

公告本**發明專利說明書**101年12月03日修正頁(本)
對錄

中文說明書替換頁(101年12月)

(本說明書格式、順序及粗體字，請勿任意更動，※記號部分請勿填寫)

※ 申請案號：095141858

※ 申請日期：95.11.10

※IPC 分類：H04B 1/10 (2006.01)
H04B 7/005 (2006.01)**一、發明名稱：(中文/英文)**

用於抑制相鄰頻道干擾效應之濾波器及方法

FILTER AND METHOD FOR SUPPRESSING EFFECTS OF
ADJACENT-CHANNEL INTERFERENCE**二、申請人：(共 1 人)**

姓名或名稱：(中文/英文)

瑞典商LM艾瑞克生(PUBL)電話公司

TELEFONAKTIEBOLAGET L M ERICSSON (PUBL)

代表人：(中文/英文)

1. 約翰 韓

HAN, JOHN

2. 萊娜 倫哈姆 卡爾森

CARLSSON, LENA LUNDHOLM

住居所或營業所地址：(中文/英文)

瑞典斯德哥爾摩市SE-164 83

SE-164 83 STOCKHOLM, SWEDEN

國 籍：(中文/英文)

瑞典 SWEDEN

三、發明人：(共 1 人)

姓 名：(中文/英文)

修尚 璽

HE, SHOUSHENG

國 籍：(中文/英文)

瑞典 SWEDEN

四、聲明事項：

☐ 主張專利法第二十二條第二項 ☐ 第一款或 ☐ 第二款規定之事實，其事實發生日期為： 年 月 日。

☒ 申請前已向下列國家（地區）申請專利：

【格式請依：受理國家（地區）、申請日、申請案號 順序註記】

☒ 有主張專利法第二十七條第一項國際優先權：

1. 歐洲專利機構；2005年11月11日；05024626.3

2. 美國；2005年11月17日；60/737,408

☐ 無主張專利法第二十七條第一項國際優先權：

1.

2.

☐ 主張專利法第二十九條第一項國內優先權：

【格式請依：申請日、申請案號 順序註記】

☐ 主張專利法第三十條生物材料：

☐ 須寄存生物材料者：

國內生物材料 【格式請依：寄存機構、日期、號碼 順序註記】

國外生物材料 【格式請依：寄存國家、機構、日期、號碼 順序註記】

☐ 不須寄存生物材料者：

所屬技術領域中具有通常知識者易於獲得時，不須寄存。

五、中文發明摘要：

本發明提供一種用於藉由對一分頻多重存取系統中之一接收信號之一基頻信號(s)進行濾波而抑制該接收信號之相鄰頻道干擾之效應的濾波器裝置(403)及方法。該濾波器裝置(403)包含一干擾濾波器(4032)，其為一經調適以同時產生一在一上頻帶濾波之第一信號(x)及一在一下頻帶濾波之第二信號(y)的複數位單輸入多輸出(SIMO)濾波器，其中該第一信號(x)與該第二信號(y)分離。該濾波器裝置(403)亦包含一經調適以選擇該等信號(s、x、y)其中之一者作為來自該濾波器裝置(403)之輸出的選擇器(4033)。

六、英文發明摘要：

七、指定代表圖：

(一)本案指定代表圖為：第 (3) 圖。

(二)本代表圖之元件符號簡單說明：

403	濾波器裝置
4031	接收器(Rx)濾波器
4032	干擾濾波器
4033	選擇器
s	基頻信號/輸入信號
s ₁	取樣資料或離散時間基頻信號
TSC	訓練序列碼
x	輸出信號/第一信號
y	輸出信號/第二獨立信號

八、本案若有化學式時，請揭示最能顯示發明特徵的化學式：

(無)

九、發明說明：

【發明所屬之技術領域】

本發明大體而言係關於濾波器之領域及信號之濾波。更特定言之，本發明係關於一種用於抑制接收信號之相鄰頻道干擾之效應的濾波器及方法。

【先前技術】

在諸如全球行動通信系統(GSM)、全球增強型資料發展(EDGE)、個人通信服務(PCS)及數位先進行動電話服務(DAMPS)等之數位時分多向近接/分頻多重存取(TDMA/FDMA)通信系統中，無線電接收器之效能通常受干擾之限制。大多數干擾來自同一系統中之其他使用者。該等干擾可為來自使用與當前使用者相同之載波頻率之其他使用者及/或基地台的共同頻道干擾(CCI)、來自使用與當前使用者相鄰之載波頻率之其他使用者及/或基地台的相鄰頻道干擾(ACI)等。

存在不同之方式對數位基頻中之接收信號進行濾波以抑制接收信號之潛在ACI效應。已建議用於ACI抑制之兩個主要方法。根據第一方法，將一對稱、窄頻帶接收器濾波器應用至基頻信號以同時抑制來自上頻道或下頻道之可能ACI。在此方面應注意，由於ACI之稀疏性質，單側ACI通常支配ACI情況。因此，對稱窄頻帶濾波器(截止上頻帶與下頻帶側上之頻率分量)通常破壞亦在其中不存在ACI或ACI為可忽略之側上的所要信號。因此，當不存在任何ACI或當ACI為可忽略時，此方法可能使接收器效能降

級。根據第二方法，在用於抑制潛在ACI效應的信號濾波之前，首先進行雜訊估計。通常藉由利用被稱為訓練序列碼(TSC)之發射信號序列經頻道估計而進行雜訊估計。基於該雜訊估計，可適應性地獲得低階濾波器，接著將該低階濾波器應用至接收信號以便在存在強ACI存在之狀況下對信號進行濾波。藉由使用此方法，可在存在強ACI時適應性地抑制ACI。因此，與第一方法相比較，所要信號通常較少受到破壞。然而，根據第二方法之準確頻道估計通常難以完成。在存在強干擾或背景雜訊的情況下尤為如此。不準確之頻道估計可導致關於ACI存在與否之困難的適應性決策。此反之可導致降級之接收器效能。

通常，經設計用於ACI抑制之諸如有限脈衝回應(FIR)濾波器或無限脈衝回應(IIR)濾波器之數位濾波器的計算較為複雜。因此，具有該ACI濾波器之通信裝置(諸如行動電話)通常需要相當大的處理功率。因此，仍然需要更有效地利用處理功率且不破壞所要信號之ACI濾波器。

【發明內容】

本發明之一目標為提供一種具有降低之處理功率要求的方法及濾波器。

根據第一態樣，提供一用於抑制分頻多重存取系統中之接收信號的相鄰頻道干擾之效應的干擾濾波器。該干擾濾波器經調適以對接收信號之基頻信號進行濾波。此外，該干擾濾波器為複數位單輸入多輸出(SIMO)濾波器，其經調適以同時產生在上頻帶濾波之第一信號(x)及在下頻帶濾波

之第二信號(y)，其中該第一信號(x)與該第二信號(y)分離。

複數位SIMO濾波器可具有用於第一信號及第二信號之個別頻率響應。每一個別頻率響應可相對於接收信號之中心頻率不對稱。

干擾濾波器可經組態為在複頻域中具有兩對相關零點，其中該等相關零點中每一對之正規化頻率受相互依賴約束之限制。

干擾濾波器可具有根據 $f(z) = (1 - e^{j\alpha} z^{-1})(1 - e^{j\beta} z^{-1})$ 及 $g(z) = (1 - e^{-j\alpha} z^{-1})(1 - e^{-j\beta} z^{-1})$ 之頻率特性，其中 $f(z)$ 為經組態用於上頻帶中之濾波的轉換函數 (transfer function)，且 $g(z)$ 為經組態用於下頻帶中之濾波的轉換函數，且其中 α, β 及 $-\alpha, -\beta$ 為兩對相關零點之正規化頻率。

干擾濾波器可經組態以用於全球行動通信系統(GSM)網路中之無線通信裝置。此外，干擾濾波器可經組態以用於經反旋轉 $\frac{\pi}{2}$ 之接收信號。上文所提及之相互依賴約束可為 $\alpha + \beta = \frac{3}{2}\pi$ 。

干擾濾波器可經組態以用於全球增強型資料發展(EDGE)網路中之無線通信裝置。干擾濾波器可經組態以用於經反旋轉 $\frac{3\pi}{8}$ 之接收信號。此外，相互依賴約束可為 $\alpha + \beta = \frac{7\pi}{4}$ 。

根據第二態樣，提供一包含根據第一態樣之干擾濾波器的無線通信裝置。

根據第三態樣，提供一包含根據第一態樣之干擾濾波器的濾波器裝置。該濾波器裝置進一步包含一選擇器，其經調適以接收基頻信號、在上頻帶濾波之第一信號及在下頻帶濾波之第二信號，並基於該等信號中每一者之經估計雜訊功率而選擇該等信號中的一者用於輸出。該選擇器可經調適以估計基頻信號、在上頻帶濾波之第一信號及在下頻帶濾波之第二信號的雜訊功率位準；比較該等信號之各別雜訊功率位準；及選擇具有最低經估計雜訊功率位準之信號。此外，該選擇器可經調適以藉由利用訓練序列碼(TSC)之頻道估計而估計雜訊功率位準。

根據第四態樣，提供一包含根據第三態樣之濾波器裝置的無線通信裝置。

根據第五態樣，提供一藉由對分頻多重存取系統中之接收信號的基頻信號進行濾波而抑制該接收信號之相鄰頻道干擾之效應的方法。該方法包含藉由複數位單輸入多輸出(SIMO)干擾濾波器而在上頻帶及下頻帶對基頻信號進行濾波，及同時產生在上頻帶濾波之第一信號及在下頻帶濾波之第二信號，其中該第一信號(x)與該第二信號(y)分離。

上頻帶濾波及下頻帶濾波之每一個別頻率響應可相對於接收信號之中心頻率不對稱。

干擾濾波器可經組態為在複頻域中具有兩對相關零點，其中該等相關零點中每一對之正規化頻率可受相互依賴約束之限制。

該方法可進一步包含選擇基頻信號、在上頻帶濾波之第

一信號及在下頻帶濾波之第二信號中的一者。該選擇可包含估計基頻信號、在上頻帶濾波之第一信號及在下頻帶濾波之第二信號的雜訊功率位準；比較該等信號之各別雜訊功率位準；及選擇具有最低經估計雜訊功率位準之信號。

