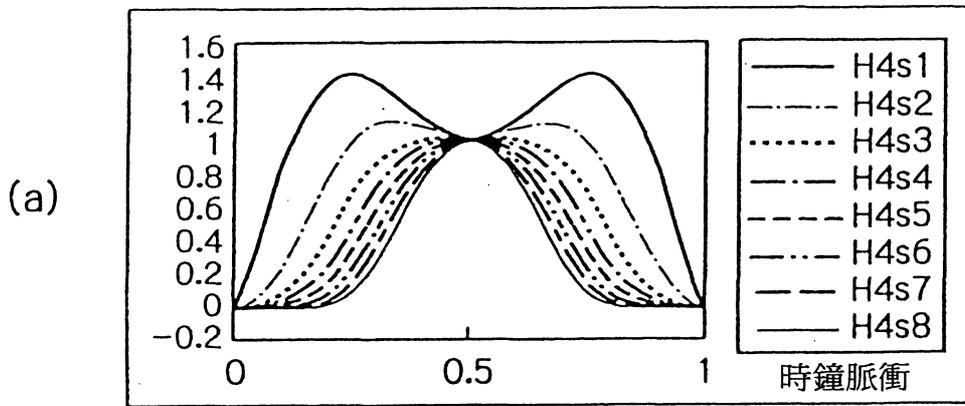




第8圖



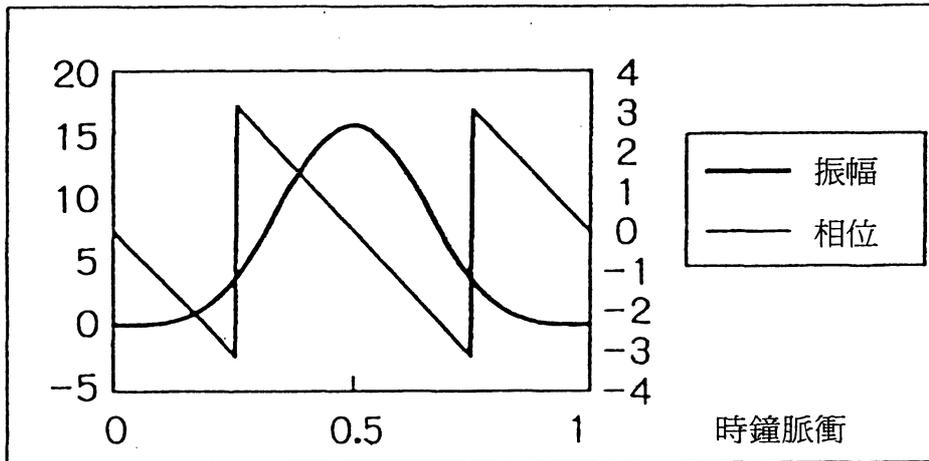
第9圖



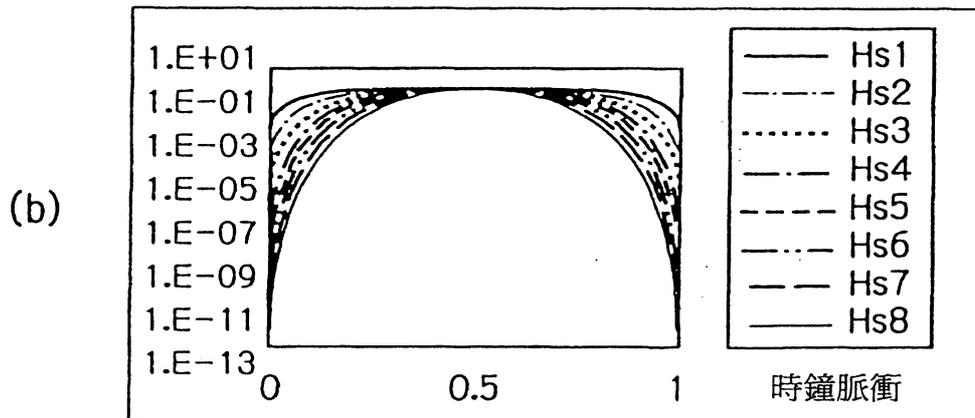
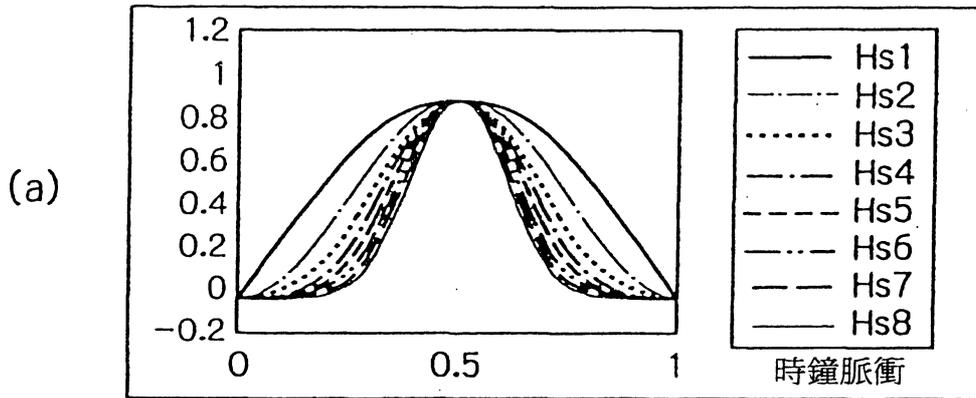
第10圖

	Hs1	Hs2	Hs3	Hs4	Hs5	Hs6	Hs7	Hs8
1	1	1	1	1	1	1	1	1
	-1	-2	-3	-4	-5	-6	-7	-8
	0	1	3	6	10	15	21	28
	0	0	-1	-4	-10	-20	-35	-56
	0	0	0	1	5	15	35	70
	0	0	0	0	-1	-6	-21	-56
	0	0	0	0	0	1	7	28
	0	0	0	0	0	0	-1	-8
	0	0	0	0	0	0	0	1

