

申請日期	85.10.11
案 號	85112385
類 別	144 < 27 / 38

A4
C4

公告本 319933

319933

(以上各欄由本局填註)

發明專利說明書

一、發明 名稱	中 文	殘邊帶調變定時回復裝置及方法
	英 文	APPARATUS AND METHOD FOR TIMING RECOVERY IN VESTIGIAL SIDEBAND MODULATION
二、發明 人	姓 名	蓋艾倫 Alan (nmi) Gatherer
	國 籍	英國籍
	住、居所	美國德州理查森市布邦街2105號 2105 Bluebonnet Drive, Richardson, Texas 75082, USA
三、申請人	姓 名 (名稱)	美商德州儀器公司 Texas Instruments Incorporated
	國 籍	美國籍
	住、居所 (事務所)	美國德克薩斯州達拉斯城北方大廈655474號信箱 P.O. Box 655474, MAIL STATION 219, EXPRESSWAY SITE, NORTH BLDG., DALLAS, TX, USA
	代 表 人 姓 名	郝威廉 (William E. Hiller)

裝

訂

線

319933

(由本局填寫)

承辦人代碼：
大 類：
I P C 分類：

A6
B6

本案已向：

美 國 (地 區) 申請專利，申請日期： 案號： ， ☐有 ☒無主張優先權
西元 1995 年 9 月 20 日 60/004,004

有關微生物已寄存於：

，寄存日期：

，寄存號碼：

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁各欄)

裝

訂

線

經濟部中央標準局員工消費合作社印製

五、發明說明 (1)

發明之技術領域

本發明係概括關於數位通信之領域。本發明尤指供以殘邊帶調變定時回復之裝置及一種供完成此裝置之方法。

發明之背景

殘邊帶調變(VSB)最近經Grand Alliance選擇在正交幅度調變(quadrature amplitude modulation, 簡稱QAM)作為供HDTV(高解析度電視)地面廣播之調變標準。在數位電纜傳輸領域, 殘邊帶調變也具有重要性。

目前用於數位視頻傳輸測試之僅有殘邊帶調變系統, 係Zenith所設計。該Zenith設計有相當大量之類比處理, 其中接收機正好在等化器之前以符號速率對所接收之信號取樣, 藉以將所接收之信號轉換為數位信號。在Zenith系統, 使用數據中之低頻訓練脈衝完成定時回復。如果脈衝頻率高, 大部份符號使用於定時而非傳輸數據, 導致帶寬無效率。如果脈衝頻率低, 則定時回復電路以很低速率接收資訊, 並因此會聚很慢。

理想為, 接收機類比數位轉換器(analog to digital converter, 簡稱ADC)以與發射機之數位類比轉換器(digital to analog converter, 簡稱DAC)完全相同之相位及頻率取樣。因為發射機及接收機實際上單獨計時, 並且僅名義上為相同頻率, 故ADC以略為不同之頻率及未知之相位對數據取樣。因此需要定時回復, 以校正接收機時鐘上之頻率及相位誤差。定時回復一般產生與相位及/或頻率誤差成比例之輸出, 其然後由一反饋系統用以直接調

五、發明說明 (2)

整ADC取樣速率，或對ADC之輸出重新取樣。由於殘邊帶調變接收機之市場成長並且價格滑落，在殘邊帶調變接收機之數位處理量將會增加。因之，需要開發一種供殘邊帶調變之數位定時回復設計。在正交幅度調變系統，最受歡迎之數位定時回復設計，為帶緣組份最大化，其最初係由Godard於1978年5月在"Passband Timing Recovery in an All-Digital Modem Receiver", IEEE Transactions on Communications, Vol. COM-26, No.5所提出。帶緣組份最大化為一種直接自通帶信號摘取定時相位資訊，而不必將信號解調及解碼之方法。其為一種無需訓練脈衝，並且接收ADC之輸出作為其輸入，而無反饋環路之盲目定時回復技術。然而，帶緣組份最大化直接應用於殘邊帶調變時，便不見效。

發明之概述

因之，需要供在殘邊帶調變定時回復之裝置及方法，俾完成一種全數位式接收機。

根據本發明，提供定時回復之裝置及方法，其消除或實際減少與先前電路及方法關聯之種種缺點。

在本發明之一方面，該裝置自所接收之殘邊帶(VSB)調變信號產生一左側分信號及一右側分信號，並且濾波器 $B_L(f)$ 及 $B_R(f)$ 分別過濾左側及右側分信號。經濾波之信號然後予以一起倍增，而不取任一信號之複共軛，如在帶緣組份最大化(BECM)之情形。

在本發明之另一方面，所產生之輸出信號可用於反饋環

五、發明說明 (3)