根據第六態樣，提供一電腦程式產品。該電腦程式產品包含電腦程式碼構件以當由具有電腦能力之電子裝置執行該電腦程式碼構件時執行根據第五態樣之方法。

本發明之其他實施例係界定於隨附申請專利範圍中。

本發明之實施例可慮及濾波器之所需處理功率之限制。因此可改良具有根據本發明之實施例之濾波器的接收器之接收器效能。

應強調之處在於，在本文使用術語"包含"時，其係用於指定規定特徵、整數、步驟或組件之存在，而並不排除一或多個其他特徵、整數、步驟、組件或其群的存在或添加。

【實施方式】

圖1說明一其中實施根據本發明用於抑制在行動台(MS)中所接收之信號之相鄰頻道干擾(ACI)的效應之濾波器及方法的通信網路。該通信網路可為無線通信網路，諸如GSM、EDGE及UMTS等。此外，該通信網路可包含若干系統，諸如2G、2.5G及3G。此等通信網路系統中之若干者可為完全重疊或部分重疊的。

如圖1中所說明的，通信網路通常包含在網路側上連接至彼此的複數個裝置。為簡單起見，僅展示一基地台控制

器 BSC 10 及連接至該基地台控制器 BSC 10 的三個基地台 BS 20、BS 21、BS 22。該等基地台中每一者形成一或多個無線電小區 30、31 或 32，在該狀況下，可在該等相應無線電小區內分別建立與行動台 MS 40、MS 41 及 MS 42 之通信。

行動台 MS 40、MS 41 及 MS 42 可為任何無線通信裝置，諸如行動無線電終端、行動電話、蜂巢式無線電話、呼叫器、通信器、智慧型電話或其類似物，其在本文被稱作行動台 MS。

如自圖 1 可見，行動台 MS 40 可包含(但不限於)射頻(RF)接收器單元 401，其用於接收包括自基地台 BS 20 發射之資料或資訊的射頻(RF)信號 S 並將該等射頻(RF)信號 S 轉換成低頻基頻信號 S_B 。RF 接收器單元 401 可(例如)包含各種類比電路，諸如低雜訊放大器(LNA)、混頻器及類比濾波器。行動台 MS 40 可進一步包含用於將類比基頻信號 S_B 轉換成取樣資料或離散時間基頻信號 s_1 之類比數位轉換器 402、濾波器裝置 403、等化器 404、頻道解碼器 405 及語音解碼器 406 等。

行動台 MS 40 亦可包含記憶體裝置。可將用於行動台 MS 之各種功能的資料指令或軟體儲存於此記憶體裝置中。此外，行動台 MS 40 可包含用於控制行動台 MS 之操作及功能的中央處理單元(CPU)。

在以下實例中，經由無線電介面建立通信。如圖 2 中所展示，可將該無線電介面之頻譜再分成複數個相鄰頻帶 f_0 -

f_1 、 f_1-f_2 、及 f_2-f_3 。分別將該等個別頻帶 f_0-f_1 、 f_1-f_2 、及 f_2-f_3 指派給相應無線電頻道 CH1、CH2 及 CH3。在此說明性實例中，以一方式在通信網路內指派無線電頻道 CH1、CH2 及 CH3，該指派方式使得(例如)無線電頻道 CH2 可用於無線電小區 30 中之基地台 20 與相應行動台 40 之間的連接。對於具有相應無線電小區 31、32 等之其他基地台 21、22 等而言，將分配其他無線電頻道 CH1、CH3 等。

參看圖 1，以下描述將考慮基地台 BS 20 及行動台 MS 40。經由無線電頻道 CH2 自基地台 BS 20 發射包括資料或資訊之信號 S。假定基地台 BS 21 為在與頻道 CH2 相鄰之頻道 CH1 上發射以與行動台 MS 41 通信之基地台。

在此實例中，所發射之信號 S(其為基地台 BS 20 與行動台 MS 40 之間的無線電頻道 CH2 上之通信)受到基地台 BS 21 之相鄰無線電頻道 CH1 上之干擾信號 IS1 的干擾。如自圖 2 可見，無線電頻道 CH1 與 CH2 為相鄰無線電頻道，以致相鄰頻道干擾可存在於所要無線電頻道 CH2 之低頻帶區域 51 中。類似地，無線電頻道 CH2 上之通信可受到無線電頻道 CH3 上之其他干擾信號 IS3 的干擾。信號與相鄰干擾比(亦即，所要信號之功率與相鄰頻道干擾的功率之間的比)可對行動台 MS 40 之效能具有顯著影響且因此對通信網路之頻率規劃及頻譜效率具有顯著影響。如自圖 2 可見，ACI 可分別由於下頻率相鄰頻道 CH1 及上頻率相鄰頻道 CH3 而發生於無線電頻道 CH2 之頻譜的下頻率末端區域 51 以及上頻率末端區域 52 中。在此實例中，下頻率末端區域 51 中之

ACI可為可忽略的。然而，上頻率末端區域52中之ACI仍然極強。

濾波器裝置403可經調適以執行接收信號S之基頻信號 s_1 的選擇性及/或適應性濾波以抑制接收信號S之相鄰頻道干擾的效應。

圖3說明圖1中行動台40之濾波器裝置403的一實施例。濾波器裝置403可包含接收器(Rx)濾波器4031(諸如低通濾波器)，其用於接收已藉由圖1所示A/D轉換器402所執行之類比數位轉換而產生之離散時間基頻信號 s_1 。應瞭解，出現於接收信號S中之ACI可經由RF接收器單元401及A/D轉換器402而傳播。因此，ACI之任何效應仍可存在於自A/D轉換器402輸出之離散時間基頻信號 s_1 中且隨後輸入濾波器裝置403之Rx濾波器4031中。

濾波器裝置403可包含干擾濾波器4032，其用於所接收之離散時間基頻信號 s (其為來自Rx濾波器4031之輸出)的經組合或整合上頻帶及下頻帶濾波。干擾濾波器4032可為數位濾波器。如本文所使用的，數位濾波器係指取樣資料或離散時間信號之濾波。

干擾濾波器4032可為(例如)數位有限脈衝回應(FIR)濾波器，亦即在複數(z)域中僅具有零點而不具有任何極點的濾波器，諸如低階數位FIR濾波器。為簡單起見，本文將參考FIR濾波器。然而，不應將此解釋為限制性地而是作為一實例。如本文所使用的，FIR濾波器操作可為藉由專用硬體或藉由使用可程式化邏輯執行一序列之指令而實現的

計算過程。其亦可為硬體與軟體之組合，或甚至為包含用於執行計算過程之電腦程式構件的電腦程式產品。因此，藉由轉換函數將輸入序列之數字轉換成一輸出序列之數字。轉換函數係指所用數位FIR濾波器之頻率特性。轉換函數之實例可包括低通、高通、帶通函數等。數位濾波器計算包括信號值與常數之數位相加、與常數之數位相乘，及延遲階段之插入。

為避免破壞頻譜側處(其中無任何ACI存在)之所要信號，設計一不對稱數位二階FIR濾波器，以抑制上頻帶處之ACI的效應(亦即來自上頻道CH3之ACI效應，見圖2)，該不對稱數位二階FIR濾波器之頻率響應相對於基頻信號s之零頻率(或接收信號S之中心頻率)不對稱。可藉由以下複數(z)域中之轉換函數表示具有兩個不相同零點之此濾波器：

$$\begin{aligned}
 f(z) &= (1 - e^{j\alpha} z^{-1})(1 - e^{j\beta} z^{-1}) \\
 &= 1 - (e^{j\alpha} + e^{j\beta})z^{-1} + e^{j(\alpha+\beta)}z^{-2} \\
 &= 1 + az^{-1} + bz^{-2}
 \end{aligned} \tag{1}$$

其中 α 及 β 為兩個各別零點之正規化頻率，a及b為FIR濾波器之係數且j為虛數運算子。

頻率響應可需要兩個各別零點之正規化頻率在範圍 $\frac{\pi}{2} < \alpha, \beta < \pi$ 中。

結果為，FIR濾波器之零點應恰好在為最有效之單位圓上。然而，各別零點之正規化頻率 α, β 可在一定程度上改變為圍繞所要頻道CH2與上相鄰頻道CH3之間的頻率邊

界。此外，為成為最有效的，零點之正規化頻率較佳為不相同的。該等正規化頻率中之一者可恰好在頻率邊界處。

根據本發明之此實施例，使用某一約束作為用於改良數位二階FIR濾波器之計算效率的構件。可藉由以下陳述式來描述此相互依賴約束：

$$\alpha + \beta = n \frac{\pi}{2} \quad (2)$$

其中 α 及 β 為各別零點之正規化頻率。假定上述頻率響應要求，可將 n 設定為 3，其產生：

$$\alpha + \beta = \frac{3}{2}\pi \quad (3)$$

當將此約束應用至數位二階FIR濾波器時，其可變成具有僅一非無效濾波器係數 μ 之相對簡單形式。

以下舉例說明當將約束應用至數位二階FIR濾波器時濾波器係數之導出：

$$\begin{aligned} b &= e^{j(\alpha+\beta)} = e^{j(\frac{3}{2}\pi)} = -j \\ a &= -(e^{j\alpha} + e^{j\beta}) \\ &= -(\cos\alpha + j\sin\alpha + \cos\beta + j\sin\beta) \\ &= -((\cos\alpha + \cos\beta) + j(\sin\alpha + \sin\beta)) \\ &= -(2\cos(\frac{\alpha+\beta}{2})\cos(\frac{\alpha-\beta}{2}) + j2\sin(\frac{\alpha+\beta}{2})\cos(\frac{\alpha-\beta}{2})) \\ &= -2\cos(\frac{\alpha-\beta}{2})(\cos(\frac{\alpha+\beta}{2}) + j\sin(\frac{\alpha+\beta}{2})) \\ &= -\sqrt{2}\cos(\frac{\alpha-\beta}{2})(-1+j) \\ &= -\mu(-1+j) = \mu(1-j) \end{aligned}$$

