

中文說明書替換頁(98年3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：096124759

※ 申請日期：96.7.6

※IPC 分類：H04B 1/0 (2006.01)

## 一、發明名稱：(中文/英文)

干擾消除接收器及方法

INTERFERENCE CANCELLATION RECEIVER AND METHOD

## 二、申請人：(共 4 人)

姓名或名稱：(中文/英文)

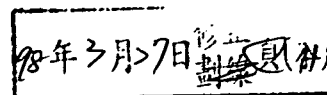
1. 晨星軟體研發(深圳)有限公司  
MSTAR SOFTWARE R&D (SHENZHEN) LTD.
2. 晨星法國有限公司  
MSTAR FRANCE SAS
3. 晨星半導體股份有限公司  
MSTAR SEMICONDUCTOR, INC.
4. 開曼晨星半導體公司  
MSTAR SEMICONDUCTOR, INC.

代表人：(中文/英文)

1. 高金門  
KAO, CHIN-MEN
2. 梁公偉  
LIANG, GON-WEI
3. 梁公偉  
LIANG, GON-WEI
4. 梁公偉  
LIANG, GON-WEI

住居所或營業所地址：(中文/英文)

1. 中國深圳市高新區南區科技南十路深圳航天科技創新研究院 C 座 4 樓  
4F, BLOCK C, SHENZHEN TECH-INNOVATION INTERNATIONAL  
BLDING, 10TH ROAD OF KEJI, SOUTH AREA, HIGH-TECH  
INDUSTRIAL PARK, SHENZHEN, P.R.CHINA, P.C.:518057
2. 法國艾席蔓琳奧克斯區卡米勒德斯夢琳思 13 號  
13 RUE CAMILLE DESMOULINS, 92441 ISSY LES MOULINEAUX,  
FRANCE



3. 新竹縣竹北市台元街 26 號 4 樓之 1

4F-1, NO. 26, TAI-YUAN STREET, CHUPEI, HSINCHU HSIEN,  
TAIWAN 302, R.O.C.

4. 開曼群島開曼市雪登路坎培斯中心二樓

2ND FLOOR, COMPASS CENTRE, P.O. BOX 10338, SHEDDEN  
ROAD, GRAND CAYMAN, KY1-1003, CAYMAN ISLANDS

國 籍：(中文/英文)

- |            |               |
|------------|---------------|
| 1. 中華人民共和國 | P.R.C.        |
| 2. 法國      | FRANCE        |
| 3. 中華民國    | R.O.C.        |
| 4. 開曼群島    | CAYMAN ISLAND |

### 三、發明人：(共 1 人)

姓 名：(中文/英文)

克立爾 喬格立 費伯立斯 維拉敦

VALADON, CYRIL GREGOIRE FABRICE

國 籍：(中文/英文)

英國 U.K.

### 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；2006年08月24日；06119466.8
- 2.

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：

一種接收自經由一已經受干擾之通道傳播之資訊位元形成的信號之方法，該方法包含下列步驟：(a)使用經估計的濾波器係數 $w_n$ ，藉由一線性干擾消除濾波器過濾該接收之信號 $r_n$ 以產生一信號 $y_n$ ；(b)使用該通道之一經估計的最終脈衝回應 $B_n$ 在一偵測單元中處理該信號 $y_n$ 以產生該等經傳輸之位元之估計；(c)其中使用下列分離步驟計算濾波器係數 $w_n$ ：(c1)使用該接收之信號 $r_n$ 估計該傳播通道之一初始脈衝回應 $c_n$ ；(c2)使用經估計之初始通道脈衝回應 $c_n$ 及接收之信號 $r_n$ 得出該等濾波器係數 $w_n$ 。

## 六、英文發明摘要：

A method of receiving a signal formed from information bits propagated through a channel, which has been subjected to interference, the method comprising the steps of: (a) filtering the received signal  $r_n$  with a linear interference cancellation filter using estimated filter coefficients  $w_n$  to generate a signal  $y_n$ ; (b) processing the signal  $y_n$  in a detection unit using an estimated final impulse response of the channel  $B_n$  to generate estimates of the transmitted bits; (c) wherein the filter coefficients  $w_n$  are calculated using the separate steps of: (c1) estimating, using the received signal  $r_n$ , an initial impulse response  $c_n$  of the propagation channel; (c2) deriving, using the estimated initial channel impulse response  $c_n$  and the received signal  $r_n$ , the filter coefficients  $w_n$ .

**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：

201	干擾消除濾波器
202	偵測器
204	訓練符號
301	初始通道分接頭
302	干擾消除濾波器估計區塊
$B_n$	通道脈衝回應
$C_n$	經估計之初始通道脈衝回應
$g_n$	已知調變符號
$r_n$	接收之信號
$W$	濾波器
$W_n$	濾波器係數
$y_n$	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】

本發明係關於一種干擾消除接收器及方法。詳言之，本發明係關於一種用以估計線性干擾消除濾波器之係數之干擾消除接收器架構。

### 【先前技術】

為了有效且節省成本地對大量蜂巢式用戶提供服務，以允許將頻譜效率最大化之方式設計及布署網路是重要的。藉由使用在多個小區之間共用頻譜之頻率再使用技術，可達成此目標。然而，同一頻率源之再使用導致由網路中活躍的使用者產生之干擾之位準之增加。因此，在當今之大負載的蜂巢式網路中，容量受到干擾而非熱雜訊之限制。

過去已考慮了許多不同的技術，以便減少歸因於干擾之效能降級及增加網路容量。適應性多重速率(AMR)、動態功率控制、不連續傳輸、動態通道配置及跳頻為此等技術之實例。然而，此等技術中之多數需要對網路基礎架構之重大升級。

蜂巢式網路中之兩個主要的干擾源為來自在同一頻率上操作之使用者之CCI(同通道干擾)及由在鄰近載波上傳輸的使用者產生之ACI(鄰近通道干擾)。經由使用濾波技術(WO2006/027603)，可減輕由鄰近通道干擾造成之效能降級。另一方面，CCI顯著地較難以減輕，因為其佔據與相關信號相同的頻譜。當在接收器處使用多個天線時，可使用空間分集以便減輕CCI之影響(2001年12月IEEE

Transactions on Communications, Jack H. Winters、Hanks Zeng及Ye Li之"Improved Spatial-Temporal Equalization for EDGE: A Fast Selective-Direction MMSE Timing Recovery Algorithm and Two-Stage Soft-Output Equalizer")。然而，對於行動通信使用者終端而言，多個接收天線之使用通常不可行，因為相關聯的成本太高。

圖1呈現在行動通信系統中通常可發現之不同的處理功能。發射器101使資訊位元經過一添加誤差保護編碼之區塊102且接著經過一產生數位複基頻信號之數位調變區塊103。接著，由RF處理單元104執行至類比之轉換及至所要的載頻之調變。作為調變之部分，可添加已知之符號以輔助在接收器中之無線電通道估計。