路，以調節類比數位轉換器之樣本速率，或輸入為ADC輸出之內插器之重新取樣位置。

在本發明之又一方面，一種供自接收機所接收之殘帶邊調變信號回復定時資訊之方法自上述VSB信號產生一左側分信號，並將VSB信號乘以 $e^{j2\pi f_r t}$ 以產生一右側分信號。左側及右側分信號均予低通濾波，並且經濾波之信號予以一起倍增，而不首先取任一信號之複共軛。所獲得之信號然後用以控制VSB信號取樣之速率。

附圖之簡要說明

為更佳瞭解本發明，請參照附圖，其中：

圖1為根據本發明之旨意所構成之定時回復電路及算法，其一種實施例之方塊圖；

圖2為一複基帶電路之圖形表示；

圖3為一右偏移複基帶電路之圖形表示；

圖4為一左偏移複基帶電路之圖形表示；

圖5為曲線圖，示 Δ 函數邊緣在頻率平面之位置；

圖6為曲線圖，示 $s=-1$ 在頻率平面之線積分位置；

圖7A為帶緣組份最大化之圖形表示；

圖7B為根據本發明之定時回復方法之圖形表示；以及

圖8為使用一種根據本發明之旨意所構成之一階反饋環路之定時回復電路及算法，其一種實施例之方塊圖。

發明之詳細說明

圖1—4中示本發明之(諸)較佳實施例，相同參考數字用以指各圖中之相同及對應部份。

五、發明說明(4)

請參照圖1，所接收之信號 $x(t)$ 予以提供為至根據本發明之旨意所構成之定時回復算法及電路10之信號。基帶信號 $x(t)$ 為下列形式：

$$x(t) = \sum a_n h(t - nT - \tau_s), \quad (1)$$

其中 a_n 為第 n 輸入數據符號， T 為符號週期， $h(t)$ 為複脈衝形狀，其頻譜為發射機輸出信號之正頻率部份之調變頻譜，以及 τ_s 為將予估計之定時相位誤差。圖2中示複基帶頻譜。請察知基帶信號不必如在正交幅度調變之情形繞零頻率軸線定中，或如在VSB之情形僅位於零頻率軸線之一側。後隨之導數將適用於任何 $h(t)$ 之較一般情形。

帶緣組份為使信號之頻譜向右及向左偏移，致使頻譜之邊緣為在原點，然後並低通濾波所產生。如同一般化之情形，假設允許分別如圖3及4中所示之任何向右偏移 f_r 及向左偏移 f_l ，以分別產生右側分信號 $r(t)$ 及左側分信號 $l(t)$ 。向右頻移之效應產生：

$$\begin{aligned} r(t) &= \sum_n a_n h(t - nT - \tau_s) e^{j2\pi f_r t} \\ &= \sum_n a_n e^{j2\pi f_r (nT + \tau_s)} h(t - nT - \tau_s) e^{j2\pi f_r (t - nT - \tau_s)} \\ &= \sum_n a_n^{(r)} h_r(t - nT - \tau_s), \end{aligned} \quad (2)$$

其中 $a_n^{(r)} = a_n e^{j2\pi f_r (nT + \tau_s)}$ ，並為已旋轉之數據向量，以及 $h_r(t) = h(t) e^{j2\pi f_r t}$ 為調變之脈衝形狀。同樣，左側分信號為：

$$l(t) = \sum_n a_n^{(l)} h_l(t - nT - \tau_s), \quad (3)$$

五、發明說明 (5)

其中 $a_n^{(1)} = a_n e^{j2\pi f_1 (nT + \tau_s)}$ ，並為已旋轉之數據向量，以及 $h_1(t) = h(t) e^{j2\pi f_1 t}$ 為調變之脈衝形狀。

右側分信號及左側分信號各提供作為至二濾波器 $B_r(f)$ 及 $B_l(f)$ 之輸入，以分別產生 $\lambda(t)$ 及 $\mu(t)$ 。濾波器 $B_r(f)$ 及 $B_l(f)$ 較佳為具有極窄帶寬之低通濾波器。已濾波之信號為：

$$\lambda(t) = \sum_n a_n^{(1)} \int H(f_1 - f_r) B_l(f_1) e^{j2\pi f_1 (t - nT - \tau_s)} df_1 \quad (4)$$

$$\mu(t) = \sum_n a_n^{(2)} \int H(f_2 - f_l) B_r(f_2) e^{j2\pi f_2 (t - nT - \tau_s)} df_2 \quad (5)$$

於是輸出為：

$$g(t) = \lambda(t) \mu(t) \quad (6)$$

如圖 1 中所示。請察知就帶緣組份最佳化而言， $g(t) = \lambda(t) * \mu(t)$ ，其中在諸項一起倍增前取 $\lambda(t)$ 之複共軛。