其中：

$$\mu = \sqrt{2} \cos\left(\frac{\alpha - \beta}{2}\right)$$

反之，此根據以下陳述式而產生一轉換函數：

$$f(z) = 1 + \mu(1 - j)z^{-1} - jz^{-2} \quad (4)$$

類似地，當ACI效應來自下相鄰頻道CH1時，兩個各別零點之正規化頻率在相應負正規化頻率處，亦即 $-\alpha$ 及 $-\beta$ 。因此，藉由產生(4)中所表示的數位二階FIR濾波器之共軛，可獲得用於抑制下頻帶處之ACI效應(亦即來自下頻道CH1之ACI效應，見圖2)的數位二階FIR濾波器，且可藉由以下轉換函數來表示該數位二階FIR濾波器：

$$g(z) = f^*(z) = 1 + \mu(1 + j)z^{-1} + jz^{-2} \quad (5)$$

圖4說明正規化之四個相關零點在複平面中之位置，其中B表示正規化頻率邊界。其展示上頻帶濾波器及下頻帶濾波器之正規化零點應恰好在最有效之單位圓上。另外，其說明該四個零點係以鏡射位置(mirrored position)而成對，亦即下頻帶濾波器之零點係在上頻帶濾波器之零點關於實軸之鏡射位置中。然而，各別零點之正規化頻率可在一定程度上改變成圍繞正規化頻率邊界B。

陳述式(4)及(5)之對稱性質使得可有利地組合或整合此等兩個陳述式以獲得數位單輸入多輸出(SIMO)干擾濾波器4032。此實施例之SIMO干擾濾波器4032能夠同時產生兩個獨立信號(亦即，在上頻帶濾波之第一信號x及在下頻帶濾波之第二信號y)，其中該第一信號x與該第二信號y分離。因此，可將上頻帶FIR濾波器(亦即陳述式(4))及下頻

帶FIR濾波器(亦即陳述式(5))表示如下：

$$\begin{aligned} f(z) &= 1 + \mu(1-j)z^{-1} - jz^{-2} \\ g(z) &= 1 + \mu(1+j)z^{-1} + jz^{-2} \end{aligned} \quad (6)$$

因為 $f(z) = \frac{x(z)}{s(z)}$ 及 $g(z) = \frac{y(z)}{s(z)}$ ，其中 $x(z)$ 、 $y(z)$ 及 $s(z)$ 分別為

SIMO干擾濾波器4032之輸出信號及複數 z 域中所表示之經接收基頻信號，故可藉由以下陳述式在時域中表示 x 及 y ：

$$\begin{aligned} x(n) &= s(n) + \mu(1-j)s(n-1) - js(n-2) \\ y(n) &= s(n) + \mu(1+j)s(n-1) + js(n-2) \end{aligned} \quad (7)$$

在 A.V. Oppenheim 及 R.W. Shafer, "Discrete-Time Signal Processing", Prentice Hall, 1989，第180頁中描述 z 域與時域之間的關係。

可以實數及虛數形式將陳述式(7)表示如下：

$$\begin{aligned} x_r(n) &= s_r(n) + \mu s_r(n-1) + \mu s_i(n-1) + s_i(n-2) \\ x_i(n) &= s_i(n) - \mu s_r(n-1) + \mu s_i(n-1) - s_r(n-2) \\ y_r(n) &= s_r(n) + \mu s_r(n-1) - \mu s_i(n-1) - s_i(n-2) \\ y_i(n) &= s_i(n) + \mu s_r(n-1) + \mu s_i(n-1) + s_r(n-2) \end{aligned} \quad (8)$$

其中 r 標記複數信號之實數部分，且 i 標記複數信號之虛數部分。在對該等運算重新分組之後，可將此等陳述式表示為：

$$\begin{aligned} x_r(n) &= (s_r(n) + s_i(n-2)) + \mu(s_r(n-1) + s_i(n-1)) \\ x_i(n) &= (s_i(n) - s_r(n-2)) - \mu(s_r(n-1) - s_i(n-1)) \\ y_r(n) &= (s_r(n) - s_i(n-2)) + \mu(s_r(n-1) - s_i(n-1)) \\ y_i(n) &= (s_i(n) + s_r(n-2)) + \mu(s_r(n-1) + s_i(n-1)) \end{aligned} \quad (9)$$

可在信號流程圖表(SFG)中描繪陳述式(9)。圖5中所示之SFG說明上頻帶信號濾波與下頻帶信號濾波之間的操作共

用產生數位 SIMO 干擾濾波器 4032 之 "蝶形" 結構。

結合本發明之此實施例，應瞭解，陳述式(3)中之相互依賴約束 $\alpha + \beta = \frac{3}{2}\pi$ 指定兩個各別零點之正規化頻率之間的關係。藉由適當地選擇 α ，可導出 β 。因此，可藉由首先界定 α 而發現 SIMO 干擾濾波器 4032 之轉換函數(6)的四個相關零點，亦即經設計用於上頻帶濾波之該兩個各別零點之正規化頻率的 α 及 β 及經設計用於下頻帶濾波之該兩個各別零點之正規化頻率的 $-\alpha$ 及 $-\beta$ 。然而，當不同地選擇 α 時，SIMO 干擾濾波器可具有不同特性。因此， α 並非固定的。

圖 6 中示意性展示本發明之另一實施例。圖 6 中具有圖 3 中相應元件之元件與參看圖 3 之描述相類似地操作及相互作用。

圖 6 之濾波器裝置 403 進一步包含反旋轉器 6034，其用於反旋轉所接收之基頻信號 s_2 ，該所接收基頻信號為來自 Rx 濾波器 4031 之輸出。在此實施例中，該濾波器裝置係用以使用於 GSM 網路中之行動台 MS 40 的接收器中。當行動台 MS 40 用以解調變如 GSM 系統中所使用之經 GMSK(高斯最小相移鍵控)調變之信號時，反旋轉器 6034 可(例如)經調適以將所接收之基頻信號 s_2 反旋轉 $\gamma_G = \frac{\pi}{2}$ 。

在此狀況下，可將用於抑制上頻帶及下頻帶之 ACI 之效應的不對稱數位二階 FIR 濾波器表示為：

$$\begin{aligned} f(z) &= (1 - e^{j\alpha'} z^{-1})(1 - e^{j\beta'} z^{-1}) \\ g(z) &= (1 - e^{-j\alpha'} z^{-1})(1 - e^{-j\beta'} z^{-1}) \end{aligned} \quad (10)$$

其中， $f(z)$ 為經組態用於上頻帶之濾波的轉換函數，且
 $g(z)$ 為經組態用於下頻帶之濾波的轉換函數，且

$$\begin{aligned} \alpha' &= \alpha - \gamma_G, \beta' = \beta - \gamma_G \\ -\alpha' &= -\alpha - \gamma_G, -\beta' = -\beta - \gamma_G \end{aligned}$$

其中， $\alpha', \beta', -\alpha', -\beta'$ 為在反旋轉之後的該兩對零點之正規化頻率。

同樣在此實施例中，可使用某一約束作為用於改良陳述式(10)中數位二階FIR濾波器之計算效率的構件。相互依賴約束為 $\alpha' + \beta' = n\frac{\pi}{2}$ ，若 n 經選擇為 $n=1$ ，則此產生 $\alpha' + \beta' = \frac{\pi}{2}$ 。因此，可將相互依賴約束表示為：

$$\alpha + \beta = \frac{3}{2}\pi \quad (11)$$

當將此約束應用至陳述式(10)之數位二階FIR濾波器時，其亦可變成具有僅一非無效濾波器係數 μ 之相對簡單形式。

以下舉例說明當將約束應用至數位二階FIR濾波器時濾波器係數之導出。

可將陳述式(10)表示為：

$$\begin{aligned} f(z) &= 1 + az^{-1} + bz^{-2} \\ g(z) &= 1 + \bar{a}z^{-1} + \bar{b}z^{-2} \end{aligned} \quad (12)$$

其中，

$$\begin{aligned}
a &= -(e^{j\alpha'} + e^{j\beta'}) \\
&= -2 \cos\left(\frac{\alpha' - \beta'}{2}\right) \left(\cos\left(\frac{\alpha' + \beta'}{2}\right) + j \sin\left(\frac{\alpha' + \beta'}{2}\right)\right) \\
&= -2 \cos\left(\frac{\alpha - \beta}{2}\right) \left(\cos\left(\frac{\pi}{4}\right) + j \sin\left(\frac{\pi}{4}\right)\right) = -\mu(1 + j) \\
b &= e^{j(\alpha' + \beta')} = e^{j\frac{\pi}{2}} = j
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
\bar{a} &= -(e^{-j\alpha'} + e^{-j\beta'}) = -(e^{-j(\alpha + \gamma_G)} + e^{-j(\beta + \gamma_G)}) \\
&= -2 \cos\left(\frac{\alpha - \beta}{2}\right) \left(\cos\left(\frac{\alpha + \beta + 2\gamma_G}{2}\right) - j \sin\left(\frac{\alpha + \beta + 2\gamma_G}{2}\right)\right) \\
&= -2 \cos\left(\frac{\alpha - \beta}{2}\right) \left(\cos\left(\frac{5\pi}{4}\right) - j \sin\left(\frac{5\pi}{4}\right)\right) = \mu(1 - j) \\
\bar{b} &= e^{j-(\alpha' + \beta')} = e^{-j\frac{\pi}{2}} = -j
\end{aligned}$$

且其中，

$$\mu = \sqrt{2} \cos\left(\frac{\alpha - \beta}{2}\right)$$

因此，可將用於 GSM 系統中行動台之接收器中的經組合或整合上頻帶及下頻帶 SIMO 干擾濾波器 6032 表示為：

$$\begin{aligned}
f(z) &= 1 - \mu(1 + j)z^{-1} + jz^{-2} \\
g(z) &= 1 + \mu(1 - j)z^{-1} - jz^{-2}
\end{aligned} \tag{13}$$

類似地，因為 $f(z) = \frac{x(z)}{s(z)}$ 及 $g(z) = \frac{y(z)}{s(z)}$ ，所以可分別藉由以下

陳述式在時域中表示複數輸出信號 x 及 y ：

$$\begin{aligned}
x(n) &= s(n) - \mu(1 + j)s(n-1) + js(n-2) \\
y(n) &= s(n) + \mu(1 - j)s(n-1) - js(n-2)
\end{aligned} \tag{14}$$

以實數及虛數形式，可將此等陳述式表示為：

$$\begin{aligned}
x_r(n) &= s_r(n) - \mu s_r(n-1) + \mu s_i(n-1) - s_i(n-2) \\
x_i(n) &= s_i(n) - \mu s_r(n-1) - \mu s_i(n-1) + s_r(n-2) \\
y_r(n) &= s_r(n) + \mu s_r(n-1) + \mu s_i(n-1) + s_i(n-2) \\
y_i(n) &= s_i(n) - \mu s_r(n-1) + \mu s_i(n-1) - s_r(n-2)
\end{aligned} \tag{15}$$