第11圖



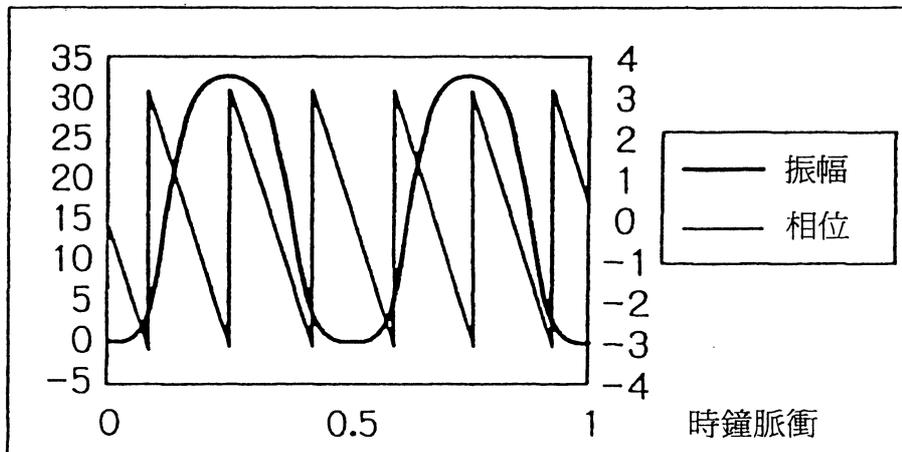
第12圖



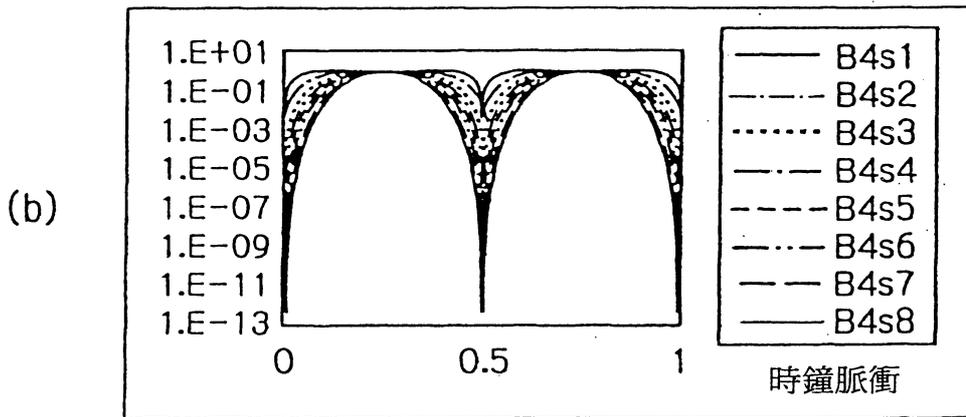
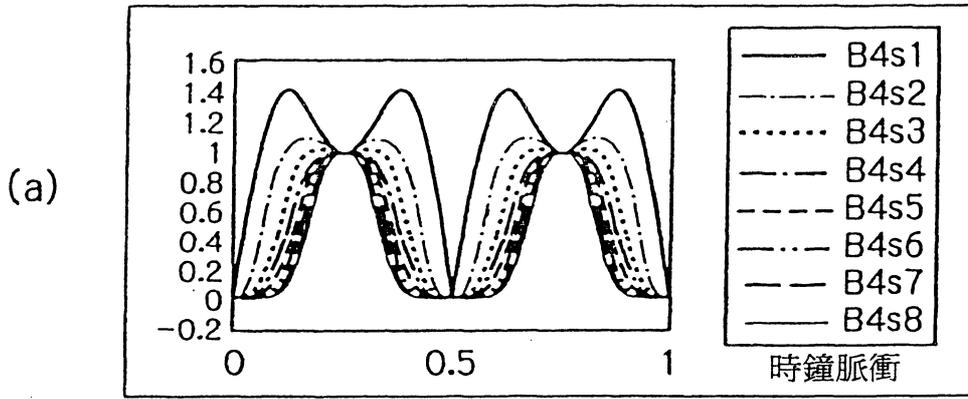
第13圖

	B4s1	B4s2	B4s3	B4s4	B4s5	B4s6	B4s7	B4s8
1	1	1	1	1	1	1	1	1
0	0	0	0	0	0	0	0	0
4	3	2	1	0	-1	-2	-3	-4
0	0	0	0	0	0	0	0	0
1	-3	-6	-8	-9	-9	-8	-6	-3
0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	-1	2	8	16	25	34	42	48
0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	1	-1	-9	-25	-50	-84	-126
0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	0	-1	0	9	34	84	168
0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	0	0	1	1	-8	-42	-126
0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	0	0	0	-1	-2	6	48
0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	0	0	0	0	1	3	-3
0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	0	0	0	0	0	-1	-4
0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	0	0	0	0	0	0	1
0	0	0	0	0	0	0	0	0

第14圖



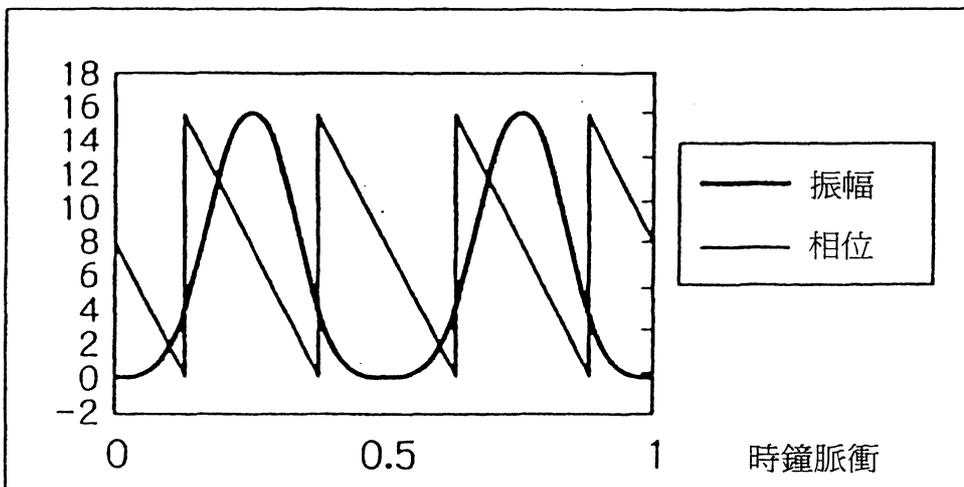
# 第15圖



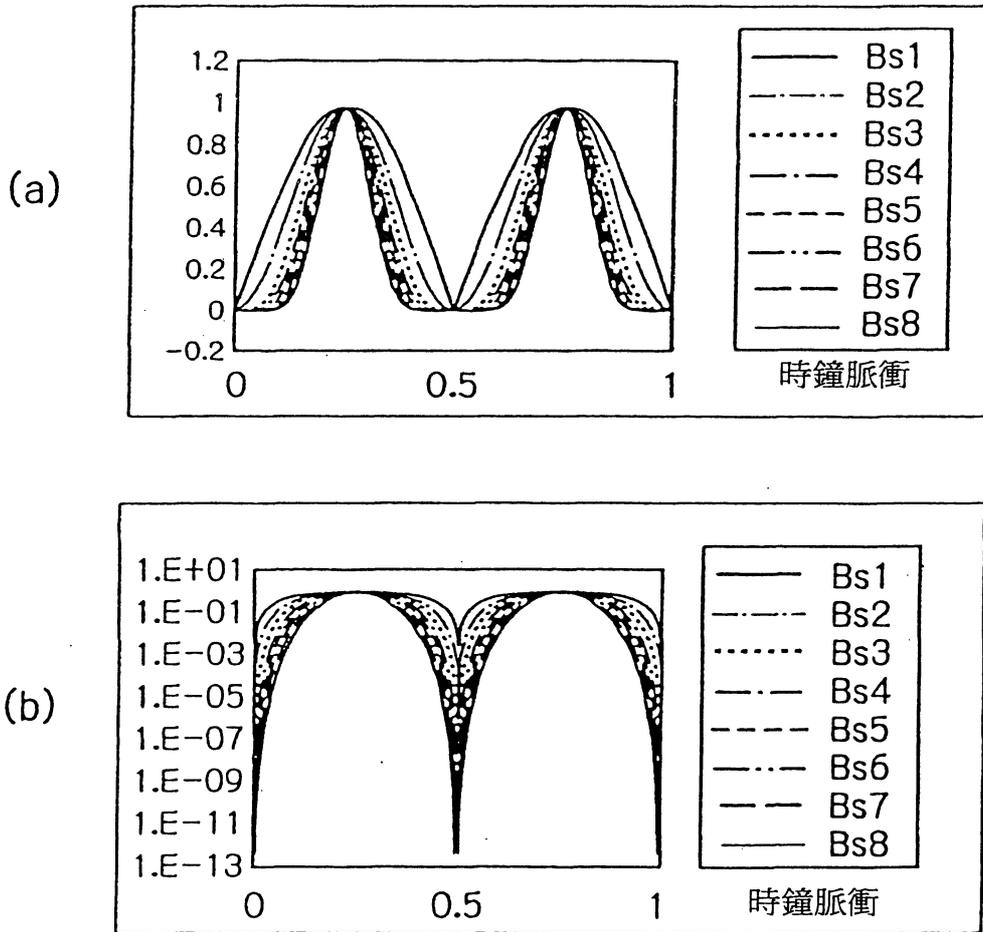
第16圖

	Bs1	Bs2	Bs3	Bs4	Bs5	Bs6	Bs7	Bs8
1	1	1	1	1	1	1	1	1
	0	0	0	0	0	0	0	0
	-1	-2	-3	-4	-5	-6	-7	-8
	0	0	0	0	0	0	0	0
	0	1	3	6	10	15	21	28
	0	0	0	0	0	0	0	0
	0	0	-1	-4	-10	-20	-35	-56
	0	0	0	0	0	0	0	0
	0	0	0	1	5	15	35	70
	0	0	0	0	0	0	0	0
	0	0	0	0	-1	-6	-21	-56
	0	0	0	0	0	0	0	0
	0	0	0	0	0	1	7	28
	0	0	0	0	0	0	0	0
	0	0	0	0	0	0	-1	-8
	0	0	0	0	0	0	0	0
	0	0	0	0	0	0	0	1