如果數據為獨立並完全相同分布，並為零平均，則

$$E[a_n^{(1)} a_m^{(1)}] = \delta(n+m) \xi_n e^{j2\pi(f_1 - f_r)nT} e^{j2\pi(f_1 - f_r)\tau_s} \quad (7)$$

其中 $\xi_n = E[|a_n|^2]$ 為符號乘方。輸出之期望值於是為：

$$E[g(t)] = e^{j2\pi(f_1 + f_r)\tau_s} \xi_n \int \int H(f_1 - f_r) H(f_2 - f_l) B_r(f_1) B_l(f_2) e^{j2\pi(f_1 + f_r)t} e^{-j2\pi(f_1 + f_r)\tau_s} \sum_n (e^{-j2\pi((f_1 + f_r) - (f_1 + f_l))nT}) df_1 df_2 \quad (8)$$

並且自指數和轉換為 Δ 和：

五、發明說明 (6)

$$E[g(t)] = e^{j2\pi \Sigma f_1 t} \xi_s \iint H(f_1 - f_r) H(f_2 - f_1) B_r(f_1) B_l(f_2) e^{j2\pi(f_1 + f_1)t} e^{j2\pi(f_1 + f_1)t} \cdot \frac{1}{T} \sum_k \delta\left((f_2 + f_1) - \Sigma f - \frac{k}{T}\right) df_1 df_2 \quad (9)$$

其中 $\Sigma f = f_l + f_r$ 為右及左側分信號之頻偏移。圖 5 中示二維面積積分轉移為一維線積分，其示 Δ 函數邊緣在頻率平面之位置。故而

$$E[g(t)] = \frac{\xi_s}{T} \sum_k \left(\int H(f - f_r) H\left(-f + f_r + \frac{k}{T}\right) B_r(f) B_l\left(-f + \Sigma f + \frac{k}{T}\right) df \right) e^{j2\pi(\Sigma f + \frac{k}{T})t} e^{-j2\pi \frac{k}{T} t} \quad (10)$$

殘邊帶調變有一解決辦法，其有一頻譜寬度略超過 $1/2T$ 之脈衝形狀。設定 $f_r = 0$ ，因而 $H(f - f_r) = H(f)$ 有一邊緣在原點，並有邊緣在零及 $s/2T$ ，其中 s 依何一邊緣在原點而為 $+1$ 或 -1 。就 $k=s$ 而言，方程(10)中積分中之第二項為 $H\left(-\left(f - \frac{s}{T}\right)\right)$

，其有邊緣在 $s/2T$ 及 s/T 。因此積分中之首二項不在一邊緣與相位資訊垂疊。要除去方程(10)中期望值對時間之相依性，設定

$$f_l = -\frac{s}{T} \quad (11)$$

以便對於 $k=2$ ， $\Sigma f + k/T = 0$ 。濾波器 $B_r(f)$ 及 $B_l(f)$ 選擇為致使僅只線積分在 $k=S$ 為具有意義。

作為確定 $B_r(f)$ 及 $B_l(f)$ 之一項實例，請考慮設定 $s=-1$ 。 Δ 函數邊緣位置為如圖 6 中所示。點部位 20-24 表示能量在二軸線之位置。只有在水平及垂直陰影部位垂疊之處，積分才會產生一種非零結果。垂直陰影部份 26 表示如果要

五、發明說明 (7)

保持所考慮之部位約在 $-1/2T$ 所需要之 $B_r(f)$ 超過 f_1 之帶通部位。水平陰影部位27表示濾波器 $B_1(f)$ 超過 f_2 之位置。

對於 $k=-1$ ，二陰影部位26及27以及二陰影部位20及23與 Δ 函數邊緣重合，並產生一種非零結果。因為無其他 Δ 函數邊緣通過所有四部位20，23，26及27之相交處，故可證明所選擇之濾波器對也捨棄所有與其他 k 值關聯之諸項。但請察知，如果強制 $B_1(f)$ 為實濾波器，以便在原點反映水平陰影部位27，則與 $k=-2$ 關聯之 Δ 函數邊緣將會通過所有四部位之相交處。 $k=-2$ 項因此在求和上將會具有重要意義。但如強制 $B_r(f)$ 為實，則無 Δ 函數邊緣及所有四部位之其他相交處存在，因而無額外不希望之項加至求和算法。

因此，就圖7中所示之選定濾波器及 $s=-1$ 而言，最後結果為：

$$E[g(t)] = e^{j2\pi \frac{1}{T}} \left[\frac{\xi_0}{T} \int H(f) H\left(-\left(f + \frac{1}{T}\right)\right) B_r(f) B_1(-f) df \right] \quad (12)$$

所希望之結果為一修改型帶緣組份最大化(modified band edge component maximization, 簡稱MBECM)函數，其期望值為依定時相位誤差而定之相位。