一旦經傳輸，在於接收器106處被接收前，無線電信號經由無線電通道105傳遞。此無線電通道頻率會引起接著必須由接收器移除以確保正確的接收之符號間干擾(ISI)。在由接收器區塊處理前，信號亦獲得干擾及雜訊。干擾起因於頻譜之其他使用者，同時，雜訊為自環境之熱雜訊。接著，當信號穿過Rx前端107時，會添加額外的雜訊。

在Rx前端107中，接收器106將類比無線電信號轉換為數位基頻信號。接著使信號穿過解調變區塊108。此用以在存在ISI、干擾及由無線電通道及Rx前端添加的雜訊之情況下估計經傳輸之編碼位元。接著解碼109信號以產生最終接收的資訊位元。

解調變區塊108旨在存在存在干擾之雜訊的情況下自接收

之基頻信號恢復經傳輸之資訊位元。通常，簡單地將同通道及鄰近通道干擾模型化為雜訊。通信系統中干擾之存在導致雜訊位準之增加且因此降級鏈路位準效能。

最近，已提議許多不同的技術來減輕CCI對解調變過程之影響。使用可分為兩個主要種類之不同方法，可達成干擾消除。在BIC(盲干擾消除)技術中，接收的信號經處理使得在不明確估計干擾信號之情況下使所要的使用者資訊之品質最大化。使用BIC之接收器架構之實例存在於2006年6月出版之IEEE Transactions on Wireless Communications第5卷第6冊之P.A. Hoeher、S. Badri-Hoeher、W. Xu及C. Krakowski的"Single-Antenna Co-Channel Interference Cancellation for TDMA Cellular Radio Systems"中。

另一方面，JD(接合偵測)技術試圖且共同解調變相關信號以及主干擾信號(1995年6月之會刊IEEE ICC'95之P.A. Ranta、A. Hottinen及Z.C. Honkassalo的"Co-channel Interference Cancellation Receiver for TDMA Mobile Systems")。JD技術最佳適合於同步化的網路且在此網路組態中提供較大的潛在容量增益。然而，此等技術需要針對待消除的干擾使用者之信號而估計傳播通道。此結果為，JD技術之效能對於想要的信號及干擾信號之相對時序較敏感，且減少了未同步化的網路中之可達成之增益。

與JD技術之實施相關聯之複雜性亦通常很高。此與提供較低實施複雜性且可在同步化及未同步化的網路中提供容量增益之BIC技術形成對比。此外，由於BIC演算法並不

依對干擾通道之知曉而定，所以其可適合於不同及變化的干擾條件。

### 【發明內容】

本發明之一目標為提供一種干擾消除技術，其與先前技術解決方案相比可提供鏈路位準效能及實施複雜性方面之增益。

根據本發明之一第一態樣，提供一種接收自經由一通道傳播之資訊位元形成的信號之方法，該通道已經受干擾，該方法包含下列步驟：

(a) 使用經估計的濾波器係數  $w_n$ ，藉由一線性干擾消除濾波器過濾接收之信號  $r_n$  以產生一信號  $y_n$ ；

(b) 使用通道之一經估計的最終脈衝回應  $B_n$  在一偵測單元中處理該信號  $y_n$  以產生經傳輸之位元之估計；

(c) 其中使用下列分離步驟計算濾波器係數  $w_n$ ：

(c1) 使用該接收之信號  $r_n$  估計傳播通道之一初始脈衝回應  $c_n$ ；

(c2) 使用經估計之初始通道脈衝回應  $c_n$  及接收之信號  $r_n$  得出該等濾波器係數  $w_n$ 。

本發明分離了估計通道之初始脈衝回應及得出線性干擾消除濾波器係數之步驟。此與先前技術解決方案相比在實施複雜性及鏈路位準效能方面提供增益。

較佳地，該方法進一步包含下列步驟：(d) 在與計算濾波器係數  $w_n$  之步驟相分離的一計算中估計通道之最終脈衝回應  $B_n$ 。



藉由使用經估計之通道初始脈衝回應  $c_n$  及濾波器係數  $w_n$ ，可估計通道之最終脈衝回應  $B_n$ 。藉由將初始脈衝回應  $c_n$  與濾波器係數  $w_n$  卷積，可估計通道之最終脈衝回應  $B_n$ 。

或者，可直接自信號  $y_n$  估計通道之最終脈衝回應  $B_n$ 。可將一連串已知調變符號  $g_n$  嵌入於經傳輸之位元中，且估計通道之最終脈衝回應之步驟使用已知調變符號  $g_n$ 。

較佳地，濾波器係數  $w_n$  由下列步驟得出：

藉由計算接收之樣本與藉由經估計之初始通道脈衝回應  $c_n$  過濾之資訊符號之間的差，產生接收之信號  $r_n$  中的經估計之雜訊之樣本  $\xi_n$ ；

使用產生之雜訊樣本  $\xi_n$ ，得出濾波器係數  $w_n$ 。

可將一連串已知調變符號嵌入於經傳輸之位元中，且資訊符號包含已知調變符號  $g_n$ 。

該等資訊符號可包含藉由使用一決策引導技術而產生之經估計之調變符號。

可藉由使用最小平方 (LS) 解決方案自雜訊樣本  $\xi_n$  得出濾波器係數  $w_n$ 。

可藉由使用最小均方誤差 (MMSE) 解決方案自雜訊樣本  $\xi_n$  得出濾波器係數  $w_n$ 。

估計傳播通道之初始脈衝回應  $c_n$  之步驟亦可使用一連串藉由經傳播之信號傳輸的已知調變符號  $g_n$  來估計傳播通道之初始脈衝回應  $c_n$ 。

該方法可進一步包含下列步驟：

對照一預定模板比較雜訊樣本  $\xi_n$  之特徵；及

基於比較之結果禁用線性干擾消除濾波器。

對照一預定模板比較雜訊樣本  $\xi_n$  之特徵的步驟可包含對照一臨限值比較雜訊樣本  $\xi_n$  之功率；及

當雜訊樣本  $\xi_n$  之功率低於一臨限值時，禁用線性干擾消除濾波器。

對照一預定模板比較雜訊樣本  $\xi_n$  之特徵的步驟可包含分析雜訊樣本  $\xi_n$  之頻率回應；

雜訊樣本  $\xi_n$  之頻率回應可用以識別主雜訊源是否為熱雜訊、頻帶內限帶雜訊或頻帶外雜訊。

可基於初始通道脈衝回應  $c_n$  之功率延遲分布而適應性地判定濾波器係數  $w_n$  之數目。

根據本發明之一第二態樣，提供一種用於接收自經由一通道傳播之資訊位元形成的信號之接收器，該通道已經受干擾，該接收器包含：

一線性干擾消除濾波器，其經配置以使用經估計的濾波器係數  $w_n$  過濾接收之信號  $r_n$  以產生一信號  $y_n$ ；

一偵測器，其經配置以使用通道之一經估計的最終脈衝回應  $B_n$  來處理該信號  $y_n$  以產生經傳輸之位元之估計；

一初始通道估計單元，其經配置以使用接收之信號  $r_n$  估計傳播通道之初始脈衝回應  $c_n$ ；

一干擾消除濾波器估計單元，其與初始通道估計單元分離且經配置以使用經估計之初始通道脈衝回應  $c_n$  及接收之信號  $r_n$  得出濾波器係數  $w_n$ 。