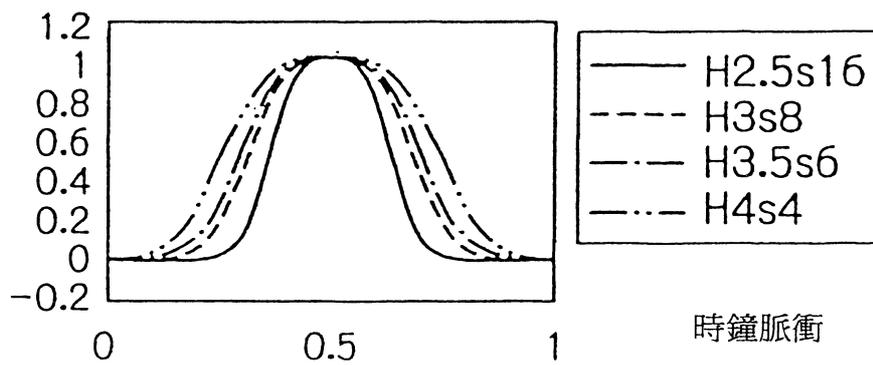
第17圖



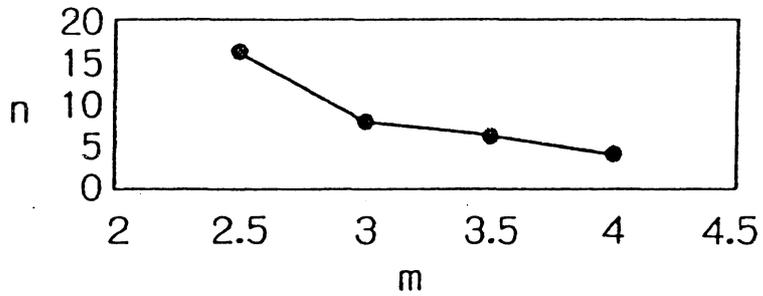
第18圖



第19圖



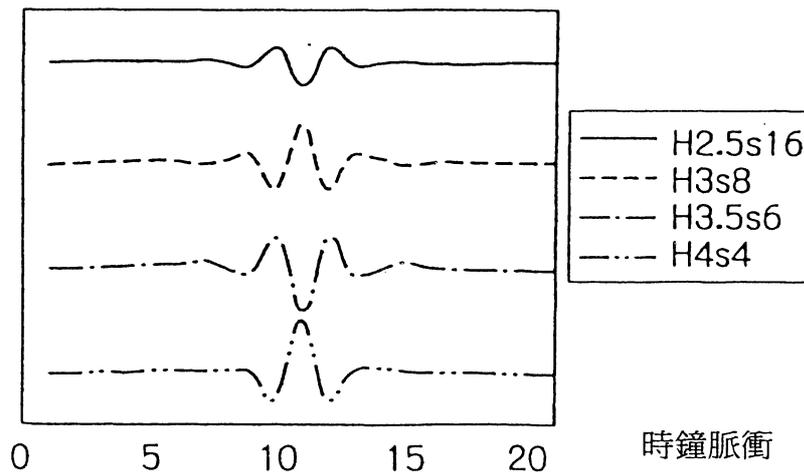
第20圖



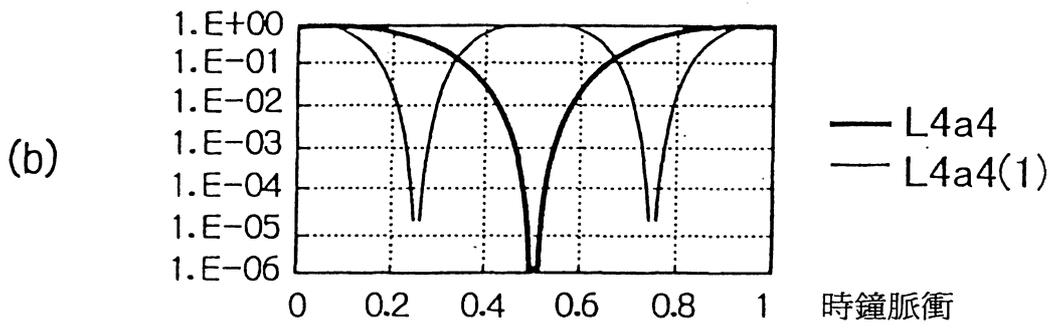
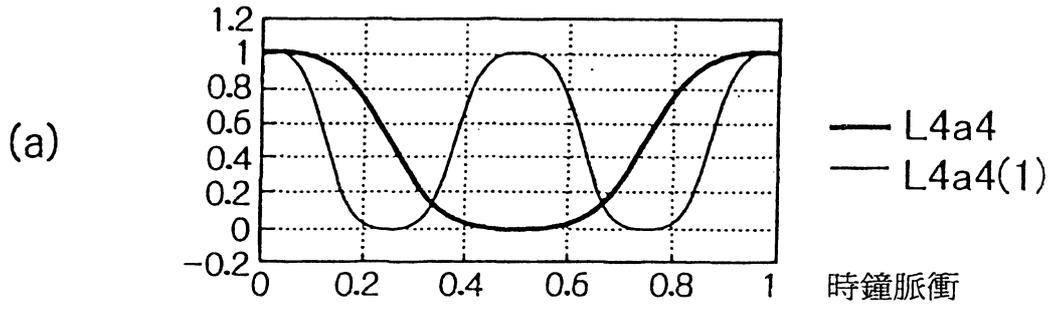
第21圖

m	$n = \frac{8}{m-2}$	$z = \frac{1}{m-2}$
4	$2^2 = 4$	0.5
3	$2^3 = 8$	1
2.5	$2^4 = 16$	2
2.25	$2^5 = 32$	4
2.125	$2^6 = 64$	8
2.0625	$2^7 = 128$	16
2.03125	$2^8 = 256$	32