圖7A及7B中以圖解方式突顯帶緣組份最大化與修改型帶緣組份最佳化間之差異。在帶緣組份最大化，係如圖7A中所示，使原來頻譜偏移 k/T 而藉以形成影像。為了影像重疊原點，原點之寬度必須至少為 $1/T$ ，其對正交幅度調變為正確，但對殘邊帶調變則否。因此，帶緣組份最大化對

五、發明說明(8)

殘邊帶調變並不見效。

但如圖7B中所示，在修改型帶緣組份最大化，係在使頻諸偏移 k/T 前將原來頻譜反映於其一邊緣周圍而藉以形成影像。偏移 $1/T$ 於是導致影像重疊殘邊帶調變之原點，因為原點之邊緣及影像之邊緣分開二倍影像之長度。

請參照圖8，圖示根據本發明之旨意所構成之定時回復電路30。粗線用以標示複信號。自頻道所接收之類比基帶信號 $x(t)$ 提供作為至類比數位轉換器(ADC) 32之輸入，其將 $x(t)$ 轉換為數位信號。設定 $f_r = 0$ 及 $f_l = 1/T$ ，然後以低通濾波器 $B_l(f)$ 及 $B_r(f)$ 分別將所獲得之調變左側及右側分信號 $l(t)$ 及 $r(t)$ 濾波。為使定時回復電路30之設計保持簡單，使用單極無限脈衝響應(infinite impulse response, 簡稱IIR)濾波器36及38，以便在類比數位轉換器32之 $4/T$ 取樣速率選擇：

$$B_r(z) = \frac{1}{1 + 0.95e^{j3\pi/4}z^{-1}} \quad (13)$$

及

$$B_l(z) = \frac{1}{1 + 0.95e^{-j3\pi/4}z^{-1}} \quad (14)$$

回想 $B_r(z)$ 也可為實：

$$B_r(z) = \frac{1}{1 + 2(0.95)\cos(3\pi/4)z^{-1} + (0.95)^2z^{-2}} \quad (15)$$

經過濾之信號 $\mu(t)$ 及 $\lambda(t)$ 予以相乘，以產生 $g(t)$ 。

在Zenith為HDTV所建議之殘邊帶調變設計，等化器以符

五、發明說明 (9)

號速率取樣。輸出 $g(t)$ 予以提供至低通濾波器40，以消除雜訊。低通濾波器可為一種有極點在0.9999之單極濾波器，以獲得修改型帶緣組份最大化輸出之運轉平均。來自濾波器40之平均然後予以旋轉，以除去結果中之相位偏壓，並提供至相位檢測器電路42。來自相位檢測器42之輸出然後以零階或固定之比例換算提供至環路濾波器44。來自環路濾波器44之輸出使用作為至電壓控制振盪器 (voltage controlled oscillator, 簡稱VCO) 之控制輸入，其改變類比數位控制器32之取樣頻率。類比數位控制器以正確頻率及相位取樣時， $l(t)$ 變為調變輸出。

人們曾建議其他更複雜之算法，在供正交幅度調變之帶緣組份最大化將環路接通，例如N.K. Jablon, "Timing Recovery for Blind Equalization", 22nd Asilomar Conf. Signals, Syst, Comput. Rec., Pacific Grove, CA 1988年10月；以及N.K. Jablon, "Joint Blind Equalization, Carrier Recovery, and Timing Recovery for High-Order QAM Signal Constellations", IEEE Transactions on Signal Processing, VOL. 40, No.6, 1992年6月。此等算法可用以改進供殘邊帶調變之修改型帶緣組份最大化之性能，因為修改型帶緣組份最大化輸出包含基本上與帶緣組份最大化輸出相同之資訊。

本發明在Alan Gatherer之"Band Edge Component Maximization for Timing Recovery in Vestigial Sideband Modulation"也有說明，並於1995年9月11日提

五、發明說明 (10)

交至International conference on Communications, 經併於此處作為參考。

雖然本發明及其優點業經詳細說明，但請予瞭解，其中可作成各種變化，替代及更改，而不偏離後附申請專利範圍所界定之精神及範圍。

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

訂

四、中文發明摘要(發明之名稱:)

殘邊帶調變定時回復裝置及方法

供自殘邊帶(Vestigial sideband, 簡稱VSB)調變信號回復定時資訊之裝置及方法自所接收之信號產生一左側分信號及一右側分信號, 並且濾波器 $B_L(f)$ 及 $B_R(f)$ (12, 14)分別過濾左側及右側分信號。經濾波之信號然後予以一起倍增, 而不取任一信號之複共軛, 如在帶緣組份最大化(band edge component maximization, 簡稱BECM)之情形。所產生之輸出信號可用於反饋環路, 以調節類比數位轉換器(32)之樣本速率。

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁各欄)

英文發明摘要(發明之名稱:)

APPARATUS AND METHOD FOR TIMING RECOVERY
IN VESTIGIAL SIDEBAND MODULATION

Apparatus and method (10) for recovering timing information³ from a vestigial sideband (VSB) modulated signal generate a left hand component signal and a right hand component signal from the received signal, and filters $B_L(f)$ and $B_R(f)$ (12, 14) filter the left hand and right hand component signals respectively. The filtered signals are then multiplied together without taking the complex conjugate of either signal, as in band edge component maximization (BECM). The generated output signal may be used in a feedback loop to regulate the sample rate of an analog to digital converter (32).