該接收器可進一步包含用於在與計算濾波器係數  $w_n$  之步

驟分離的一計算中估計通道之最終脈衝回應 $B_n$ 的構件。

用於估計通道之最終脈衝回應 $B_n$ 之構件可為干擾消除濾波器估計單元，且該干擾消除濾波器估計單元經配置以藉由使用經估計之通道初始脈衝回應 $c_n$ 及濾波器係數 $w_n$ 來估計通道之最終脈衝回應 $B_n$ 。

用於估計通道之最終脈衝回應 $B_n$ 之構件可為一最終通道估計單元，其經配置以直接自信號 $y_n$ 估計通道之最終脈衝回應 $B_n$ 。

可提供一種包括如上所描述之接收器之蜂巢式電話手機。

本發明之方法可實現於硬體、處理器上之軟體或此等之組合中。

### 【實施方式】

圖 2 呈現一 BIC 接收器之先前技術實施 (2002 年 2 月 *M.Sc.Thesis* 之 *M. Olsson* 的 "Single Antenna Interference Rejection s Means for Increased Capacity in GSM" 中之 5.2 章節)。首先使複數接收樣本 $r_n$ 穿過一線性濾波器 201。假定該濾波器之長度等於 $L$ ，且將濾波器係數表示為：

$$W = (w_0, w_1, \dots, w_{L-1})^T$$

由濾波器產生之樣本 $y_n$ 接著由偵測器 202 處理以便產生經傳輸之資訊位元之估計。許多不同技術可用於經傳輸之位元的偵測。可使用基於格子之技術，諸如，最大相似序列估計 (MLSE) 方法 (*McGraw-Hill International* 之 *J.G.*

*Proakis之 Digital Communications* 第2版中的第6.7節)。

為了輔助經傳輸之資訊的接收及解調變，將一連串已知符號嵌入於經調變之信號中為典型的。舉例而言，在GSM系統中，將一連串26個訓練符號插入於經傳輸之叢發之中間(3GPP TS 05.02中之第5.2.3節；第三代合作夥伴計劃；技術規範組GSM/EDGE無線電近接網路；無線電路徑上之多工及多向近接)。與單元203中之一組接收的樣本 $r_n$ 一同使用此組已知訓練符號以便得出濾波器係數 $W$ 。

藉由使接收之樣本穿過濾波器 $W$ 而產生樣本 $y_n$ ，且因此 $y_n$ 可表達為

$$y_n = \sum_{k=0}^{L-1} w_k \times r_{n-k}$$

經由以下方程式，亦可將樣本 $y_n$ 表達為傳輸之經調變符號 $x_n$ 之函數

$$y_n = \sum_{k=0}^{M-1} B_k \times x_{n-k} + \gamma_n$$

術語 $\gamma_n$ 表示雜訊及干擾，且通常被模型化為具有零平均值及等於 $\sigma^2$ 之方差之加成白色高斯(Gaussian)雜訊。以上方程式假定可藉由一線性模型表示傳輸鏈路，包括傳播通道及濾波平臺。由於通常可將傳播通道模型化為不同的分接頭延遲線，所以此假定通常有效。應注意，對於在GSM系統中使用之GMSK調變，將在發射器處實施之脈衝形狀應用於相位域而非I/Q域中。在此情況下，藉由使用GMSK調變之線性近似，仍可使用以上線性模型(1986年IEEE

*Transactions on Communications* 之 P.A. Laurent 的 "Exact and Approximate Construction of Digital Phase Modulations by Superposition of Amplitude Modulated Pulses (AMP)"。在接收器處，線性模型之係數  $B_k$  並非預先已知。類似地，接收器並不知曉濾波器(亦被稱為通道)之長度  $M$ 。實際上，在多數條件下，通道長度應為無窮大。對於接收器之實際實現，需要限制線性模型之長度。因此，濾波器之長度  $M$  為當實施該接收器時待進行的設計決策。當將基於格子之方法用於偵測器 202 時，長度  $M$  將決定需要執行計算的狀態之數目。

可組合濾波樣本  $y_n$  之兩個不同的陳述式以便獲取以下等式

$$\sum_{k=0}^{L-1} w_k \times r_{n-k} = \sum_{k=0}^{M-1} B_k \times x_{n-k} + \gamma_n$$

接著可將此等式重寫為

$$w_0 \times r_n = \sum_{k=0}^{M-1} B_k \times x_{n-k} - \sum_{k=1}^{L-1} w_k \times r_{n-k} + \gamma_n$$

接著假定第一濾波器係數  $w_0$  等於 1。接著可將以上等式表達為

$$r_n = \sum_{k=0}^{M-1} B_k \times x_{n-k} - \sum_{k=1}^{L-1} w_k \times r_{n-k} + \gamma_n$$

以上等式對於所有接收之符號皆有效。舉例而言，其可用於對應於傳輸之訓練符號(當可用時)之接收的符號。假定在以上模型中使用的接收之符號  $r_n$  之數目等於  $N$ 。在不失去普遍性之情況下，吾人亦可假定，通道模型之長度  $M$

低於或等於濾波器之長度 $L$ 。對於一組選定的接收樣本，可將以上等式重寫為

$$r_n = \sum_{k=0}^{M-1} B_k \times g_{n-k} - \sum_{k=1}^{L-1} w_k \times r_{n-k} + \gamma_n \quad \text{其中 } L-1 \leq n \leq N-1$$

樣本 $g_n$ 表示接收器已知之傳輸的樣本 $r_n$ 。舉例而言，此等樣本可對應於發射器及接收器皆已知之訓練或引示符號。或者，可以決策引導方式自接收之信號產生樣本 $g_n$ 。