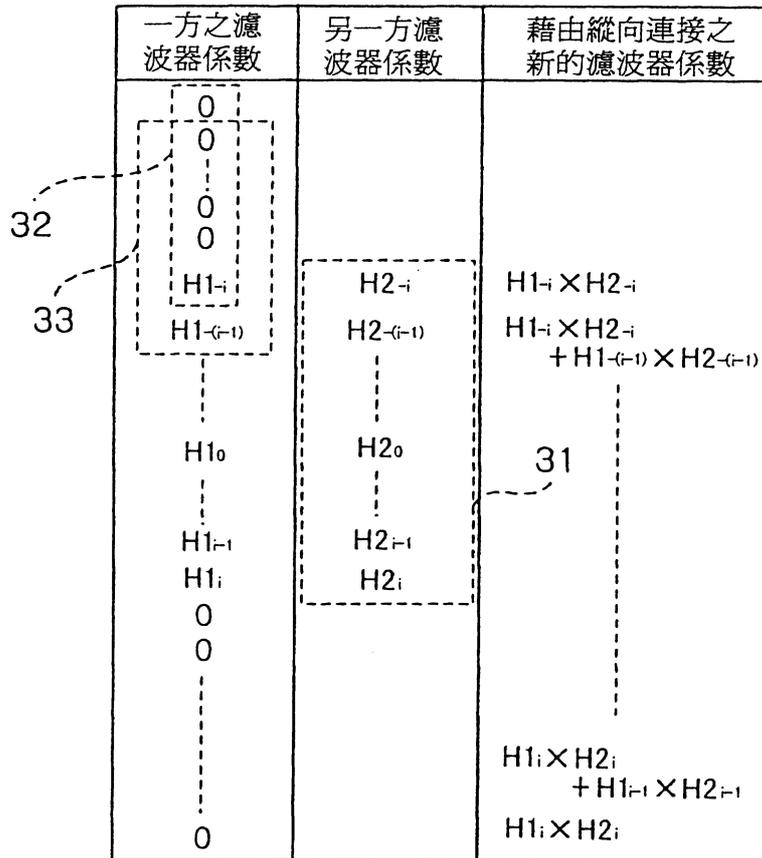
第22圖



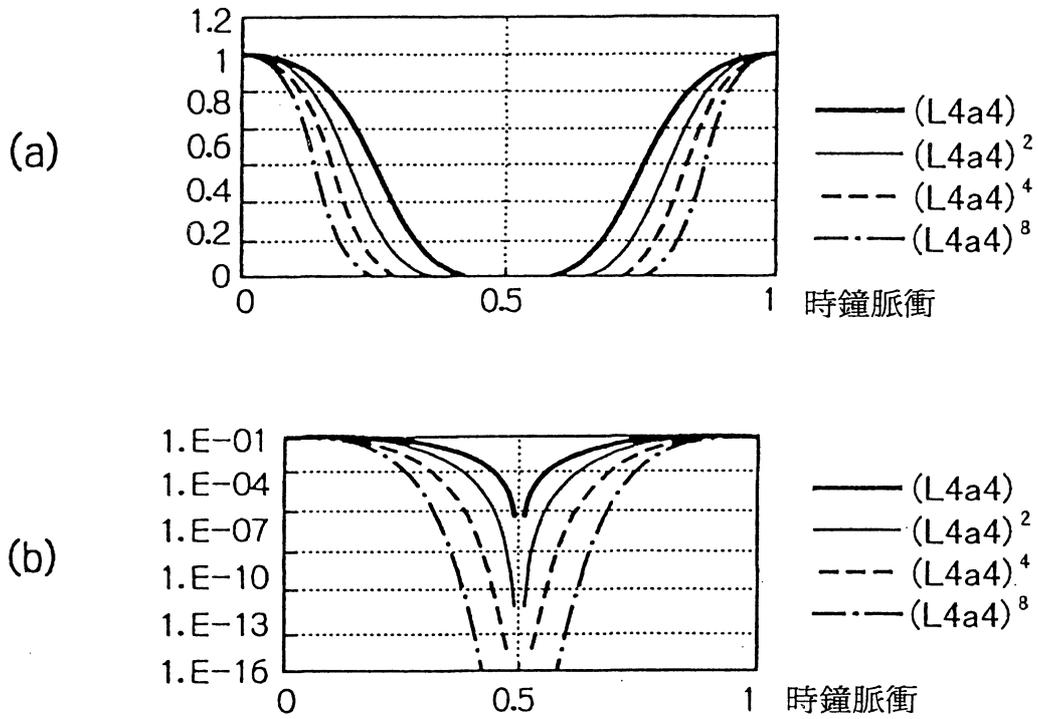
# 第23圖



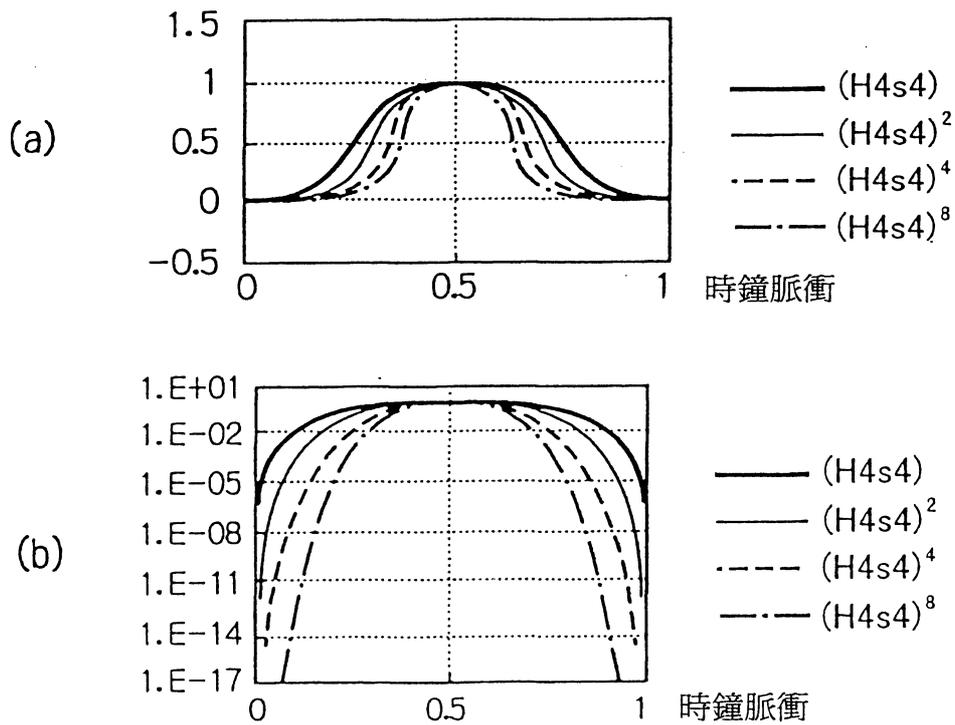
第24圖



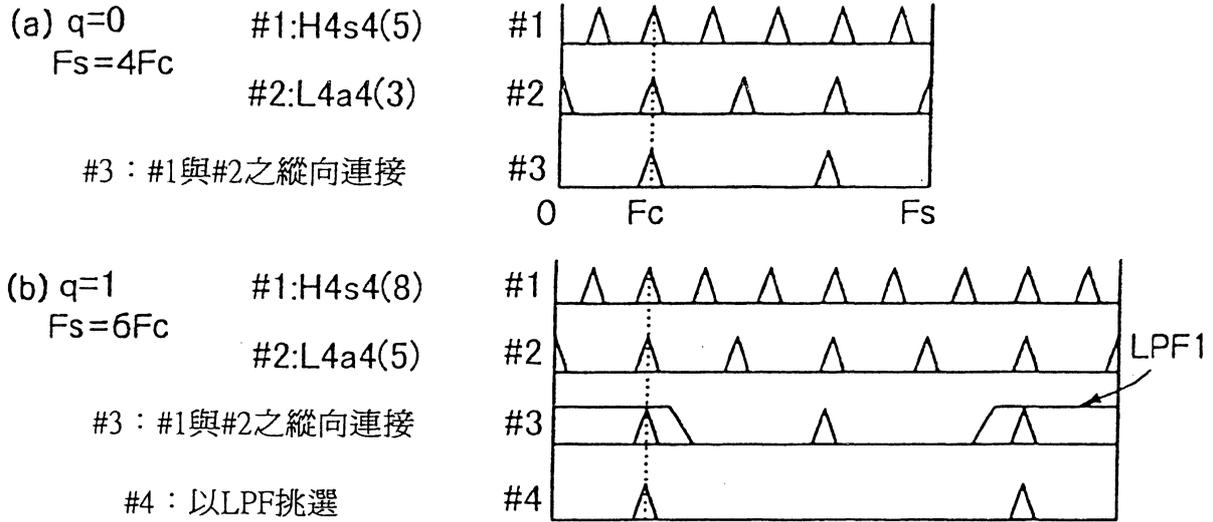
第25圖



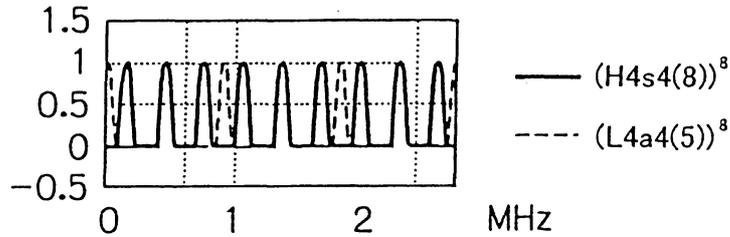
第26圖



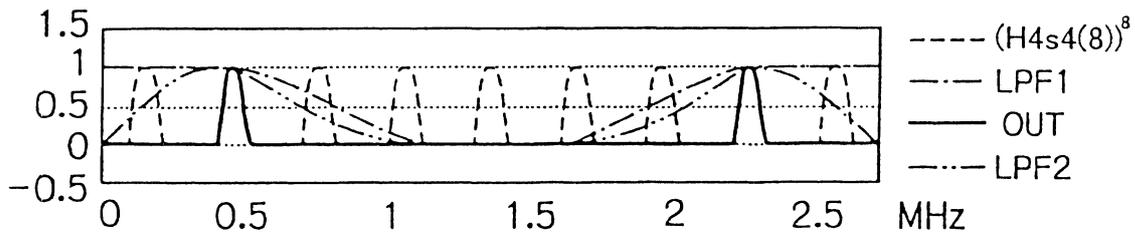
第27圖



第28圖

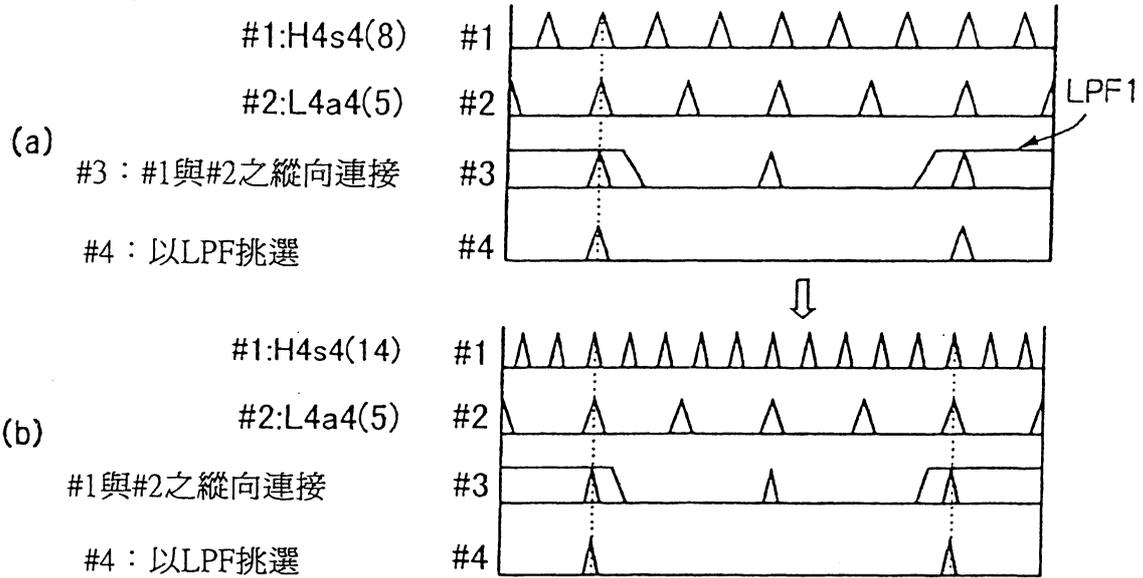


第29圖

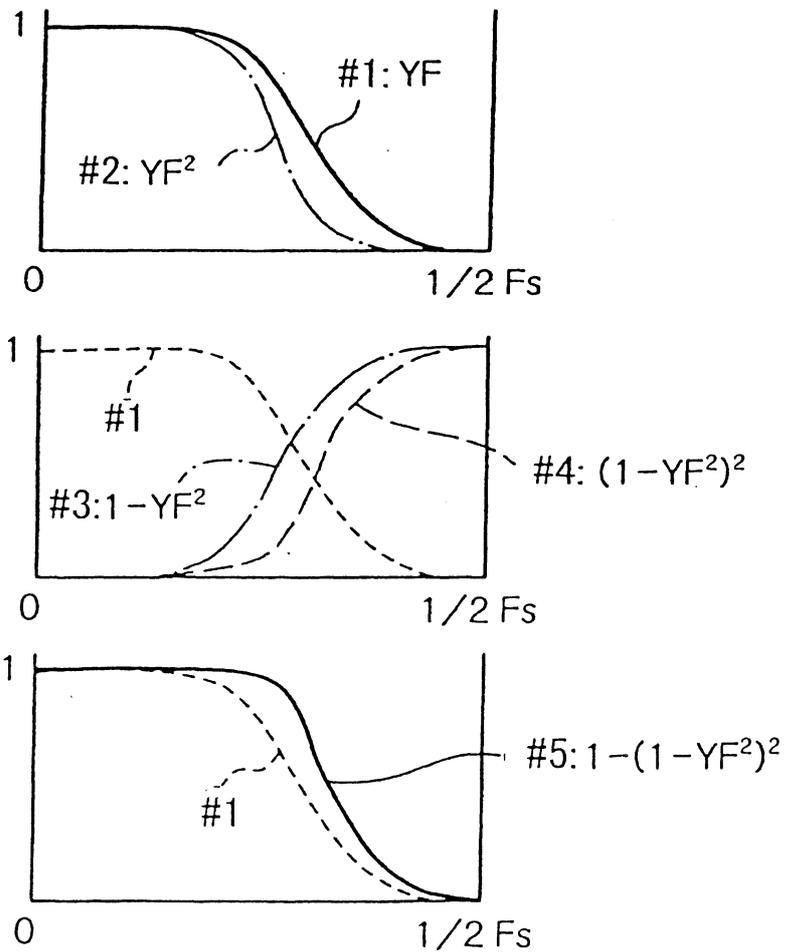


### 第30圖

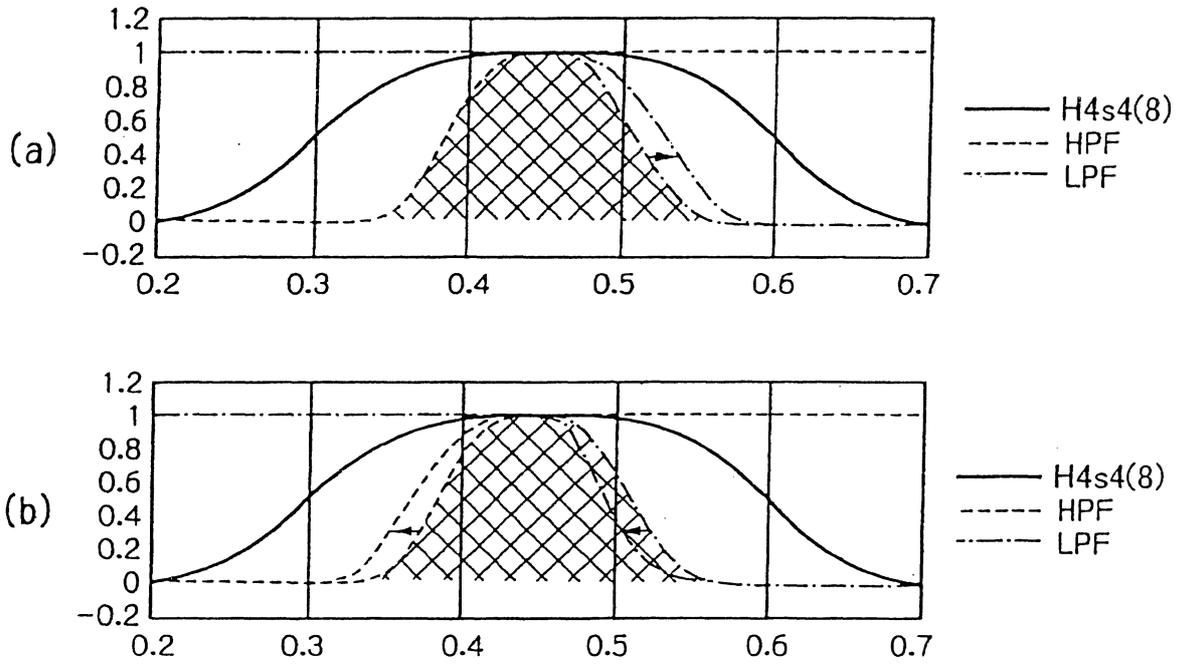
$F_s=6F$ 之情形



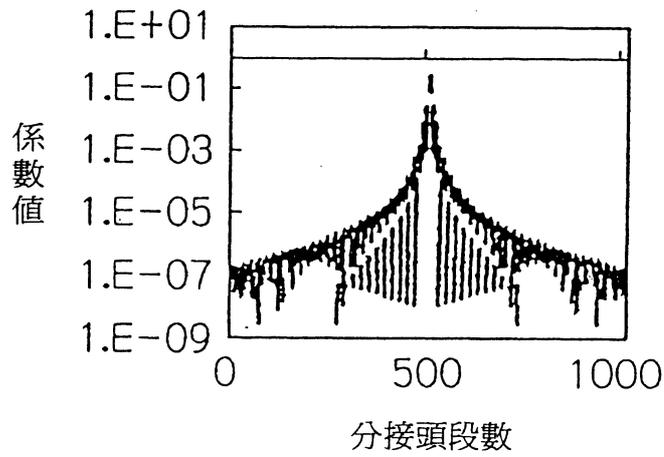
### 第31圖



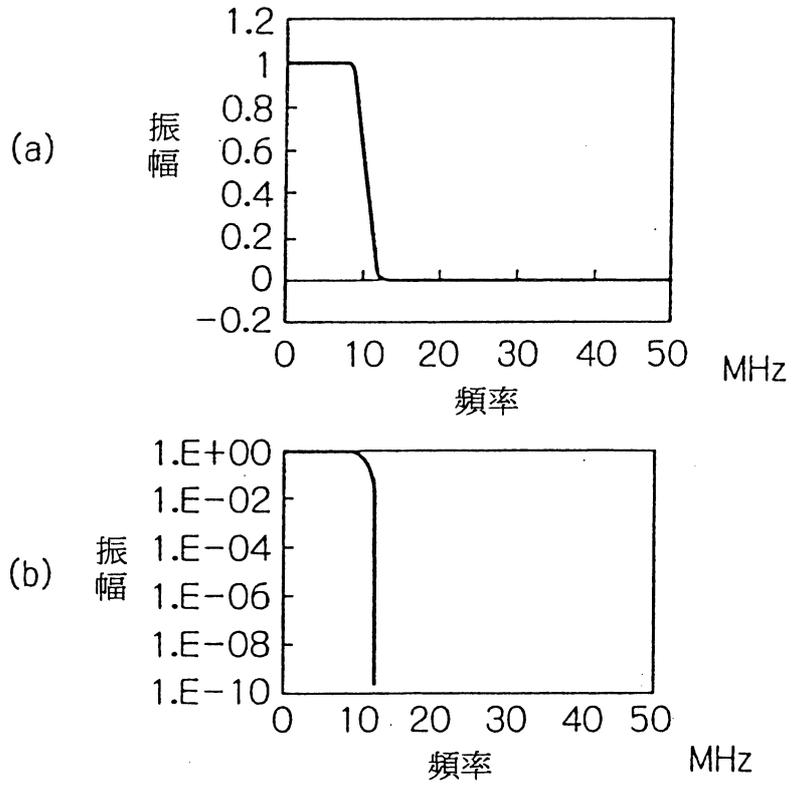
第32圖



第33圖



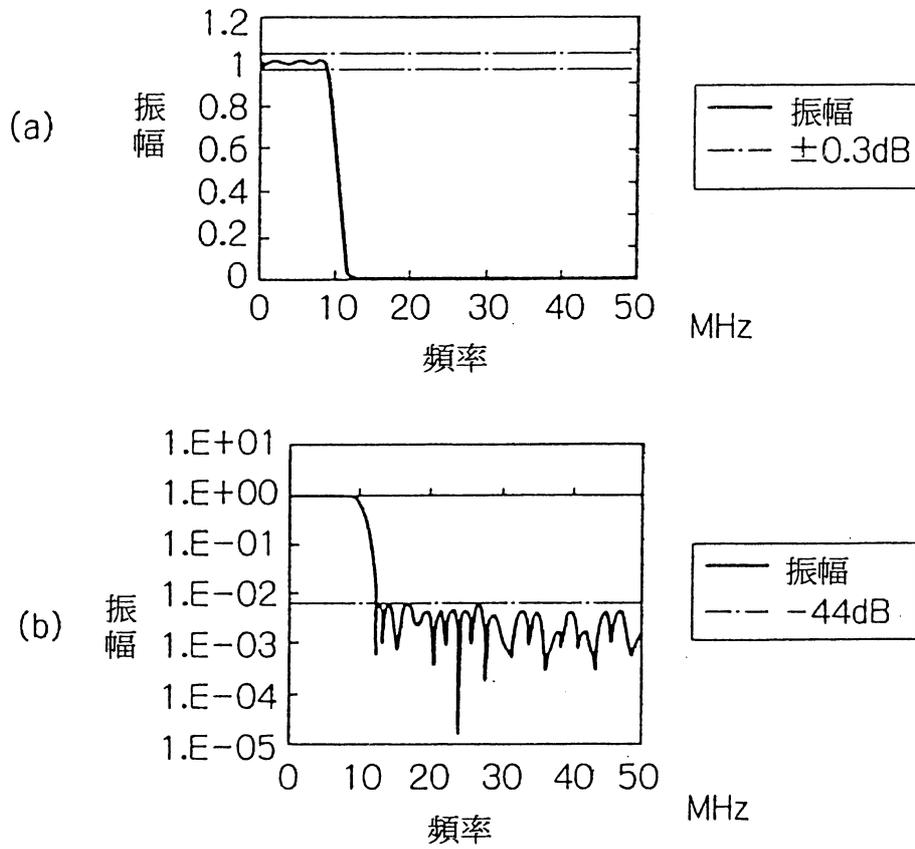
# 第34圖



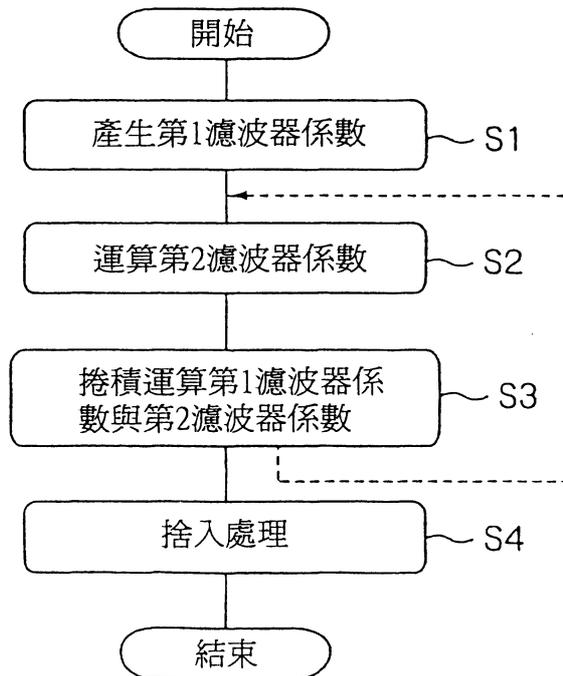