六、申請專利範圍

1. 供接收殘邊帶調變(VSB)信號之接收機定時回復之裝置，包含：

第一裝置，供使所接收之信號在第一方向頻移第一預定量，以供產生一第一頻移信號；

第二裝置，供使所接收之信號在第一方向頻移第二預定量，以供產生一第二頻移信號；

第一濾波器，耦合至第一頻移裝置，以供過濾第一頻移信號；

第二濾波器，耦合至第二頻移裝置，以供過濾第二頻移信號；以及

供倍增上述已濾波信號，而不取其任一之複共軛並產生一輸出信號之裝置，自該信號可摘出定時資訊。

2. 根據申請專利範圍第1項之裝置，其中上述第一濾波器為：

$$B_r(z) = \frac{1}{1 + 0.95e^{j3\pi/4}z^{-1}}$$

3. 根據申請專利範圍第1項之裝置，其中上述第二濾波器為：

$$B_l(z) = \frac{1}{1 + 0.95e^{-j3\pi/4}z^{-1}}$$

4. 根據申請專利範圍第1項之裝置，其中上述第一濾波器為：

$$B_r(z) = \frac{1}{1 + 2(0.95)\cos(3\pi/4)z^{-1} + (0.95)^2z^{-2}}$$

六、申請專利範圍

5. 根據申請專利範圍第 1 項之裝置，其中上述第一頻移裝置使所接收之信號乘以 $e^{j2nf_1 t}$ ，其中 f_1 為向左頻移之量。
6. 根據申請專利範圍第 1 項之裝置，其中上述第二頻移裝置使所接收之信號乘以 $e^{j2nf_r t}$ ，其中 f_r 為向右頻移之量。
7. 根據申請專利範圍第 1 項之裝置，其中上述第一頻移裝置使所接收之信號向左頻移 $1/T$ ，其中 T 為所發射信號中符號之符號週期。
8. 根據申請專利範圍第 1 項之裝置，其中上述第二頻移裝置使所接收之信號偏移零量。
9. 根據申請專利範圍第 1 項之裝置，其中上述第二頻移裝置使所接收之信號乘以 $e^{j2n\frac{1}{T}}$ 。
10. 根據申請專利範圍第 1 項之裝置，另包含一反饋環路接收上述輸出信號，並產生控制信號控制所接收信號之取樣速率。
11. 根據申請專利範圍第 1 項之裝置，另包含：
 - 一第三低通濾波器，接收上述輸出信號並產生一運轉平均；
 - 一相位檢測器，耦合至該第三低通濾波器，並檢測上述運轉平均之相位；
 - 一環路濾波器，耦合至該相位檢測器，並產生濾波之輸出；
 - 一電壓控制振盪器，耦合至該環路濾波器，並響應該

六、申請專利範圍

濾波之輸出而產生控制信號；以及

一類比數位轉換器，耦合至該電壓控制振盪器接收上述VSB信號，其取樣速率受上述控制信號所控制。

12. 一種供自一接收機所接收之殘邊帶調變信號回復定時資訊之方法，包含下列步驟：

使VSB信號向左頻移預定量，藉以產生VSB信號之左側分信號；

使VSB信號向右頻移預定量，藉以產生VSB信號之右側分信號；

過濾上述左側分信號；並產生濾波之左側分信號；

過濾上述右側分信號，並產生濾波之右側分信號；以及

將上述濾波之左及右分信號相乘，而不取任一信號之複共軛，藉以產生具有定時訊息之輸出信號。

13. 根據申請專利範圍第12項之方法，其中上述左側分信號濾波步驟包括使用濾波器

$$B_l(z) = \frac{1}{1 + 0.95e^{-j3n/4}z^{-1}}$$

之步驟。

14. 根據申請專利範圍第12項之方法，其中上述右側分信號濾波步驟包括使用濾波器

$$B_r(z) = \frac{1}{1 + 0.95e^{j3n/4}z^{-1}}$$

之步驟。

六、申請專利範圍

15. 根據申請專利範圍第12項之方法，其中上述右側分信號濾波步驟包括使用濾波器

$$B_r(z) = \frac{1}{1 + 2(0.95) \cos(3\pi/4) z^{-1} + (0.95)^2 z^{-2}} \quad (16)$$