可如下按向量格式寫出以上等式

$$r_n = G_n^T \times B - R_{n-1}^T \times W_1 + \gamma_n$$

在以上等式中， $B$ 含有不同的通道模式係數 $B = (B_0, B_1, \dots, B_{M-1})^T$ 。可分別將訓練符號及接收之符號向量表達為 $G_n = (g_n, g_{n-1}, \dots, g_{n-M+1})^T$ 及 $R_{n-1} = (r_{n-1}, r_{n-2}, \dots, r_{n-L+1})^T$ 。將具有干擾消除濾波器係數之陣列定義為 $W_1 = (w_1, \dots, w_{L-1})^T$ 。

接著可進一步簡化接收之信號的模型以獲得

$$r_n = S_n \times F + \gamma_n$$

大小 $M+L-1$ 之向量 $F$ 含有用於干擾消除濾波器及通道模型 $F = (B^T, W_1^T)^T$ 之係數。信號向量 $S_n$ 亦具有大小 $M+L-1$  $S_n = (g_n, g_{n-1}, \dots, g_{n-M+1}, -r_{n-1}, -r_{n-2}, \dots, -r_{n-L+1})$ 。

接著可將 $L-1 \leq n \leq N-1$ 之不同的等式組合在一起以獲得以下等式

$$R = S \times F + \gamma$$

$R$ 為含有 $N-L+1$ 個接收樣本之陣列 $R = (r_{L-1}, r_L, \dots, r_{N-1})^T$ 。 $\gamma$ 為含有不同雜訊樣本之陣列 $\gamma = (\gamma_{L-1}, \gamma_L, \dots, \gamma_{N-1})^T$ 且 $S$ 為含有不同列 $S_n$

之  $N-L+1$  乘  $M+L-1$  大小之矩陣。因此，可自對與接收之符號組合之傳輸的訓練序列之瞭解而產生矩陣  $S$  之內容。

使用以上模型，可使用最小平方 (LS) 演算法以便估計干擾消除濾波器  $W_1$  以及通道模型  $B$  之係數。

$$\tilde{F} = (S^H \times S)^{-1} \times S^H \times R$$

可看出，以上解決方案之得出需要反轉具有  $M+L-1$  大小之正方形矩陣  $S^H \times S$ 。因此，與得出干擾消除濾波器之係數相關聯的實施複雜性隨著干擾消除濾波器之長度以及通道模型中之分接頭之數目增加而增加。

經估計之通道分接頭 ( $\tilde{B}_0, \tilde{B}_1, \dots, \tilde{B}_{M-1}$ ) 接著可由偵測器 202 使用。當使用基於格子之技術時，將經估計之通道分接頭用以界定格子中之不同的過渡。

當使用實數調變方案時，藉由試圖僅使實數分量上之雜訊之位準最小化，可顯著改良干擾消除技術之效能。舉例而言，此為在 GSM 系統中使用的 GMSK 調變之情況 (在 I 及 Q 分量中傳輸 GMSK 調變。然而，藉由應用一連續的  $\pi/2$  相位旋轉，可將 GMSK 調變模型化為完全實數調變)。在此情況下，訓練符號  $g_n$  完全為實數。可將接收之訓練序列之實數部分的模型表達為

$$r_n^R = \sum_{k=0}^{M-1} B_k^R \times g_{n-k} - \sum_{k=1}^{L-1} (w_k^R \times r_{n-k}^R - w_k^I \times r_{n-k}^I) + (w_0^I \times r_n^I) + \gamma_n^R \quad \text{其中 } L-1 \leq n \leq N-1$$

在以上等式之推導中，在不失去普遍性之情況下，已假定，

$$w_0 = 1 + jw_0^I$$

$R$ 及 $I$ 上標分別指示不同信號之實數及虛數部分之選擇。

$$r_n = (G_n^T \times B^R) - \left( (R_{n-1}^R)^T \times W_1^R \right) + \left( (R_{n-1}^I)^T \times W_1^I \right) + \gamma_n$$

接著可將以上等式重寫為

$$r_n^R = \Gamma_n \times H + \gamma_n^R$$

其中  $H = (B_0^R, B_1^R, \dots, B_{M-1}^R, W_1^R, \dots, W_L^R, W_0^I, W_1^I, \dots, W_L^I)^T$  為含有不同濾波器係數之  $M+2L-1$  大小之陣列。該陣列  $\Gamma_n = (g_n, g_{n-1}, \dots, g_{n-M+1}, -r_{n-1}^R, \dots, -r_{n-L+1}^R, r_n^I, r_{n-1}^I, \dots, r_{n-L+1}^I)$  含有接收之符號及訓練符號。

接著可將  $L-1 \leq n \leq N-1$  之不同的等式組合以產生以下矩陣方程

$$R^R = \Gamma \times H + \gamma^R$$

因此可使用以下LS解決方案來估計不同的濾波器係數

$$\tilde{H} = (\Gamma^H \times \Gamma)^{-1} \times \Gamma^H \times R^R$$

自以上等式可看出，濾波器係數之推導需要反轉  $M+2L-1$  大小之矩陣。因此，待反轉的矩陣之大小比在複數情況下高。然而，由於待反轉的矩陣完全為實數，所以相關聯的複雜性較低。

在以上已描述之此先前技術解決方案中，干擾消除濾波器係數及通道模型分接頭係自訓練序列及接收之符號共同地判定。因為共同執行估計，所以待估計之量的數目相對較大。

圖3說明本發明之一實例，其中單獨地執行傳播通道之估計及干擾消除濾波器之估計。首先在301中使用接收之



樣本  $r_n$  及在 204 中儲存之訓練符號  $g_n$  估計在干擾消除前的傳播通道之脈衝回應  $c_n$ 。許多不同的技術可用於得出通道脈衝回應，且該架構之應用不限於任一具體方法。舉例而言，經由接收之樣本與訓練符號之間的交叉相關可得出通道脈衝回應。在 2001 年之 *Wireless Communications and Mobile Computing* 之 H. Arslan 及 G.E. Bottomley 的 "Channel Estimation in Narrowband Wireless Communication Systems" 中可發現許多可能技術之描述。較佳的技術為最小平方方法。

接著與接收之樣本  $r_n$  及訓練序列符號  $g_n$  一同使用經估計之通道脈衝回應  $c_n$ ，以便得出干擾消除濾波器之係數  $w_n$ 。干擾消除濾波器估計區塊 302 亦提供對干擾消除濾波器後的通道之脈衝回應  $B_n$  之估計。干擾消除濾波器估計區塊之詳細操作將在另外的段落中得到描述。

如在先前技術解決方案中，接收之樣本首先由干擾消除濾波器 201 處理，且所得之信號由偵測器 202 使用以得出經傳輸之資訊的估計。與先前技術解決方案之差異在於得出干擾消除濾波器係數之方式。

現將描述得出係數  $w_n$  及  $B_n$  所需之不同計算。如先前所見，可將在訓練序列週期上的接收信號之模型表達為

$$w_0 \times r_n = \sum_{k=0}^{M-1} B_k \times g_{n-k} - \sum_{k=1}^{L-1} w_k \times r_{n-k} + \gamma_n \quad \text{其中} \quad L-1 \leq n \leq N-1$$