其中 r 標記複數信號之實數部分，且 i 標記複數信號之虛數部分。在對該等運算重新分組之後，可將此等陳述式表示為：

$$\begin{aligned}
x_r(n) &= (s_r(n) - s_i(n-2)) - \mu(s_r(n-1) - s_i(n-1)) \\
x_i(n) &= (s_i(n) + s_r(n-2)) - \mu(s_r(n-1) + s_i(n-1)) \\
y_r(n) &= (s_r(n) + s_i(n-2)) + \mu(s_r(n-1) + s_i(n-1)) \\
y_i(n) &= (s_i(n) - s_r(n-2)) - \mu(s_r(n-1) - s_i(n-1))
\end{aligned} \tag{16}$$

圖 7 說明根據陳述式 (16) 之數位 SIMO 干擾濾波器 6032 之實現的一實例之方塊圖。如自此方塊圖可見，數位 SIMO 干擾濾波器 6032 可包含四個延遲元件 D1 至 D4、十個加法器元件 A1 至 A10 及兩個乘法器元件 M1 至 M2。如自圖 7 可見，上頻帶濾波與下頻帶濾波之並列計算需要每一複數樣本僅兩個實數乘法 (由 M1 及 M2 指示) 及十個實數加法 (由 A1 至 A10 指示)。此外，在使用此干擾濾波器 6032 的情況下，可獲得並列之兩個濾波結果，亦即一上頻帶濾波結果及一下頻帶濾波結果。與此相反，若未將約束 (11) 應用至根據轉換函數 (10) 之數位 FIR 濾波器，則可能 (例如) 採用每一樣本 8 個實數乘法及 10 個實數加法來獲得僅一濾波結果。

或者可在 SFG 中描繪陳述式 (16)。圖 8 中所展示之 SFG 再次說明上頻帶信號濾波與下頻帶信號濾波之間的操作共用產生數位 SIMO 干擾濾波器 6032 之 "蝶形" 結構。

在 GSM 系統中，所要信號之頻寬 BW 通常為 271 kHz 同時

兩個相鄰頻道之間的頻道間隔CS通常為約200 kHz，見圖2。因此，所要頻道與上相鄰頻道/下相鄰頻道之間的正規化頻率邊界在： $\frac{200}{271}\pi \approx \frac{100}{135}\pi$ 。零點之正規化頻率(亦即 α 及 β)應接近正規化頻率邊界 $\frac{100}{135}\pi$ 。

相互依賴約束 $\alpha + \beta = \frac{3}{2}\pi$ 指定兩個各別零點之正規化頻率之間的關係。藉由適當地選擇 α ，亦可導出 β 。因此，可藉由首先界定 α 來發現SIMO干擾濾波器6032之零點的四個相關正規化頻率，亦即用於上頻帶之 α 及 β 及用於下頻帶之 $-\alpha$ 及 $-\beta$ 。舉例而言，可選擇 $\alpha = \frac{80}{135}\pi$ ，因此 $\beta \approx \frac{120}{135}\pi$ ，或可選擇 $\alpha = \frac{90}{135}\pi$ ，因此 $\beta \approx \frac{110}{135}\pi$ 。然而， α 不需要為固定的且可較佳在每一指定狀況中經充分測試及估計。

參看圖9，其示意性地展示本發明之又一實施例。圖9中具有圖3及圖6中相應元件之元件與參看圖3及圖6之描述相類似地操作及相互作用。

在此實施例中，濾波器裝置403與先前參看圖6所述之濾波器裝置的不同之處在於：濾波器裝置403係用於EDGE網路中行動台40之接收器中。若接收信號經8-PSK(8狀態相移鍵控)調變，則接收信號可藉由反旋轉器9034而反旋轉 $\frac{3\pi}{8}$ 。因此，當行動台MS 40係用以解調變如EDGE系統中所用之經8-PSK調變之信號時，此實施例中之反旋轉器9034可經調適以將所接收的基頻信號 s_2 反旋轉 $\gamma_E = \frac{3\pi}{8}$ 。

再次在此實施例中，可使用某一約束作為用於改良陳述式(10)中數位二階FIR濾波器之計算效率的構件。由於反

旋轉 $\gamma_E = \frac{3\pi}{8}$ ，使 $\alpha' + \beta' = n\frac{\pi}{2}$ ，其中 $\alpha' = \alpha - \gamma_E, \beta' = \beta - \gamma_E$ 。若 $n=2$ ，

則此產生 $\alpha' + \beta' = \pi$ 。因此，可將相互依賴約束表示為：

$$\alpha + \beta = \frac{7\pi}{4} \quad (17)$$

當將此約束應用至數位二階FIR濾波器時，其各自分別變成具有僅一非無效濾波器係數 η 及 $\rho\eta$ 之相對簡單形式。

以下舉例說明當將約束應用至數位二階FIR濾波器時濾波器係數之導出：

$$\begin{aligned} a &= -2 \cos\left(\frac{\alpha' - \beta'}{2}\right) \left(\cos\left(\frac{\alpha' + \beta'}{2}\right) + j \sin\left(\frac{\alpha' + \beta'}{2}\right)\right) \\ &= -2 \cos\left(\frac{\alpha' - \beta'}{2}\right) \left(\cos\left(\frac{\pi}{2}\right) + j \sin\left(\frac{\pi}{2}\right)\right) \\ &= -j 2 \cos\left(\frac{\alpha - \beta}{2}\right) = -j\eta \\ b &= e^{j(\alpha' + \beta')} = e^{j\pi} = -1 \\ \bar{a} &= -(e^{-j\alpha'} + e^{-j\beta'}) = -(e^{-j(\alpha + \gamma_E)} + e^{-j(\beta + \gamma_E)}) \\ &= -2 \cos\left(\frac{\alpha - \beta}{2}\right) \left(\cos\left(\frac{\alpha + \beta + 2\gamma_E}{2}\right) - j \sin\left(\frac{\alpha + \beta + 2\gamma_E}{2}\right)\right) \\ &= -2 \cos\left(\frac{\alpha - \beta}{2}\right) \left(\cos\left(\frac{5\pi}{4}\right) - j \sin\left(\frac{5\pi}{4}\right)\right) = \rho\eta(1 - j) \\ \bar{b} &= e^{j-(\alpha' + \beta')} = e^{-j\frac{\pi}{2}} = -j \end{aligned}$$

$$\text{其中 } \eta = 2 \cos\left(\frac{\alpha - \beta}{2}\right), \rho = \frac{\sqrt{2}}{2} \quad (18)$$

因此，可將用於EDGE系統中接收器之SIMO組合/整合上頻帶及下頻帶干擾濾波器9032表示為：

$$\begin{aligned} f(z) &= 1 - j\eta z^{-1} - z^{-2} \\ g(z) &= 1 + \eta\rho(1 - j)z^{-1} - jz^{-2} \end{aligned} \quad (19)$$

因為 $f(z) = \frac{x(z)}{s(z)}$ 及 $g(z) = \frac{y(z)}{s(z)}$ ，所以可分別藉由以下陳述式

在時域中表示複數輸出信號 x 及 y ：

$$\begin{aligned} x(n) &= s(n) - j\eta s(n-1) - s(n-2) \\ y(n) &= s(n) + \eta\rho(1-j)s(n-1) - js(n-2) \end{aligned} \quad (20)$$

以實數及虛數形式，可將此等陳述式表示為：

$$\begin{aligned} x_r(n) &= s_r(n) + \eta s_i(n-1) - s_r(n-2) \\ x_i(n) &= s_i(n) - \eta s_r(n-1) - s_i(n-2) \\ y_r(n) &= s_r(n) + \rho(\eta s_r(n-1) + \eta s_i(n-1)) + s_i(n-2) \\ y_i(n) &= s_i(n) - \rho(\eta s_r(n-1) - \eta s_i(n-1)) - s_r(n-2) \end{aligned} \quad (21)$$

其中 r 標記複數信號之實數部分，且 i 標記複數信號之虛數部分。在對該等運算重新分組之後，可將此等陳述式表示為：

$$\begin{aligned} x_r(n) &= (s_r(n) - s_r(n-2)) + \eta s_r(n-1) \\ x_i(n) &= (s_i(n) - s_i(n-2)) - \eta s_i(n-1) \\ y_r(n) &= (s_r(n) + s_i(n-2)) + \rho(\eta s_i(n-1) + \eta s_r(n-1)) \\ y_i(n) &= (s_i(n) - s_r(n-2)) + \rho(\eta s_i(n-1) - \eta s_r(n-1)) \end{aligned} \quad (22)$$

可在 SFG 中描繪陳述式 (22)。圖 10 中所示之 SFG 說明由根據本發明之 SIMO 干擾濾波器 9032 提供的上頻帶濾波與下頻帶濾波之間的操作共用。

再次地，相互依賴約束 $\alpha + \beta = \frac{7}{4}\pi$ 指定兩個各別零點之正規化頻率之間的關係。當 SIMO 干擾濾波器 9032 係用於 EDGE 系統中之接收器中時，可有利地選擇(例如) $\alpha = \frac{110}{135}\pi$ ，因此 $\beta \approx \frac{125}{135}\pi$ 。

圖 11 展示根據干擾濾波器 4032、6032 及 9032 之實施例具有一輸入信號 s 及兩個輸出信號 x 、 y 之 SIMO 干擾濾波器的

典型特性。如圖所說明的，干擾濾波器同時產生兩個分離信號(亦即，在上頻帶濾波之第一信號 x 及在下頻帶濾波之第二獨立信號 y)，其中該第一信號與該第二信號分離。此外，上頻帶濾波器與下頻帶濾波器之頻率響應相對於接收信號之中心頻率而為不對稱的。此使得可在抑制ACI時避免破壞所要信號。

如上文關於本發明之所有實施例提及的，SIMO干擾濾波器4032、6032及9032之顯著操作共用為一優點，因為其需要每一複數樣本較少數位乘法及加法。因此，其使得可抑制來自相鄰頻道CH1及CH3之潛在ACI效應而無過多計算複雜性及相關聯之功率消耗。總之，可提供用於抑制ACI效應之SIMO干擾濾波器，其在計算方面效率較高且同時不破壞所要信號。

濾波器裝置403可進一步包含選擇器4033。在參看圖3之實施例中，選擇器4033可經調適以接收自Rx濾波器4031輸出之基頻信號 s 。在參看圖6之實施例中，選擇器4033可經調適以接收自反旋轉器6034輸出之基頻信號 s 。在參看圖9之實施例中，選擇器4033可經調適以接收自反旋轉器9034輸出之基頻信號 s 。此外，選擇器4033可經調適以分別接收自SIMO干擾濾波器4032、6032或9032輸出之上頻帶濾波信號 x 及下頻帶濾波信號 y 。同樣，一旦選擇器4033已接收此等信號，該選擇器4033便經調適以(例如)基於雜訊估計而選擇該等信號中之一者供進一步處理。作為一實例，可以一方式執行雜訊估計，該執行方式使得基頻信號 s 、