## 第35圖

段數	係數號碼	係數值	係數 * 2 <sup>10</sup>
0	H <sub>-20</sub>	-0.00293	-3
1	H <sub>-19</sub>	-0.00391	-4
2	H <sub>-18</sub>	-0.00293	-3
3		0	0
4	H <sub>-17</sub>	0.003906	4
5	H <sub>-16</sub>	0.007813	8
6	H <sub>-15</sub>	0.006836	7
7		0	0
8	H <sub>-14</sub>	-0.00781	-8
9	H <sub>-13</sub>	-0.01367	-14
10	H <sub>-12</sub>	-0.01172	-12
11		0	0
12	H <sub>-11</sub>	0.014648	15
13	H <sub>-10</sub>	0.025391	26
14	H <sub>-9</sub>	0.021484	22
15	H <sub>-8</sub>	0.000977	1
16	H <sub>-7</sub>	-0.02832	-29
17	H <sub>-6</sub>	-0.04883	-50
18	H <sub>-5</sub>	-0.04297	-44
19	H <sub>-4</sub>	-0.00098	-1
20	H <sub>-3</sub>	0.072266	74
21	H <sub>-2</sub>	0.157227	161
22	H <sub>-1</sub>	0.225586	231
23	H <sub>0</sub>	0.251953	258
24	H <sub>1</sub>	0.225586	231
25	H <sub>2</sub>	0.157227	161
26	H <sub>3</sub>	0.072266	74
27	H <sub>4</sub>	-0.00098	-1
28	H <sub>5</sub>	-0.04297	-44
29	H <sub>6</sub>	-0.04883	-50
30	H <sub>7</sub>	-0.02832	-29
31	H <sub>8</sub>	0.000977	1
32	H <sub>9</sub>	0.021484	22
33	H <sub>10</sub>	0.026367	27
34	H <sub>11</sub>	0.014648	15
35		0	0
36	H <sub>12</sub>	-0.01172	-12
37	H <sub>13</sub>	-0.01367	-14
38	H <sub>14</sub>	-0.00781	-8
39		0	0
40	H <sub>15</sub>	0.006836	7
41	H <sub>16</sub>	0.007813	8
42	H <sub>17</sub>	0.003906	4
43		0	0
44	H <sub>18</sub>	-0.00293	-3
45	H <sub>19</sub>	-0.00391	-4
46	H <sub>20</sub>	-0.00293	-3