在先前技術解決方案中，干擾消除濾波器係數  $w_n$  及濾波後的通道之脈衝回應  $B_k$  係共同自接收之信號估計出。在本

發明中，首先估計在干擾消除濾波器前的通道之脈衝回應  $c_n$ 。接著應注意，濾波器後的通道之脈衝回應  $B_k$  可自脈衝回應  $c_n$  及干擾消除濾波器係數  $w_n$  得出。藉由將初始通道脈衝回應  $c_n$  與干擾消除濾波器卷積，可獲得脈衝回應  $B_k$ 。可將此關係表達如下

$$B_k = \sum_{\substack{n=0 \\ P-1 \geq k-n \geq 0}}^{L-1} w_n c_{k-n}$$

在不失去普遍性之情況下，已假定原始通道估計  $c_n$  之長度  $P$  大於或等於干擾消除濾波器長度  $L$ 。亦滿足不同濾波器之長度之間的以下關係

$$L + P - 1 = M$$

可替換接收信號之模型中的最終通道脈衝回應  $B_k$  之模型，以便獲得

$$w_0 \times r_n = \sum_{k=0}^{M-1} \left( \sum_{\substack{n=0 \\ P-1 \geq k-n \geq 0}}^{L-1} w_n c_{k-n} \right) \times g_{n-k} - \sum_{k=1}^{L-1} w_k \times r_{n-k} + \gamma_n$$

可將以上等式修改如下

$$w_0 \times r_n = \sum_{m=0}^{L-1} w_m \left( \sum_{\substack{k=0 \\ P-1 \geq k}}^{M-1-m} c_k \times g_{n-k-m} \right) - \sum_{k=1}^{L-1} w_k \times r_{n-k} + \gamma_n$$

為了簡化以上等式，可使用以下表示法

$$\beta_n = \sum_{\substack{k=0 \\ P-1 \geq k}}^{M-1-m} c_k \times g_{n-k}$$

接著可將用於接收信號之等式表達為

$$w_0 \times r_n = \sum_{m=0}^{L-1} w_m \times \beta_{n-m} - \sum_{k=1}^{L-1} w_k \times r_{n-k} + \gamma_n$$

應注意，可以有效率的方式計算數量  $\beta_n$ 。可藉由使經調變之訓練符號  $g_k$  穿過通道脈衝回應  $c_n$  而獲得該等數量。

可修改先前等式以獲得

$$w_0 \times (r_n - \beta_n) = - \left( \sum_{k=1}^{L-1} w_k \times (r_{n-k} - \beta_{n-k}) \right) + \gamma_n$$

以下表示法可用以簡化以上等式  $\xi_n = r_n - \beta_n$ 。

$$w_0 \times \xi_n = - \left( \sum_{k=1}^{L-1} w_k \times \xi_{n-k} \right) + \gamma_n$$

藉由計算接收之符號  $r_n$  與經調變且過濾的訓練符號  $\beta_n$  之間的複數差，可易於產生數量  $\xi_n$ 。注意到樣本  $\xi_n$  為對接收之信號中的雜訊實現之估計係有用的。

如先前，吾人可假定，干擾消除濾波器之第一係數具有  $w_0 = 1 + jw_0'$  之形式。在此情況下，可將以上等式之實數部分表達為

$$\xi_n^R = - \sum_{m=1}^{L-1} w_m^R \times \xi_{n-m}^R + \sum_{m=0}^{L-1} w_m^I \times \xi_{n-m}^I + \gamma_n^R, \text{ 其中 } L-1 \leq n \leq N-1$$

接著可按向量格式將以上等式寫為

$$\xi_n^R = \zeta_n \times \Xi + \gamma_n^R, \text{ 其中 } L-1 \leq n \leq N-1$$

在此實施中，假定第一濾波器係數之實數部分恆定。藉由進行此假定，接著可實施干擾消除濾波器之得出，使得僅執行實數計算(與複數相反)。此方法提供兩個益處。首先，此導致與過濾器係數之得出相關聯的複雜性之減小。其次，在待恢復之信號之調變如在 GMSK 調變之情況下為

實數的情況下，此方法亦提供誤差機率效能方面的益處。

應注意，對第一濾波器係數之實數部分之固定值的使用為任意的。該方法亦可適用於將虛數部分而非實數部分設定為恆定值之情況。事實上，由於在過濾前，可將旋轉施加至接收信號，所以提議之方法將適用於濾波器係數固定在I/Q平面之一維度中之任一系統。‘實數’部分經固定之分接頭未必為濾波器中之第一分接頭。提議之方法將適用於一係數之‘實數’部分經固定之任一濾波器，其無論分接頭之位置。

陣列  $\zeta_n$  含有不同的經估計之雜訊樣本  $\zeta_n = (-\xi_{n-1}^R, \dots, -\xi_{n-L+1}^R, \xi_n^I, \dots, \xi_{n-L+1}^I)$ 。濾波器係數陣列  $\Xi = (w_1^R, \dots, w_{L-1}^R, w_0^I, \dots, w_{L-1}^I)^T$  具有  $2L-1$  大小。

接著可組合以上該組等式以便獲得以下矩陣方程

$$\xi^R = \zeta \times \Xi + \gamma^R$$

陣列  $\xi^R$  含有對應於訓練序列之誤差樣本的  $N-L+1$  個實數部分。 $(N-L+1) \times (2L-1)$  大小之矩陣  $\zeta$  含有不同的雜訊樣本  $\xi_n$ 。接著可使用LS方法估計經估計之濾波器係數陣列  $\hat{\Xi}$

$$\hat{\Xi} = (\zeta^H \times \zeta)^{-1} \times \zeta^H \times \xi^R$$

因此，在該架構中，如下得出干擾消除濾波器之係數。首先自接收之信號及已知之參考符號估計通道脈衝回應  $c_n$ 。參考符號可對應於訓練/引示符號或可以決策引導方式而產生。接著藉由計算接收之樣本與藉由通道脈衝回應過濾之參考符號之間的差，產生接收信號中之雜訊樣本  $\xi_n$ 。接著，使用LS技術，此等雜訊樣本可用以得出干擾消除濾