上頻帶濾波信號 x 及下頻帶濾波信號 y 之雜訊能量分別各自分別由選擇器4033加以估計。雜訊能量之估計可(例如)藉由利用選擇器4033已知之發射訓練序列碼TSC的頻道估計來執行。此後，可由選擇器4033選擇具有最低估計雜訊功率位準之信號作為輸出。隨後，將來自濾波器裝置403之輸出輸入至等化器404。因此，可獲得用於ACI拒絕之適應機制。

簡而言之，當不存在任何ACI時，選擇器4033可選擇所接收之複數基頻信號 s 而無需不必要地破壞所接收之基頻信號。當所接收基頻信號受到上頻道CH3干擾時，由選擇器4033隨後選擇上頻帶濾波複數信號 x 。然而，當所接收基頻信號受到下頻道CH1干擾時，由選擇器選擇下頻帶濾波複數信號 y 作為等化器之輸入。換言之，選擇器4033可選擇信號 s 、 x 或 y 中任一者(其中 s 尚未受到抑制， x 及 y 已受到抑制)作為來自濾波器裝置403之輸出。

因為由選擇器4033進行之選擇不僅基於所接收複數基頻信號 s 而且基於來自SIMO干擾濾波器4032、6032或9032中之經組合/整合不對稱上頻帶濾波及下頻帶濾波之濾波結果 x 、 y ，所以可避免不必要地破壞或損害其中不存在任何ACI或其中ACI為可忽略的頻率側上之所要基頻信號。因為雜訊估計之準確度依賴於頻道估計之準確度，所以在ACI抑制之後進行根據本發明之實施例的頻道估計，ACI之影響得以最小化。與相關技術之描述中所述的第二ACI抑制方法(其中，在ACI抑制之前進行頻道/雜訊估計)相比

較，本發明之實施例中的頻道/雜訊估計之準確度得到改良。此反之導致濾波器裝置403在選擇用於進一步處理之信號時的更容易之適應性決策。因此，可改良敏感性頻道與ACI干擾頻道中之接收器效能。

圖12說明用於抑制接收信號S之ACI之效應的方法之一實施例。在步驟601中，分別在上頻帶及下頻帶對接收信號S之數位基頻信號s進行濾波。在步驟602中，同時產生在上頻帶濾波之第一信號x及在下頻帶濾波之第二信號y，其中該第一信號與該第二信號分離。舉例而言，可藉由根據上述實施例中任一者之SIMO干擾濾波器4032、6032或9032執行步驟601及602。在另一步驟603中，可執行基頻信號s與在步驟602中所產生之兩個獨立信號x、y之間的選擇。

圖13說明用於執行圖12中之選擇步驟603之方法的一實施例。如圖所說明的，該選擇包含在步驟701中估計基頻信號s、於上頻帶濾波之獨立信號x及於下頻帶濾波之獨立信號y的雜訊功率位準。此外，其包含在步驟702中比較該等信號之各別雜訊功率位準，及在步驟703中回應於步驟702而選擇具有最低雜訊功率位準之信號以供進一步處理。可(例如)藉由如上所述之選擇器4033來執行圖13中所示之選擇。

可(例如)藉由如上所述之濾波器裝置403來執行圖12及13中所展示之方法。

可將本發明內嵌於電腦程式產品中，其使如上所述之方法及功能得以實施。當將該電腦程式產品載入具有電腦能

力之設備(諸如處理器)中並於其上執行時，可實施本發明。本文中之電腦程式、軟體程式、程式產品或軟體意味著以任何程式化語言、碼或符號對用於使具有電腦能力之系統直接或在轉換成另一語言、碼或符號之後執行特定功能的一組指令之任何表示。此外，電腦程式產品可儲存於電腦可讀取媒體中。

本發明之一優點在於其提供對濾波器之所需處理功率的有效利用。此外，本發明之一優點在於其可提供有效ACI抑制而無過多計算複雜性且不會破壞所要信號。因此，一優點在於：本發明之實施例使得能夠改良例如行動電話之行動台的操作效能。此外，由於根據本發明之實施例之雜訊估計的經改良準確度，已模擬地展示本發明之此等實施例可提供用於典型城市及丘陵地帶之無線電頻道分佈的行動台之經改良操作效能。

雖然已參看特殊實施例描述了本發明，但本發明並不限於本文所陳述之特殊形式。在本發明之範疇內，不同於上述實施例之其他實施例同樣為可能的。

【圖式簡單說明】

圖1為行動台(MS)及通信網路之說明，其中該行動台(MS)為運作的；

圖2為說明相鄰頻道干擾之圖；

圖3為說明圖1中行動台(MS)之濾波器裝置之一實施例的方塊圖；

圖4說明根據圖3中干擾濾波器之正規化四個相關零點的

可能位置；

圖 5 為說明圖 3 中干擾濾波器之信號流程圖表 (SFG) 的圖；

圖 6 為說明圖 1 行動台 (MS) 之濾波器裝置之另一實施例的方塊圖；

圖 7 為說明圖 6 中干擾濾波器之實現之實例的方塊圖；

圖 8 為說明圖 6 及 7 中干擾濾波器之 SFG 的圖；

圖 9 為說明圖 1 中行動台 (MS) 之濾波器裝置之又一實施例的方塊圖；

圖 10 為說明圖 9 中干擾濾波器之 SFG 的圖；

圖 11 說明圖 3、圖 5 及圖 8 中干擾濾波器之典型特性；

圖 12 為說明用於抑制接收信號之相鄰頻道干擾之效應的方法之一實施例的流程圖；及

圖 13 為說明用於執行圖 12 中之選擇步驟之方法的一實施例之流程圖。

【主要元件符號說明】

10	基地台控制器
20	基地台
21	基地台
22	基地台
30	無線電小區
31	無線電小區
32	無線電小區
40	行動台

41	行 動 台
42	行 動 台
51	低頻帶區域/下頻率末端區域
52	上頻率末端區域
401	射頻接收器單元
402	類比數位轉換器
403	濾波器裝置
404	等化器
405	頻道解碼器
406	語音解碼器
4031	接收器(Rx)濾波器
4032	SIMO干擾濾波器
4033	選擇器
6032	SIMO干擾濾波器
6034	反旋轉器
9032	SIMO干擾濾波器
9034	反旋轉器
A1至A10	加法器元件
B	正規化頻率邊界
BW	信號頻寬
CH1	無線電頻道
CH2	無線電頻道
CH3	無線電頻道
CS	頻道間隔

D1	延遲元件
D2	延遲元件
D3	延遲元件
D4	延遲元件
f0	頻率
f1	頻率
f2	頻率
f3	頻率
IS1	干擾信號
IS3	干擾信號
M1	乘法器元件
M2	乘法器元件
s	基頻信號/輸入信號
S	射頻信號/接收信號
s ₁	取樣資料或離散時間基頻信號
s ₂	所接收基頻信號
S _B	低頻基頻信號/類比基頻信號
SFG	信號流程圖表
TSC	訓練序列碼
X	輸出信號/第一信號
Y	輸出信號/第二獨立信號
α	正規化頻率
β	正規化頻率

十、申請專利範圍：

1. 一種用於抑制一分頻多重存取(FDMA)系統中之一接收信號(S)的相鄰頻道干擾(51、52)之若干效應的干擾濾波器(4032、6032、9032)，其中該干擾濾波器(4032、6032、9032)經調適以對該接收信號(S)之一基頻信號(s)進行濾波，其特徵在於：該干擾濾波器(4032、6032、9032)為一複數位單輸入多輸出(SIMO)濾波器，其經調適以藉由一上頻帶信號濾波與一下頻帶信號濾波之間的操作共用產生一蝶形(butterfly)結構以同時產生一在該上頻帶濾波之第一信號(x)及一在該下頻帶濾波之第二信號(y)，其中該第一信號(x)與該第二信號(y)分離。
2. 如請求項1之干擾濾波器(4032、6032、9032)，其中該複數位SIMO濾波器具有用於該第一信號及該第二信號(x、y)之個別頻率響應，且其中每一個別頻率響應相對於該接收信號(S)之中心頻率為不對稱的。
3. 如請求項1或2之干擾濾波器(4032、6032、9032)，其中該干擾濾波器(4032、6032、9032)經組態為在複頻域中具有兩對相關零點，其中該等相關零點中每一對之正規化頻率受一相互依賴約束之限制。
4. 如請求項3之干擾濾波器(4032、6032、9032)，其中該干擾濾波器具有一根據

$$f(z) = (1 - e^{j\alpha} z^{-1})(1 - e^{j\beta} z^{-1})$$

$$g(z) = (1 - e^{-j\alpha} z^{-1})(1 - e^{-j\beta} z^{-1})$$
 之頻率特性，其中

$f(z)$ 為經組態用於該上頻帶中之該濾波的轉換函

數，且

$g(z)$ 為經組態用於該下頻帶中之該濾波的轉換函數，且其中 α, β 及 $-\alpha, -\beta$ 為該兩對相關零點之該等正規化頻率。

5. 如請求項4之干擾濾波器(6032)，其中該干擾濾波器(6032)經組態用於一全球行動通信網路系統中之一無線通信裝置(40)中。
6. 如請求項4之干擾濾波器(6032)，其中該干擾濾波器(6032)經組態用於經反旋轉 $\frac{\pi}{2}$ 之若干接收信號(S)。
7. 如請求項4之干擾濾波器(4032、6032)，其中該相互依賴約束為 $\alpha + \beta = \frac{3}{2}\pi$ 。
8. 如請求項4之干擾濾波器(9032)，其中該干擾濾波器(9032)經組態用於一全域進化增強資料網路中之一無線通信裝置(40)中。
9. 如請求項4之干擾濾波器(9032)，其中該干擾濾波器(9032)經組態用於經反旋轉 $\frac{3\pi}{8}$ 之接收信號(S)。
10. 如請求項4之干擾濾波器(9032)，其中該相互依賴約束為 $\alpha + \beta = \frac{7\pi}{4}$ 。
11. 一種包含如請求項1之干擾濾波器(4032、6032、9032)之無線通信裝置(40)。
12. 一種包含如請求項1之干擾濾波器(4032、6032、9032)之濾波器裝置(403)，其進一步包含一選擇器(4033)，該選擇器(4033)經調適以接收該基頻信號(s)、在該上頻帶濾