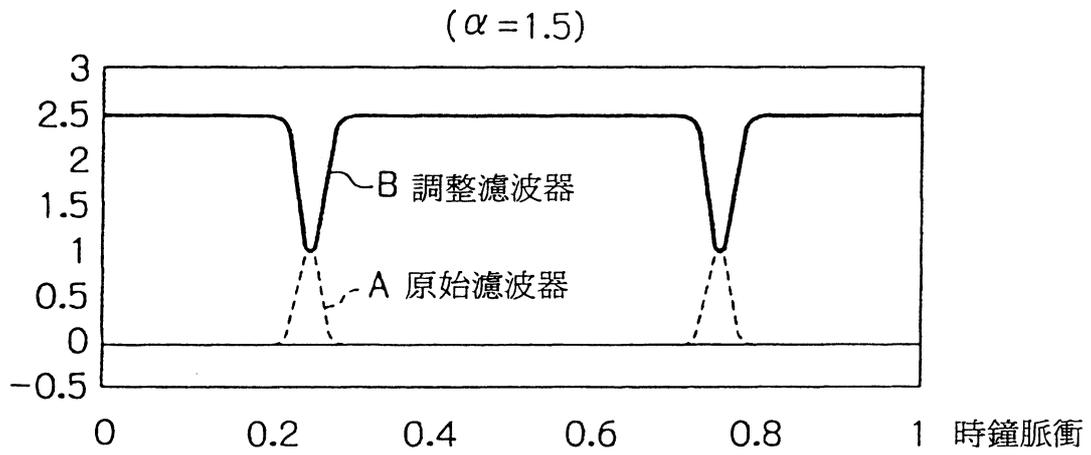
第36圖



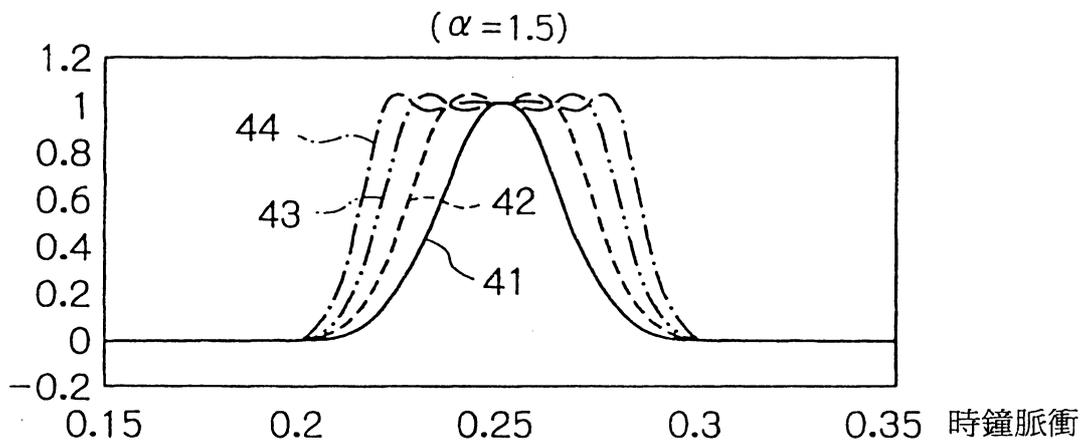
第37圖



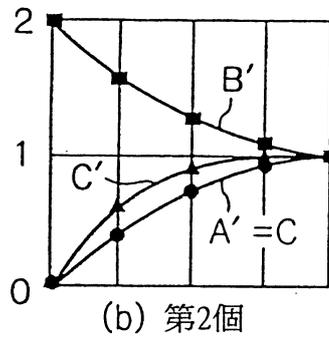
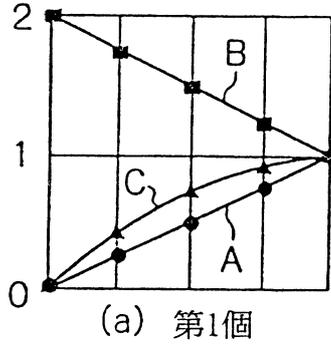
第38圖