波器之係數。

自以上等式可看出，濾波器係數之得出需要反轉  $\zeta^H \times \zeta$  矩陣。此矩陣為  $2L-1$  大小之正方形矩陣。在先前技術解決方案中，待加以反轉之矩陣具有  $(M+2L-1)$  大小，且因此大於本發明之干擾消除接收器之矩陣。藉由減小待加以反轉之矩陣的大小，本發明之架構導致實施複雜性之顯著的減小。在典型的操作條件下，可設定  $M$  等於 5，且可將  $L$  選擇為等於 3。在此等條件下，該方法導致待加以反轉之正方形矩陣之大小的 50% 減小。與矩陣反轉技術相關聯之複雜性通常隨著待反轉之矩陣的三次冪而線性增加 (*Cambridge University Press* 之 *W.H. Press*、*B.P. Flannery*、*S.A. Teukolsky*、*W.T. Vetterling* 的 "Numerical Recipes in C Example Book: The Art of Scientific Computing")。因此，待加以反轉之矩陣之大小的 50% 減小轉變為待加以執行之計算之數目的 87.5% 減少。

在濾波器係數  $w_n$  之得出後，需要得出干擾消除濾波器後的通道之脈衝回應  $B_n$ 。在本發明之一實施例中，簡單地藉由將此初始通道脈衝回應  $c_n$  與濾波器係數  $w_n$  卷積，得出此通道脈衝回應。

圖 4 表示本發明之一替代實施例。可看出，此實施例很類似於圖 3 中描述之實施例。然而，該組通道係數  $B_n$  係自區塊 303 中之干擾濾波器產生單獨地產生。在此實施例中，首先使用  $w_n$  過濾對應於訓練序列之接收的樣本  $r_n$ 。此等經過濾之樣本接著經處理以便得出估計通道脈衝回應。

藉由使此等樣本與訓練符號  $s_n$  交叉相關，可達成此。替代方法描述於 *H. Arslan* 及 *G.E. Bottomley* 的 "*Channel Estimation in Narrowband Wireless Communication Systems*" (*Wireless Communications and Mobile Computing*, 2001) 中。

重要地，應注意，即使已描述對於完全實數調變之情況的接收器架構，可易於將其擴展至複數調變方案。可以類似於對於先前技術解決方案所進行之方式的一方式來進行。亦應強調，接收器架構之應用不限於接收之樣本之實數部分中的雜訊之最小化。可使接收之樣本之虛數部分中的雜訊最小化。對於熟習此項技術者將顯然，接收器架構可經實施以使二維 I/Q 空間之任一單一維度上之雜訊最小化。

在以上描述中，一組訓練符號用於得出通道脈衝回應估計。在數位通信系統中，訓練序列通常與實際資訊一起傳輸。然而，本發明之應用不限於此等情況。區塊 301 及 303 可經修改以便能夠產生通道估計，而無需訓練序列。可使用盲通道估計技術以便移除對待傳輸之訓練序列之需要。盲通道估計接收器之可能的實施可發現於 *N. Seshadri* 之 "*Joint Data and Channel Estimation using Blind Trellis Search Techniques*" (*IEEE Trans. Commun*, 1994) 中。或者，可使用特徵向量技術以便估計傳播通道 (*IEEE Journal on Selected Areas in Communications* 之 *D. Boss*、*K.-D. Kammeyer* 及 *T. Petermann* 的 "*Is Blind Channel Estimation*

*Feasible in Mobile Communication Systems? A Study Based on GSM*)。當可利用時，亦使用訓練序列以便產生估計之雜訊樣本。藉由計算接收之樣本與穿過經估計之通道脈衝回應之訓練符號之間的差，將此達成。藉由使用一決策引導方法，可修改雜訊估計過程之操作。訓練符號可由傳輸之資訊符號之估計值替換。然而，應注意，此方法之效能將通常低於基於訓練序列之方法的效能。

在先前技術解決方案中，需要在處理接收之信號前選擇干擾消除濾波器之長度 $L$ 及提供至偵測器的通道脈衝回應中之分接頭之數目 $M$ 。在本發明中，可使濾波器長度之值 $L$ 適應傳播條件。在干擾消除濾波器中需要的分接頭之數目將通常隨著傳播通道之延遲分布增加而增加。在本發明中，首先在得出濾波器係數前判定傳播通道之脈衝回應。自經估計之脈衝回應，可估計通道延遲分布之一些量測。此資訊接著可用以設定干擾消除係數中之分接頭數目。此可在計算複雜性方面呈現出優勢，因為其使在有利條件下減小濾波器大小成為可能。此又減小了在濾波器係數得出中使用之矩陣反轉以及接收之樣本之實際過濾中的複雜性。

舉例而言，對於干擾消除濾波器之長度 $L_1$ 及 $L_2$ (其中， $L_1 > L_2$ )，可界定兩個不同組態。接著可計算通道之延遲分布，且將其對照一預定臨限值 $T$ 進行比較。若通道之延遲分布大於臨限值 $T$ ，則將干擾消除濾波器中之分接頭之數目選擇等於 $L_1$ 。否則，設定干擾消除濾波器之大小等於

$L_2$ 。應注意，可使組延遲臨限值  $T$  適合傳播通道條件。舉例而言，臨限值  $T$  可隨著傳輸鏈路中之 SNR 而變化。

或者，可產生一查找表 (LUT)，其中使不同的干擾消除濾波器大小值  $L$  與表現傳輸通道之延遲分布之特徵的不同量度值相關聯。藉由執行鏈路位準效能模擬，可填充該 LUT，以便發現不同的選定延遲分布量度值之最佳濾波器大小。

在接收器架構中，使用接收之信號中的雜訊樣本之估計得出干擾消除濾波器係數。在以上描述之兩個實施例中，雜訊樣本用以產生矩陣  $\zeta$ ，自該矩陣，得出 LS 解決方案。在本發明之其他實施例中，此等雜訊樣本可用以實施改進通道估計及濾波器係數估計過程之技術。

舉例而言，可估計接收之信號之實數及虛數組份中之功率

$$\begin{cases} \sigma_R^2 = \frac{\sum_{n=L-1}^{N-1} (\xi_n^R)^2}{N-L+1} \\ \sigma_I^2 = \frac{\sum_{n=L-1}^{N-1} (\xi_n^I)^2}{N-L+1} \end{cases}$$

接著可使用此等雜訊估計修改干擾消除濾波器係數之得出。應強調，此等功率估計包括熱雜訊之功率以及干擾功率。事實上，此等術語包括不能直接自估計之通道脈衝回應模型化之任何信號。

亦可使用該等估計之雜訊功率值以便將非線性標度應用至經估計之通道分接頭  $c_n$ 。舉例而言，可使用以下處理改良經估計之通道分接頭之 SNR



$$c'_n = c_n \times \frac{|c_n|^2}{|c_n|^2 + \alpha \sigma^2}$$

可將此處理應用至  $P$  個不同通道分接頭。藉由求和自  $I$  及  $Q$  分枝之雜訊功率值，得出總雜訊功率  $\sigma^2$ 。比例因數  $\alpha$  說明歸因於 CIR 估計之雜訊位準之降低。其視實施的通道估計方法而定且可易於自對訓練符號之瞭解而得出。應注意，可將不同非線性標度級應用至經估計之通道分接頭以便改進其品質。舉例而言，替代方法將為，對於功率小於自經估計之雜訊功率得出之給定的臨限值，設定為 0 個分接頭。亦應注意，施加至初始通道分接頭 301 之估計的非線性標度級亦可適用於第二通道估計級 303。