波之該第一信號(x)及在該下頻帶濾波之該第二信號(y)，並基於該等信號中每一者之經估計雜訊功率而選擇該等信號(x、y、s)其中之一者以供輸出。

13. 如請求項12之濾波器裝置(403)，其中該選擇器(4033)經調適以：估計該基頻信號(s)、在該上頻帶濾波之該第一信號(x)及在該下頻帶濾波之該第二信號(y)三者的雜訊功率位準；比較該等信號(x、y、s)之該等各別雜訊功率位準；及選擇具有最低經估計雜訊功率位準之信號。
14. 如請求項13之濾波器裝置(403)，其中該選擇器(4033)經調適以藉由一利用一訓練序列碼(TSC)之頻道估計而估計該等雜訊功率位準。
15. 一種包含如請求項12至14中任一項之濾波器裝置(403)的無線通信裝置(40)。
16. 一種藉由對一分頻多重存取系統中之一接收信號(S)的一基頻信號(s)進行濾波而抑制該接收信號(S)之相鄰頻道干擾(51、52)之效應的方法，其特徵在於：

由一複數位單輸入多輸出(SIMO)干擾濾波器(4032、6032、9032)在一上頻帶及一下頻帶對該基頻信號(s)進行濾波(601)；及

藉由一上頻帶信號濾波與一下頻帶信號濾波之間的操作共用產生一蝶形(butterfly)結構以同時產生(602)一在該上頻帶濾波之第一信號(x)及一在該下頻帶濾波之第二信號(y)，其中該第一信號(x)與該第二信號(y)分離。

17. 如請求項16之方法，其中該上頻帶濾波及該下頻帶濾波

之每一個別頻率響應相對於該接收信號(S)之中心頻率為不對稱的。

18. 如請求項16之方法，其中該干擾濾波器(4032、6032、9032)經組態為在複頻域中具有兩對相關零點，其中該等相關零點中每一對之正規化頻率受一相互依賴約束之限制。