之步驟。

16. 根據申請專利範圍第12項之方法，另包含自上述輸出信號產生控制信號並控制上述VSB信號取樣速率之步驟。
17. 根據申請專利範圍第12項之方法，另包含下列步驟：
將上述輸出信號低通濾波並產生運轉平均；
檢測該運轉平均之相位；
將上述運轉平均環路濾波並產生濾波之信號；以及
控制接收上述VSB信號之類比數位轉換器之取樣速率。
18. 根據申請專利範圍第12項之方法，其中上述右側分信號產生步驟包括不使上述VSB信號頻移之步驟。
19. 根據申請專利範圍第12項之方法，其中上述右側分信號產生步驟包括使上述VSB信號向右頻移 $1/T$ 之步驟，其中 T 為在該VSB信號中所發射符號之符號速率。
20. 一種供自一接收機所接收之殘邊帶(VSB)調變信號回復定時資訊之方法，包含下列步驟：
自上述VSB信號產生左側分信號；
將該VSB信號乘以 $e^{j2\pi f_r t}$ ，並產生右側分信號；
過濾該右側分信號；
將上述濾波之左及右側分信號相乘，而不取任一信號之複共軛，並產生輸出信號；以及

六、申請專利範圍

以一自上述輸出信號所計算之取樣速率對上述 VSB 信號取樣。

21. 根據申請專利範圍第 20 項之方法，其中上述 VSB 信號相乘步驟包括將該 VSB 信號乘以 $e^{j2\pi\frac{t}{T}}$ 之步驟。

22. 根據申請專利範圍第 20 項之方法，其中上述低通濾波步驟包括以

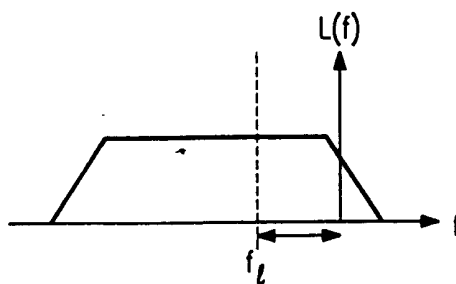
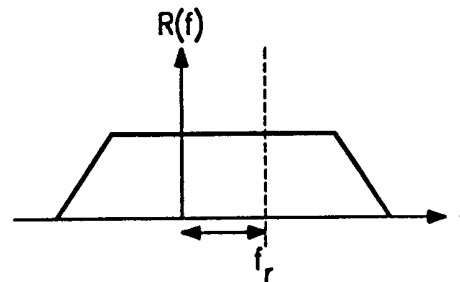
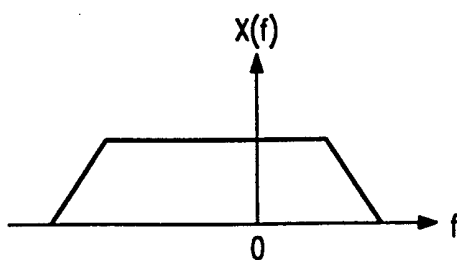
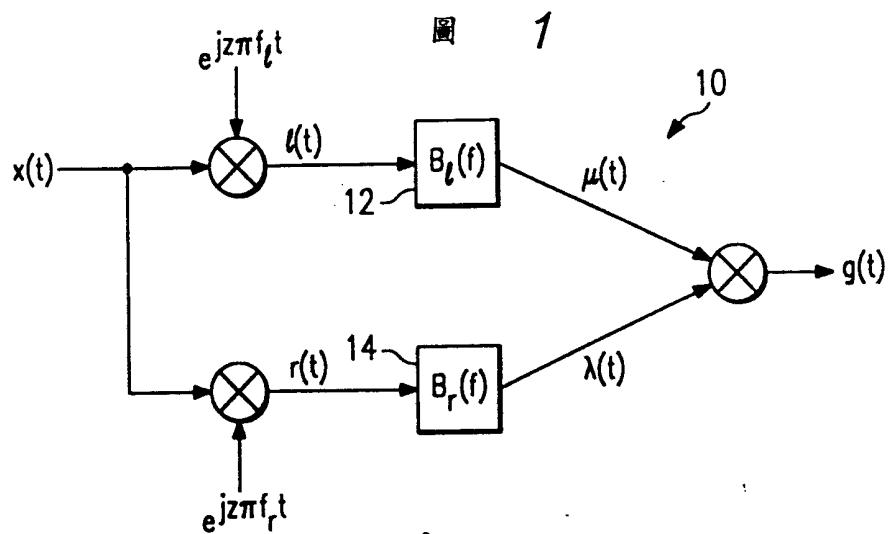
$$B_l(z) = \frac{1}{1 + 0.95e^{-j3\pi/4}z^{-1}} \quad (17)$$