可使用 LS 方法自經估計之雜訊樣本矩陣  $\zeta$  得出干擾通道係數。LS 解決方案之實施並不需要對接收之信號中的雜訊之任何先前知曉。如先前所指示，接收器產生雜訊樣本之估計以便得出干擾消除濾波器之係數。可使用此資訊以便產生一組較準確的估計。舉例而言，可以最小均方誤差 (MMSE) 實施來替換 LS 解決方案 (2001 年之 *Wireless Communications and Mobile Computing* 之 H. Arslan 及 G.E. Bottomley 的 "Channel Estimation in Narrowband Wireless Communication Systems")。當使用此解決方案時，可使用由以下等式描述之計算得出估計的濾波器係數陣列  $\hat{\xi}$

$$\hat{\xi} = \zeta^H \times (\zeta \zeta^H + \rho^2 I)^{-1} \times \xi^R$$

雜訊項  $\rho^2$  得自雜訊功率估計  $\sigma_R^2$  及  $\sigma_I^2$ 。在接收器之一實施中，雜訊項  $\rho^2$  等於接收之樣本之實數組份中的雜訊功率之

估計  $\sigma_r^2$ 。項  $I$  表示  $N-L+1$  大小之單位矩陣。待反轉之矩陣  $(\zeta\zeta^H + \rho^2 I)$  為  $N-L+1$  大小之正方形矩陣。因此，MMSE 解決方案之計算複雜性比 LS 解決方案之計算複雜性高。然而，產生的濾波器係數中之雜訊位準將通常較低。因此，藉由增加計算複雜性，可改良接收器之效能。應注意，可使用來自估計之雜訊樣本之資訊來實施用於得出干擾消除濾波器係數之其他技術。舉例而言，可使用最大相似序列估計 (MLSE) 及最大後驗法 (MAP) 技術 (2001 年之 *Wireless Communications and Mobile Computing* 之 H. Arslan 及 G.E. Bottomley 的 "Channel Estimation in Narrowband Wireless Communication Systems")。

在使用 MMSE 解決方案得出干擾消除濾波器係數之以上給出之實例中，使用計算的雜訊樣本以便得出雜訊功率之估計。然而，應注意，雜訊樣本可用以得出較精細的量度。舉例而言，自在接收之訓練序列上的雜訊樣本之序列可得出雜訊之自協方差矩陣。使用此等較複雜的估計可改良估計之濾波器係數之準確性。

當偵測單元之準確性受到干擾及雜訊之限制時，干擾消除濾波器之使用將提供顯著的效能增益。在干擾位準很低之情況下，濾波器 201 之使用並不提供任何鏈路位準效能增益。事實上，歸因於濾波器係數之估計中的誤差，干擾消除濾波器之實施使偵測效能降級係可能的。此外，干擾消除濾波器之使用導致實施複雜性之增加。因此，在雜訊及干擾位準較低之情況下，禁用干擾消除濾波器可為有益

的。根據本發明之一態樣，使用經估計之雜訊功率，以便動態禁用干擾消除濾波器 201 及與係數之得出 302 相關聯之處理。藉由將經估計之雜訊功率與一給定臨限值比較，可達成此。可使用實數部分之雜訊功率  $\sigma_R^2$ 、虛數部分之雜訊功率  $\sigma_I^2$  或兩者之組合。對於熟習此項技術者而言，將顯然，可自雜訊功率得出其他量度以便動態組態該接收器。舉例而言，並非使用雜訊功率值，可基於信雜比 (SNR) 而進行關於使用干擾消除濾波器之決策。藉由計算估計之通道功率對雜訊功率之比可估計 SNR。

#### 【圖式簡單說明】

圖 1 為一行動通信系統之示意圖。

圖 2 為一先前技術接收器之示意圖。

圖 3 為根據本發明之一接收器之示意圖。

圖 4 為根據本發明之一接收器之示意圖。

#### 【主要元件符號說明】

101	發射器
102	誤差保護編碼區塊
103	數位調變區塊
104	RF處理單元
105	無線電通道
106	接收器
107	Rx前端
108	解調變區塊
109	解碼區塊

201	干擾消除濾波器
202	偵測器
203	單元
204	訓練符號
301	初始通道分接頭
302	干擾消除濾波器估計區塊
303	第二通道估計平臺
$B_n$	通道脈衝回應
$C_n$	經估計之初始通道脈衝回應
$g_n$	已知調變符號
$r_n$	接收之信號
$W$	濾波器
$W_n$	濾波器係數
$y_n$	信號

## 十、申請專利範圍：

1. 一種接收自經由一已經受干擾之通道傳播之資訊位元形成的一信號之方法，該方法包含下列步驟：
  - (a) 使用經估計的濾波器係數  $w_n$ ，藉由一線性干擾消除濾波器過濾該接收之信號  $r_n$  以產生一信號  $y_n$ ；
  - (b) 使用該通道之一經估計的最終脈衝回應  $B_n$  在一偵測單元中處理該信號  $y_n$  以產生該等經傳輸之位元之估計；
  - (c) 其中使用下列分離步驟計算該等濾波器係數  $w_n$ ：
    - (c1) 使用該接收之信號  $r_n$  估計該傳播通道之一初始脈衝回應  $c_n$ ；
    - (c2) 使用該經估計之初始通道脈衝回應  $c_n$  及該接收之信號  $r_n$  得出該等濾波器係數  $w_n$ 。
2. 如請求項1之方法，其中該方法進一步包含下列步驟：
  - (d) 在與計算該等濾波器係數  $w_n$  之該步驟相分離的一計算中估計該通道之該最終脈衝回應  $B_n$ 。
3. 如請求項2之方法，其中藉由使用該經估計之通道初始脈衝回應  $c_n$  及該等濾波器係數  $w_n$  來估計該通道之該最終脈衝回應  $B_n$ 。
4. 如請求項3之方法，其中藉由將該初始脈衝回應  $c_n$  與該等濾波器係數  $w_n$  卷積來估計該通道之該最終脈衝回應  $B_n$ 。
5. 如請求項2之方法，其中直接自該信號  $y_n$  估計該通道之該最終脈衝回應  $B_n$ 。
6. 如請求項5之方法，其中將一連串已知調變符號  $g_n$  嵌入於