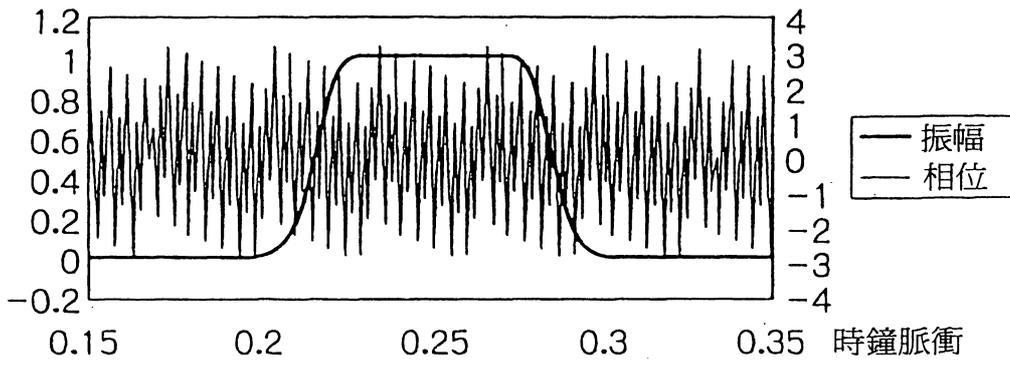
第39圖



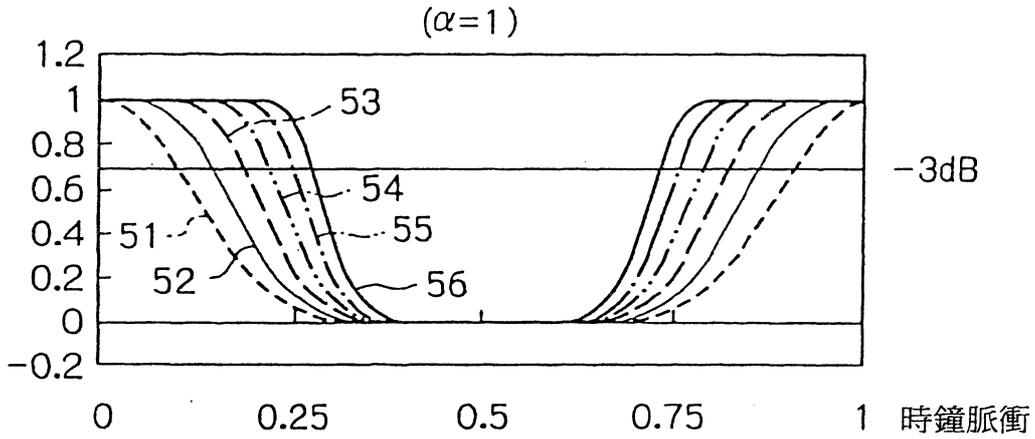
第40圖



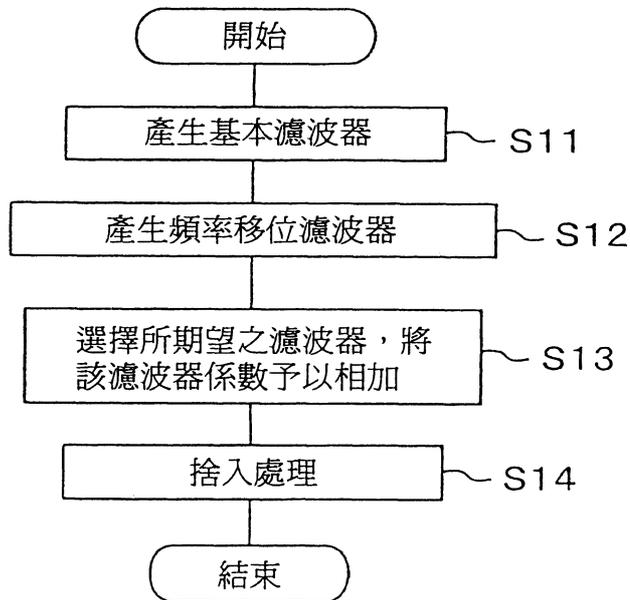
第41圖



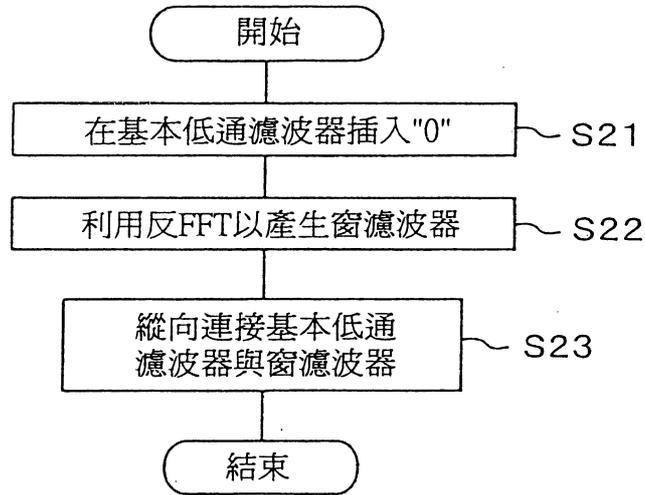
第42圖



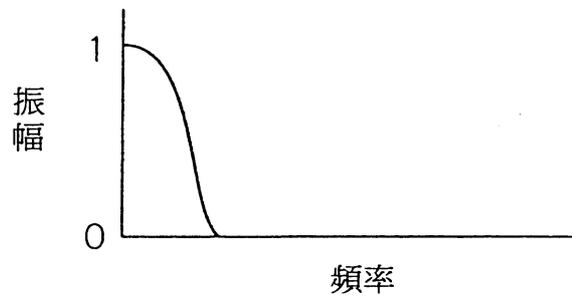
第43圖



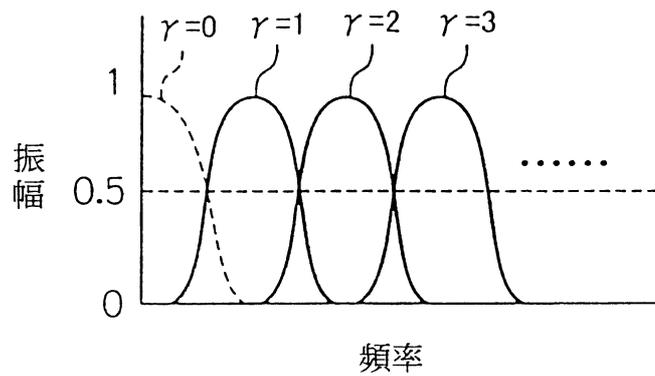
第44圖



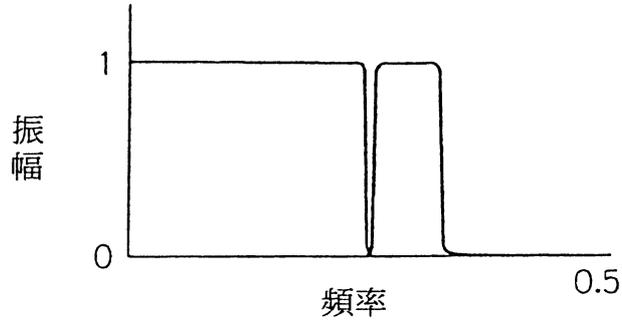
第45圖



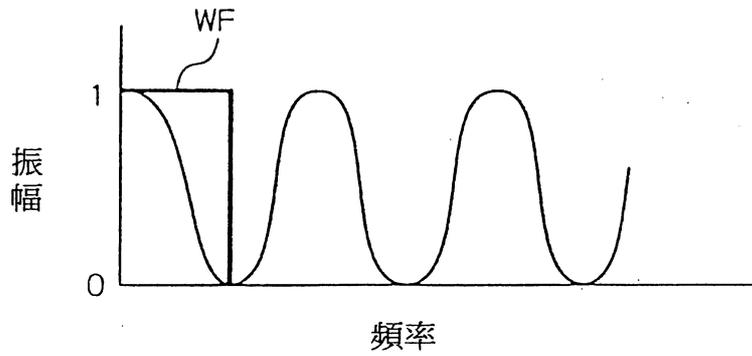
第46圖



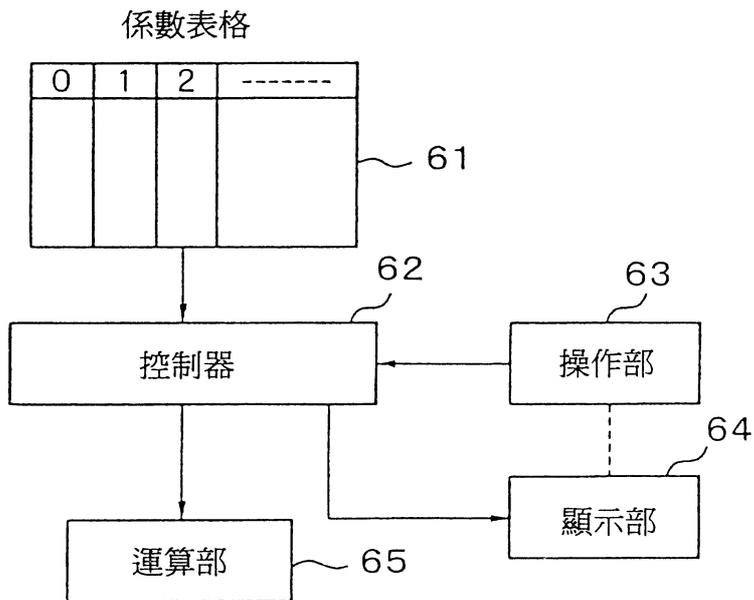
第47圖



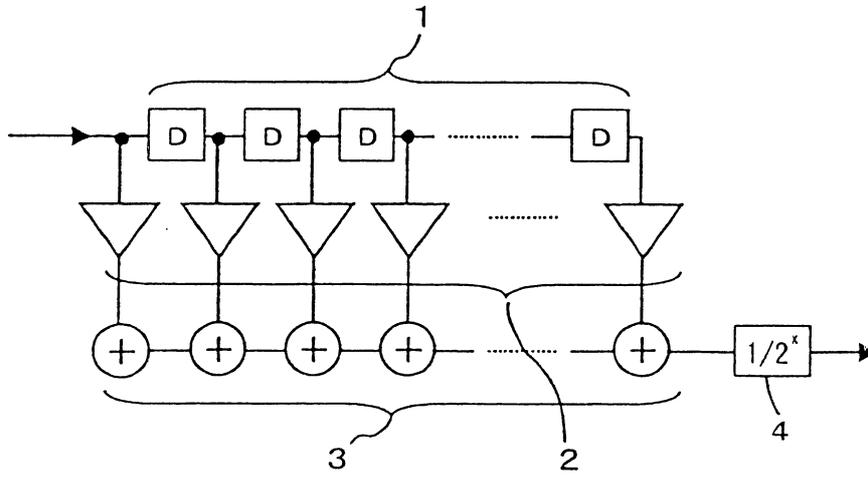
第48圖



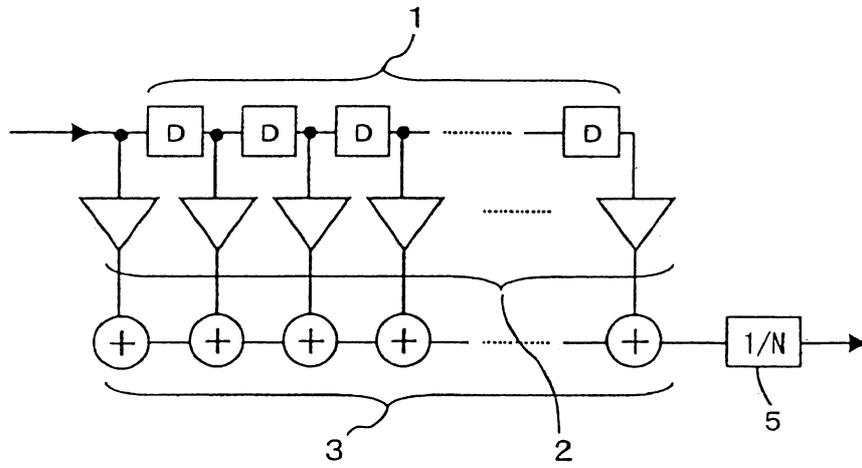
第49圖



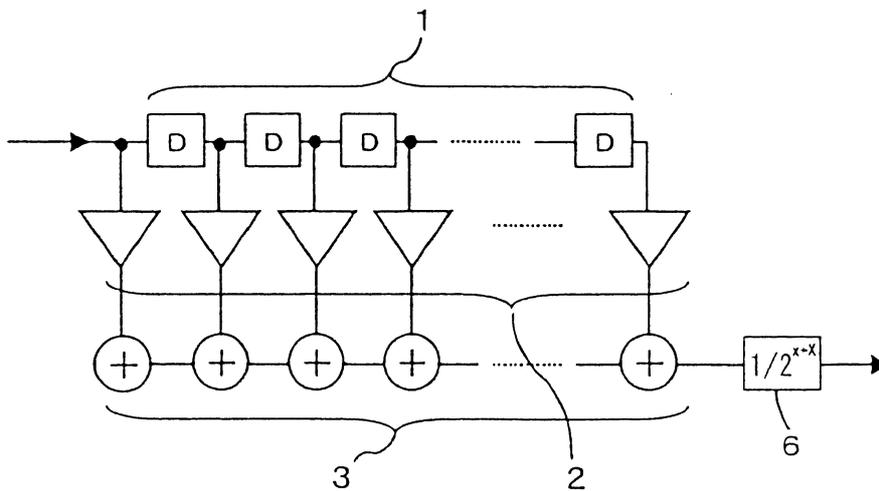
第50圖



第51圖



第52圖



七、指定代表圖：

(一)、本案指定代表圖為：第( 1 )圖

(二)、本代表圖之元件符號簡單說明：無

八、本案若有化學式時，請揭示最能顯示發明特徵的化學式：