19. 如請求項16之方法，其進一步包含：

選擇(603)該基頻信號(s)、在該上頻帶濾波之該第一信號(x)及在該下頻帶濾波之該第二信號(y)其中的一者。

20. 如請求項19之方法，其中該選擇(603)步驟包含：

估計(701)該基頻信號(s)、在該上頻帶濾波之該第一信號(x)及在該下頻帶濾波之該第二信號(y)三者的雜訊功率位準；

比較(702)該等信號之該等各別雜訊功率位準，及

選擇(703)具有最低經估計雜訊功率位準之信號。

21. 一種包含若干電腦程式碼構件之電腦可讀取媒體，該等電腦程式碼構件用於當其由一具有電腦能力之電子裝置執行時執行如請求項16至20中任一項之方法。

十一、圖式：

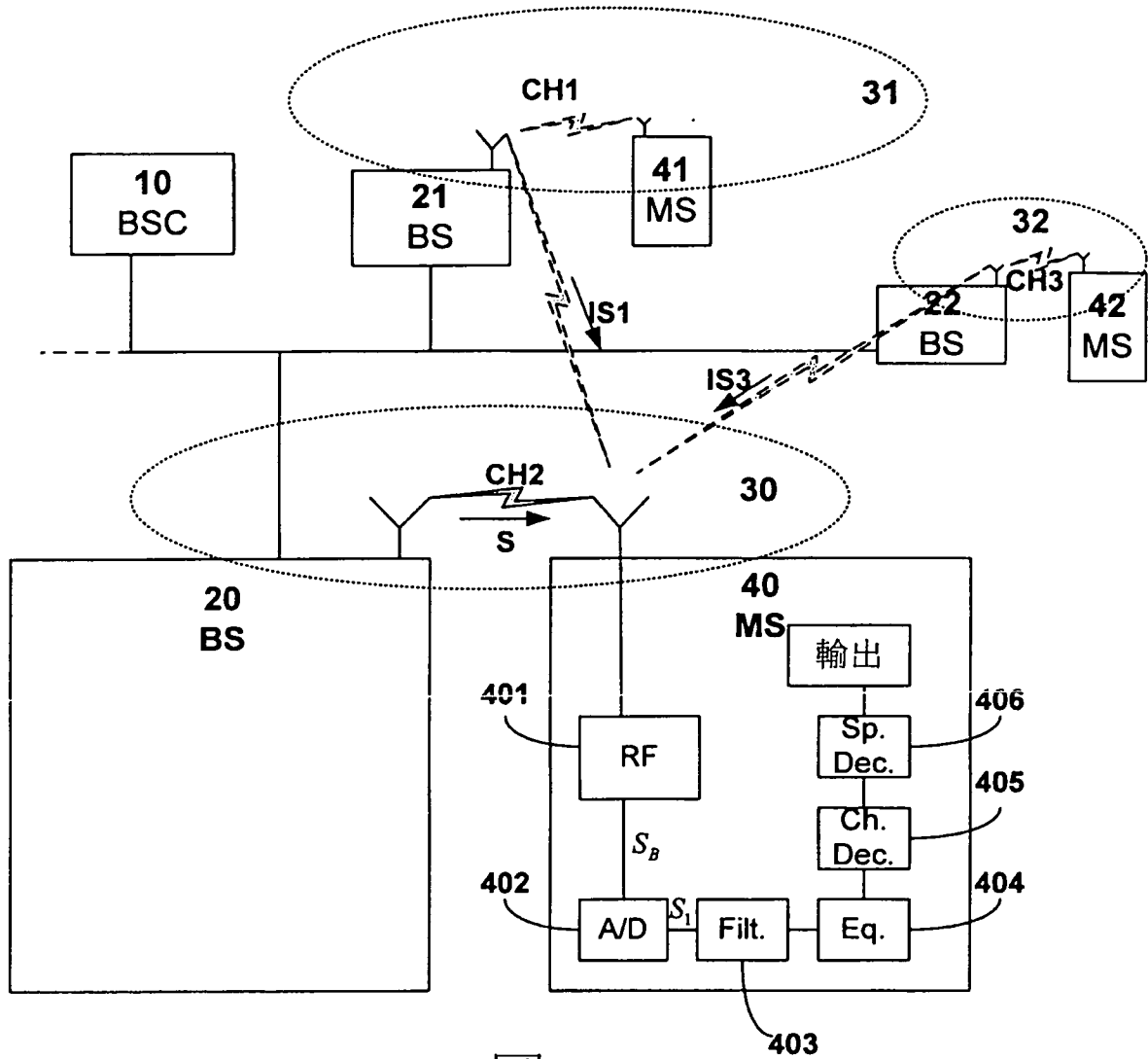


圖 1

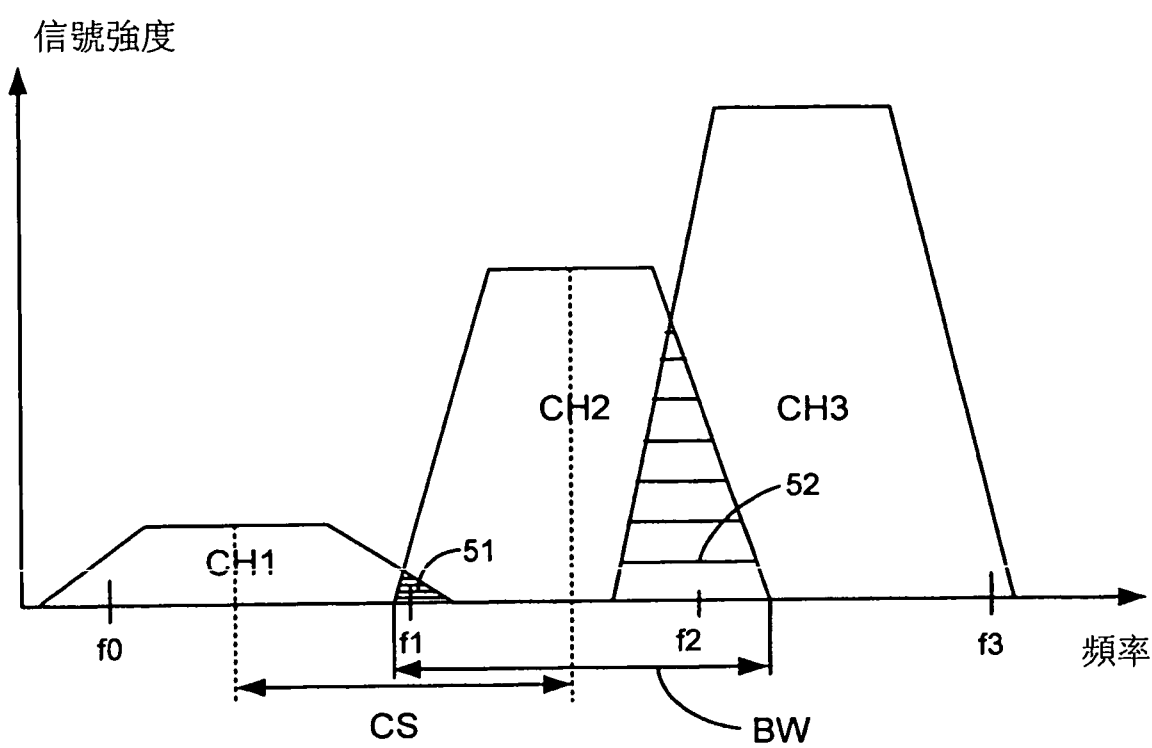


圖2

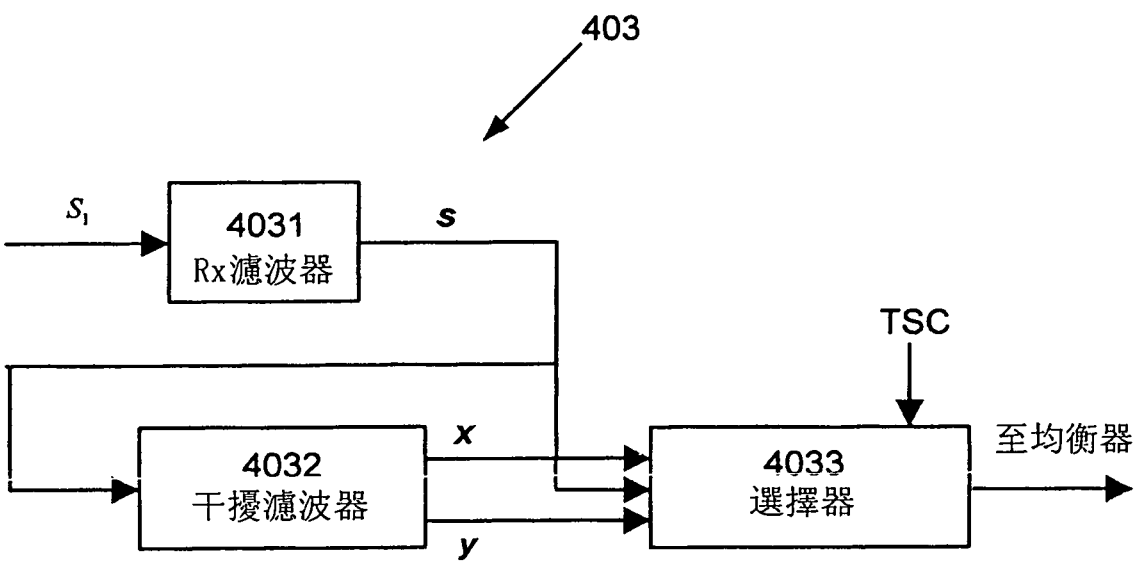


圖3

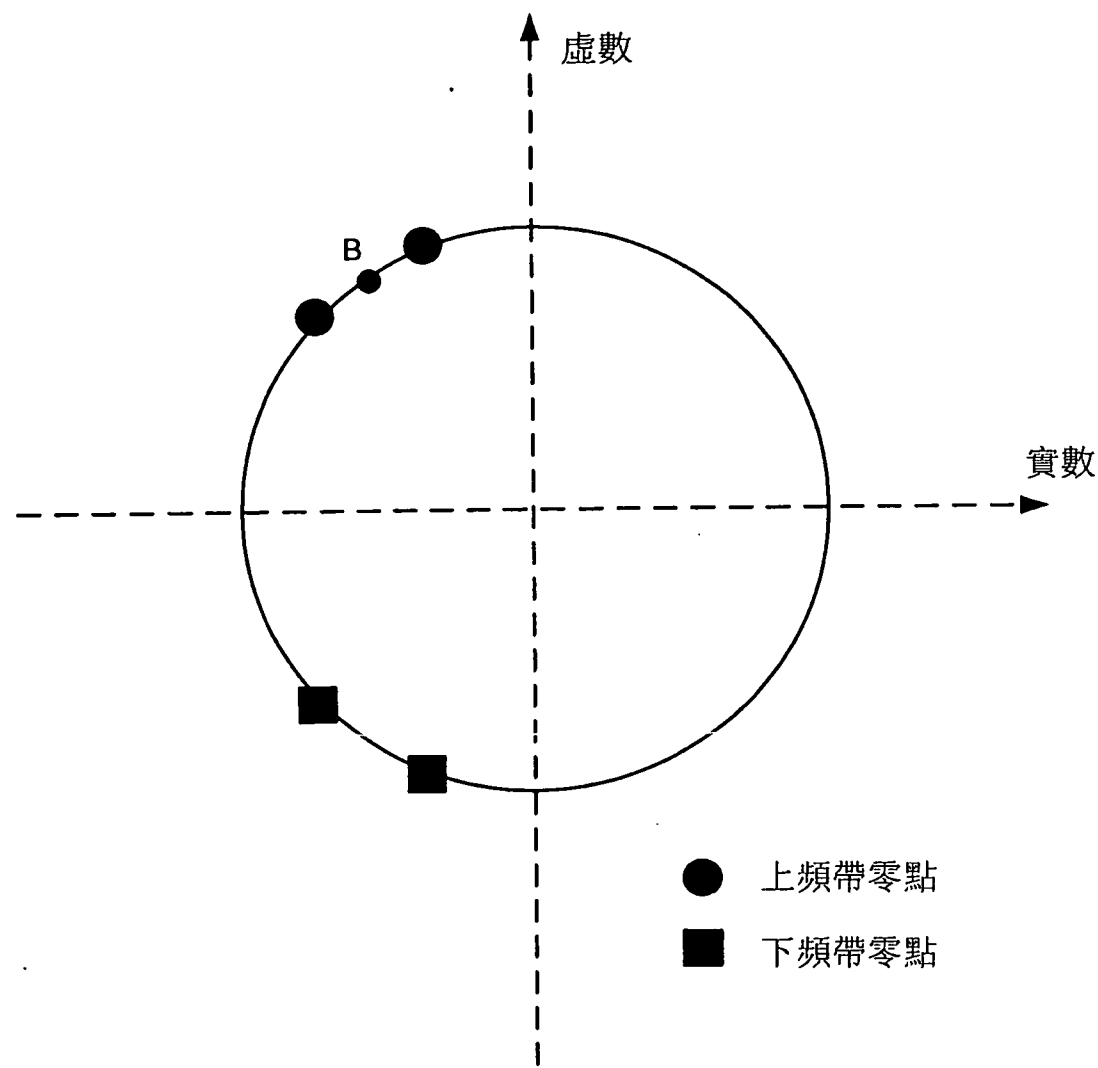
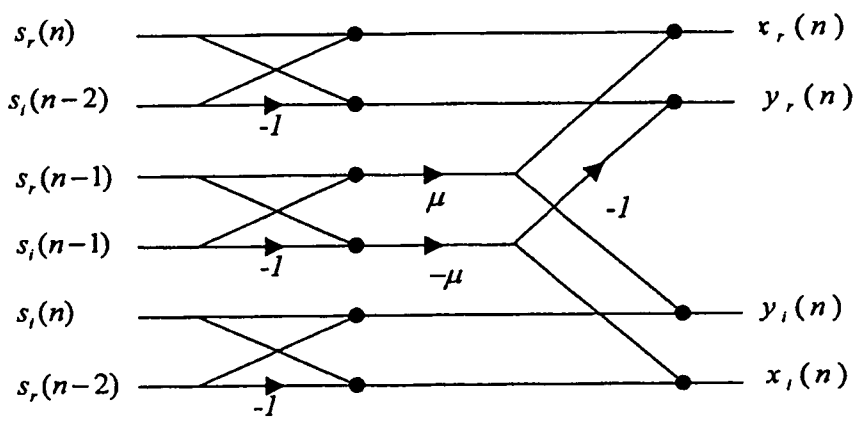


圖 4



SFG
圖5

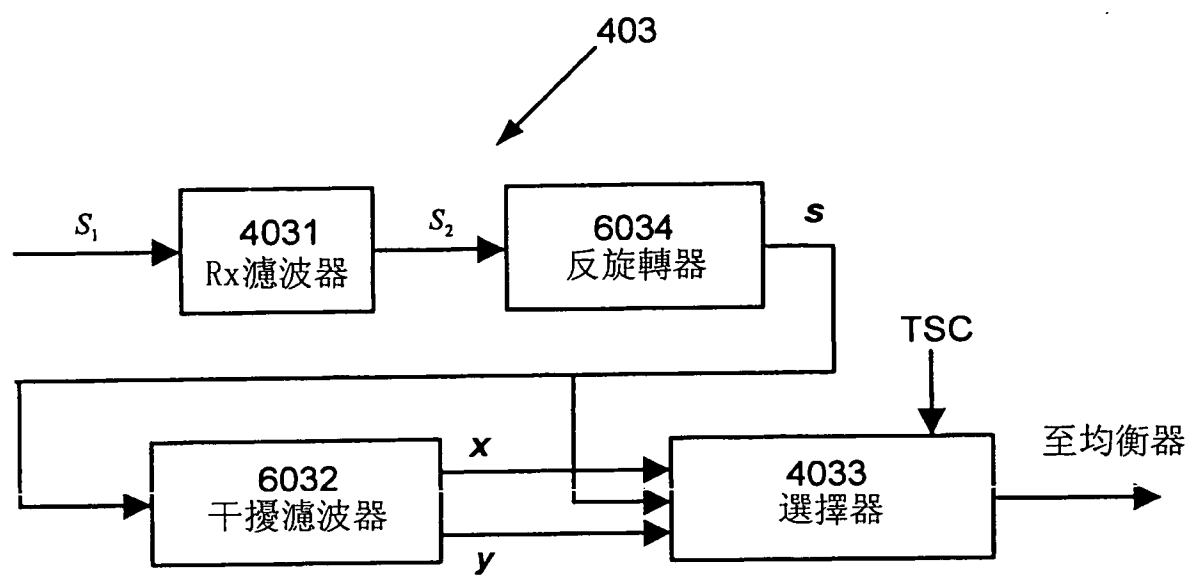
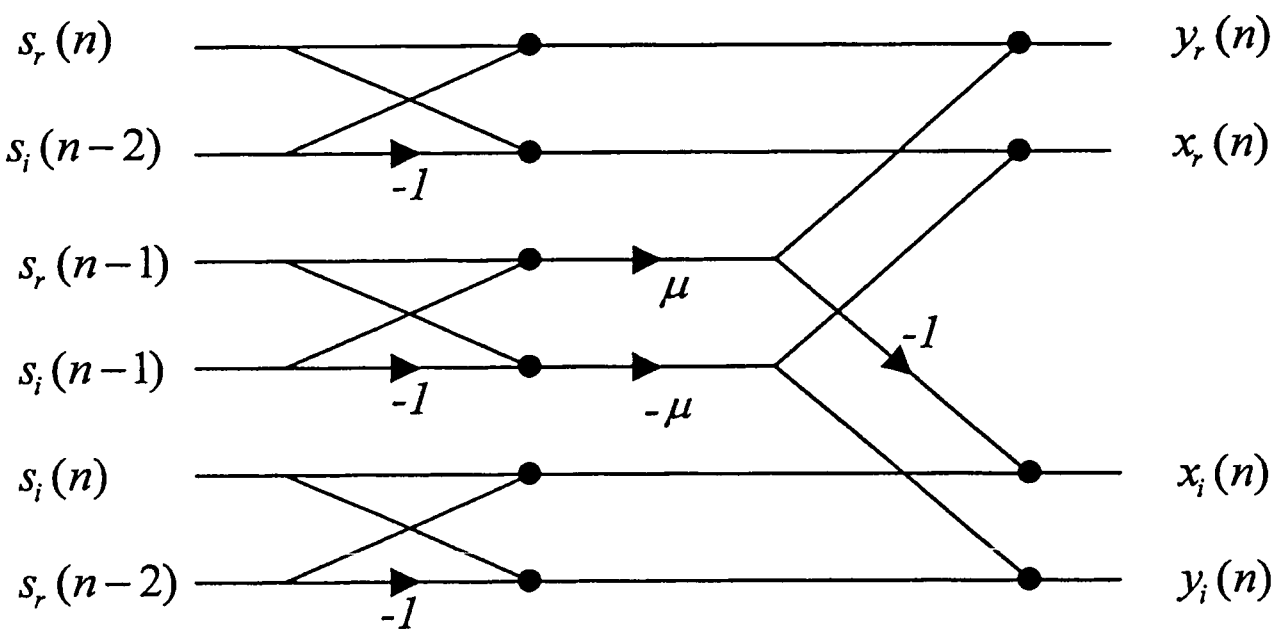