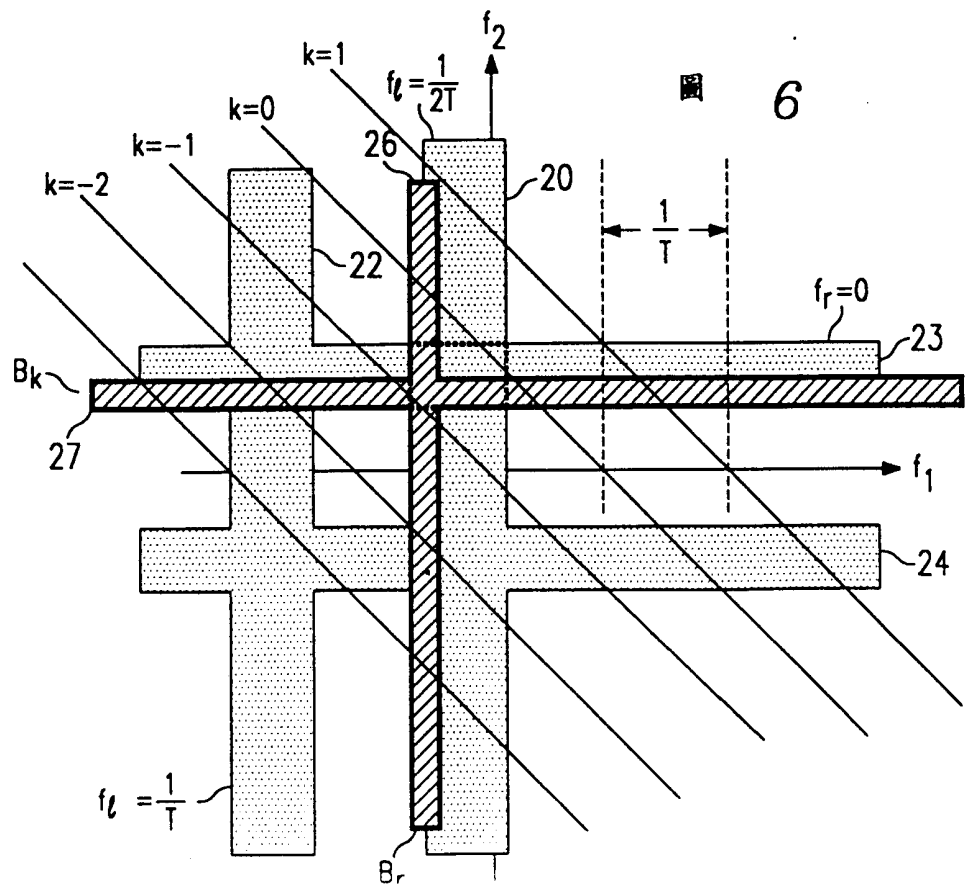
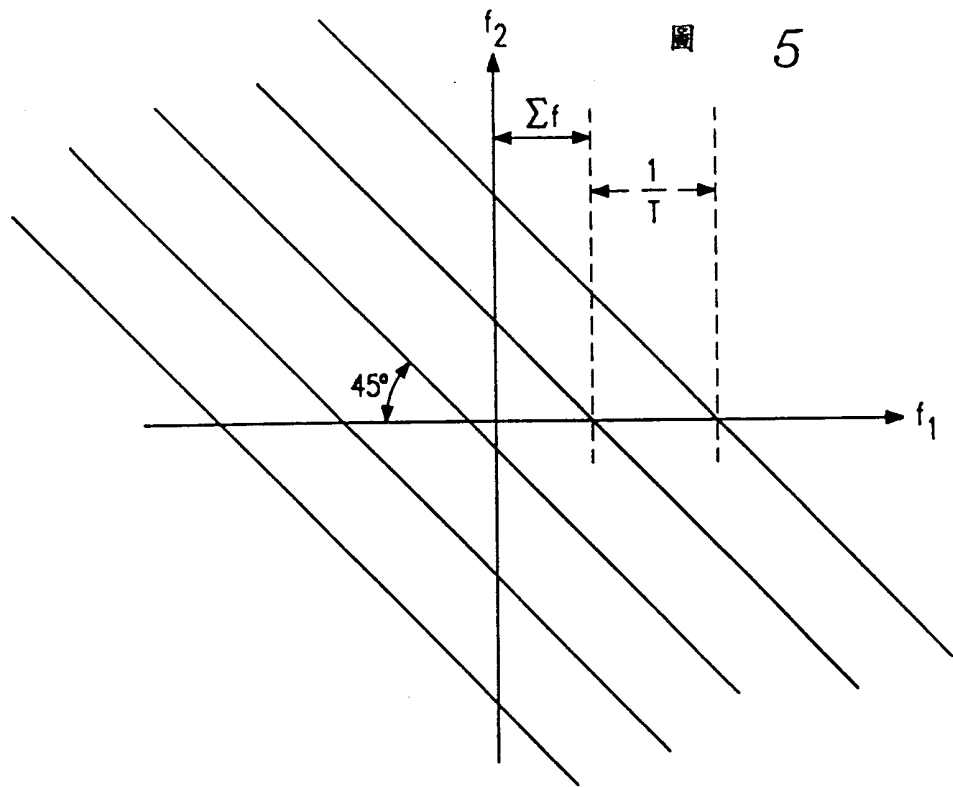
$$B_r(z) = \frac{1}{1 + 0.95e^{j3\pi/4}z^{-1}} \quad (18)$$