圖6





SFG
圖8

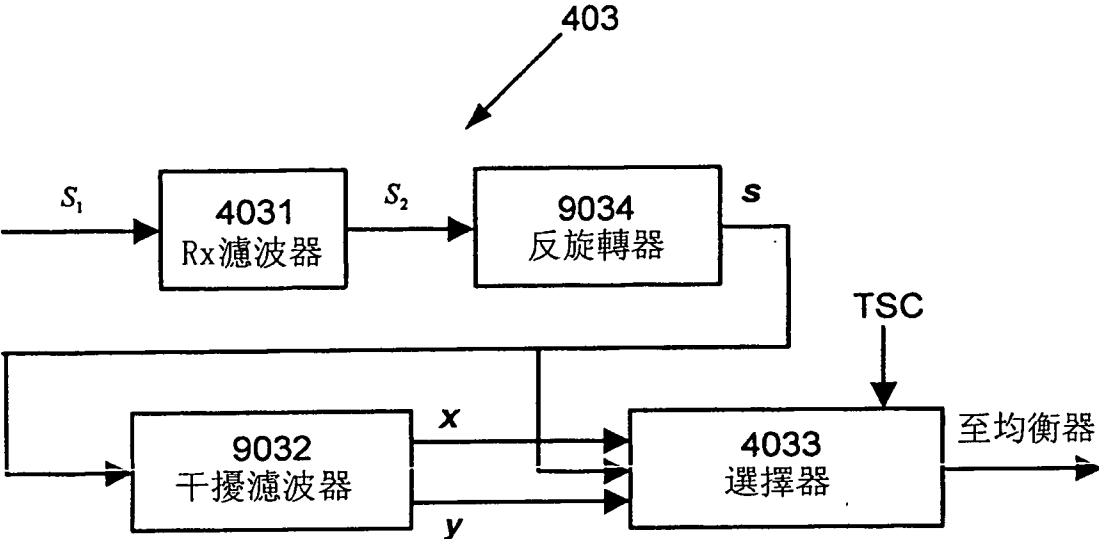
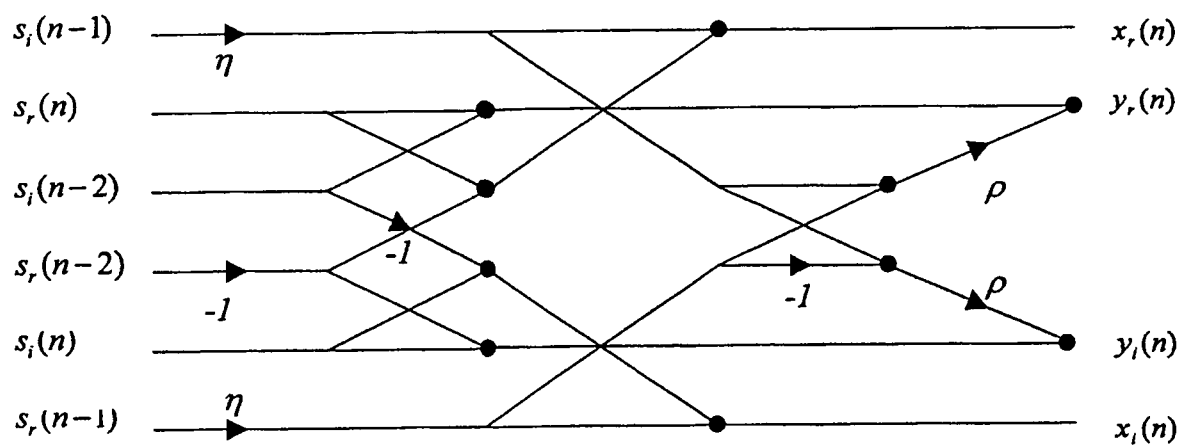


圖9



SFG
圖10

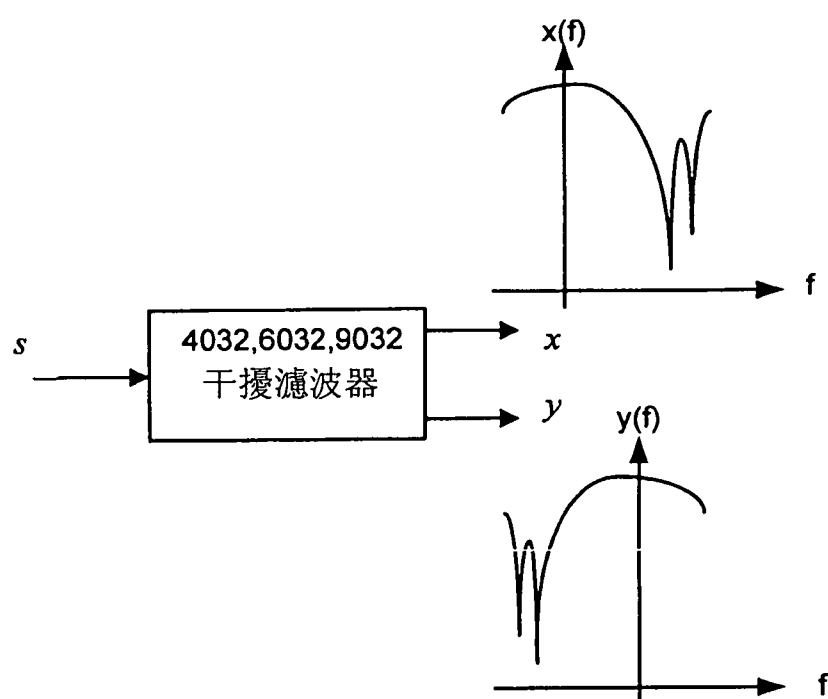


圖 11

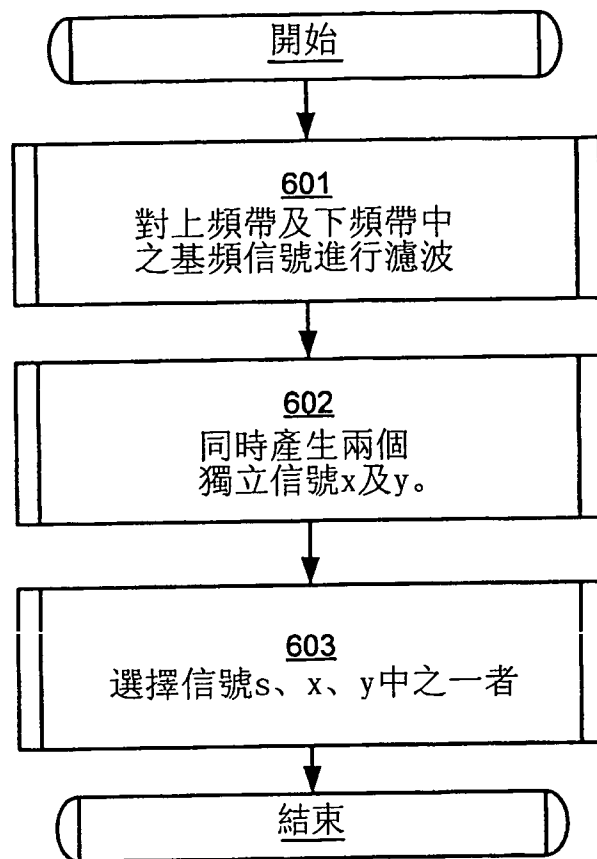


圖12

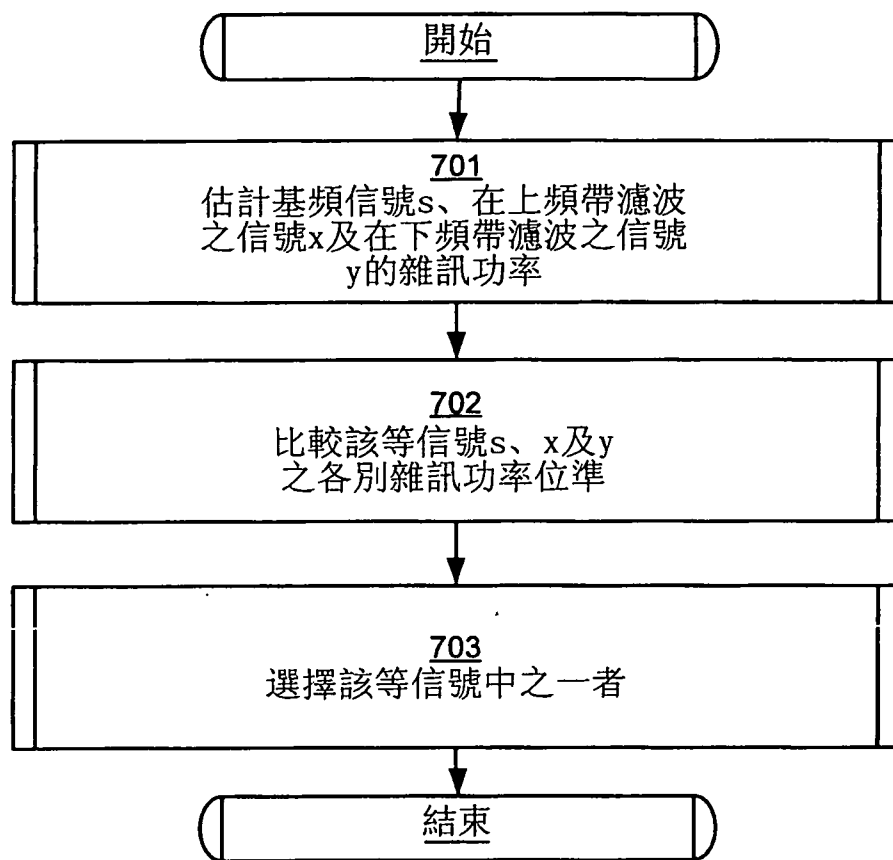


圖13