低通濾波，並供分別對上述左及右側分信號低通濾波之步驟。

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

訂





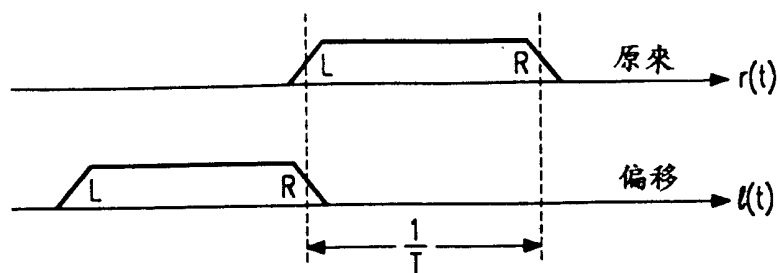


圖 7A

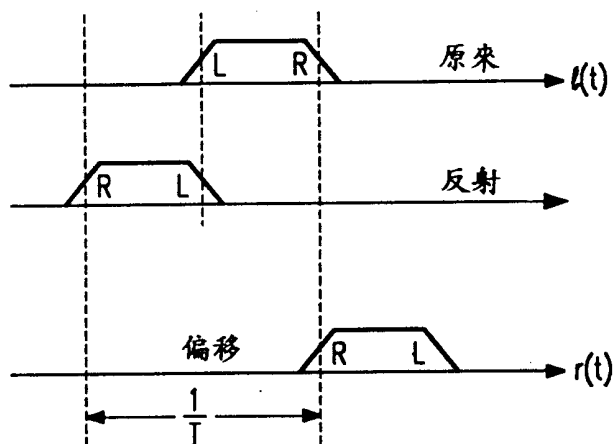


圖 7B

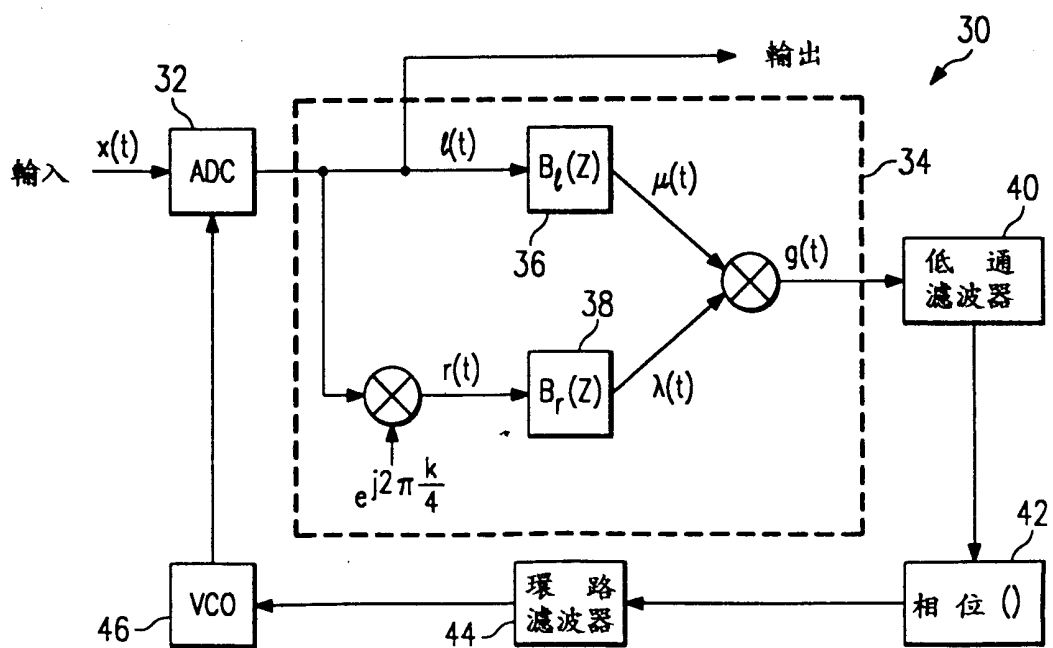


圖 8