該等經傳輸之位元中，且估計該通道之該最終脈衝回應之該步驟使用該等已知調變符號  $g_n$ 。

7. 如請求項 1 之方法，其中該等濾波器係數  $w_n$  係由下列步驟得出：

藉由計算接收之樣本與藉由該經估計之初始通道脈衝回應  $c_n$  過濾之資訊符號之間的差，產生該接收之信號  $r_n$  中的經估計之雜訊之樣本  $\xi_n$ ；

使用該產生之雜訊樣本  $\xi_n$ ，得出該等濾波器係數  $w_n$ 。

8. 如請求項 7 之方法，其中將一連串已知的調變符號  $g_n$  嵌入於該等經傳輸之位元中，且該等資訊符號包含該等已知的調變符號  $g_n$ 。
9. 如請求項 7 之方法，其中該等資訊符號包含藉由使用一決策引導技術產生之經估計的調變符號。
10. 如請求項 7 之方法，其中該等濾波器係數  $w_n$  係藉由使用一最小平方 (LS) 解決方案自該等雜訊樣本  $\xi_n$  得出。
11. 如請求項 7 之方法，其中該等濾波器係數  $w_n$  係藉由使用一最小均方誤差 (MMSE) 解決方案自該等雜訊樣本  $\xi_n$  得出。
12. 如前述請求項中任一項之方法，其中估計該傳播通道之該初始脈衝回應  $c_n$  之該步驟亦使用藉由該經傳播之信號傳輸的一連串已知調變符號  $g_n$  來估計該傳播通道之該初始脈衝回應  $c_n$ 。
13. 如請求項 7 至 11 中任一項之方法，進一步包含下列步驟：

對照一預定模板比較該等雜訊樣本 $\xi_n$ 之特徵；及  
基於該比較之結果禁用該線性干擾消除濾波器。

14. 如請求項13之方法，其中該比較步驟包含對照一臨限值比較該等雜訊樣本 $\xi_n$ 之功率；及

當該等雜訊樣本 $\xi_n$ 之該功率低於一臨限值時，禁用該線性干擾消除濾波器。

15. 如請求項13之方法，其中該比較步驟包含分析該等雜訊樣本 $\xi_n$ 之頻率回應。

16. 如請求項15之方法，其中將該等雜訊樣本 $\xi_n$ 之該頻率回應用以識別主雜訊源是否為熱雜訊、頻帶內限帶雜訊或頻帶外雜訊。

17. 如請求項1至11中任一項之方法，其中基於該初始通道脈衝回應 $c_n$ 之功率延遲分布而適應性地判定濾波器係數 $w_n$ 之數目。

18. 如請求項1至11中任一項之方法，其中在複平面中之一一維度中，該等經估計之濾波器係數 $w_n$ 中之一者係固定的。

19. 一種用於接收自經由一已經受干擾之通道傳播之資訊位元形成之一信號之接收器，該接收器包含：

一線性干擾消除濾波器，其經配置以使用經估計的濾波器係數 $w_n$ 過濾該接收之信號 $r_n$ 以產生一信號 $y_n$ ；

一偵測器，其經配置以使用該通道之一經估計的最終脈衝回應 $B_n$ 來處理該信號 $y_n$ 以產生該等經傳輸之位元之估計；

一初始通道估計單元，其經配置以使用該接收之信號  $r_n$  估計該傳播通道之一初始脈衝回應  $c_n$ ；

一干擾消除濾波器估計單元，其與該初始通道估計單元分離，且經配置以使用該經估計之初始通道脈衝回應  $c_n$  及該接收之信號  $r_n$  得出該等濾波器係數  $w_n$ 。

20. 如請求項19之接收器，進一步包含用於在與計算該等濾波器係數  $w_n$  之步驟分離的一計算中估計該通道之該最終脈衝回應  $B_n$  之構件。
21. 如請求項20之接收器，其中用於估計該通道之該最終脈衝回應  $B_n$  之該構件為該干擾消除濾波器估計單元，且該干擾消除濾波器估計單元經配置以藉由使用該經估計之通道初始脈衝回應  $c_n$  及該等濾波器係數  $w_n$  來估計該通道之該最終脈衝回應  $B_n$ 。
22. 如請求項20之接收器，其中用於估計該通道之該最終脈衝回應  $B_n$  之該構件為一最終通道估計單元，其經配置以直接自該信號  $y_n$  估計該通道之該最終脈衝回應  $B_n$ 。
23. 一種包括一如請求項19至22中任一項之接收器之蜂巢式電話手機。



十一、圖式：

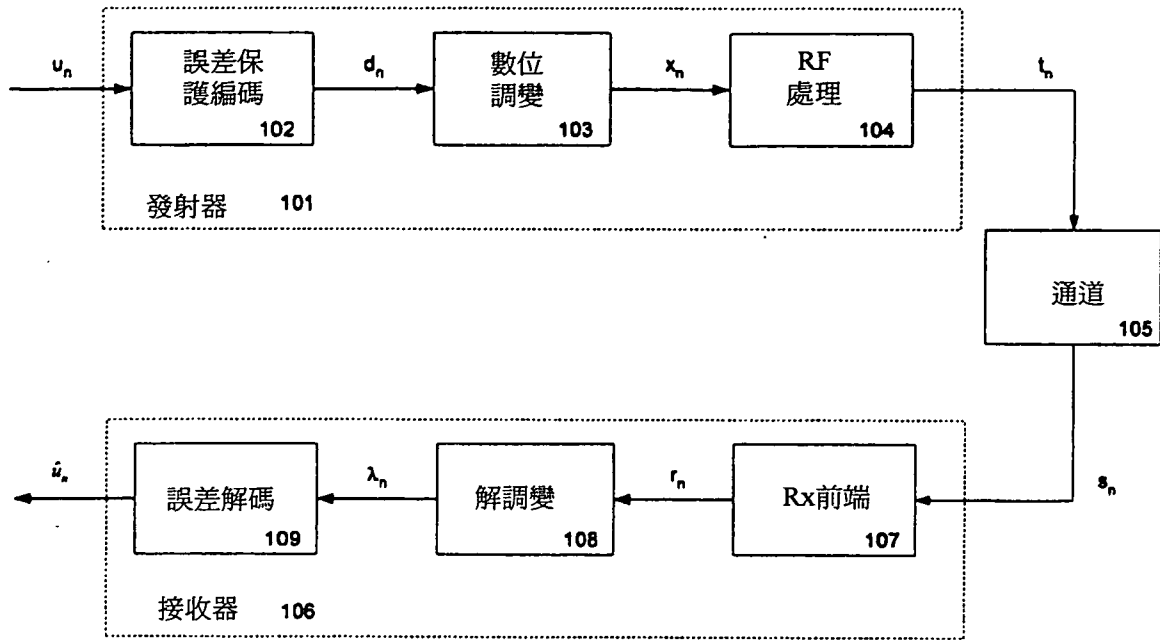


圖 1

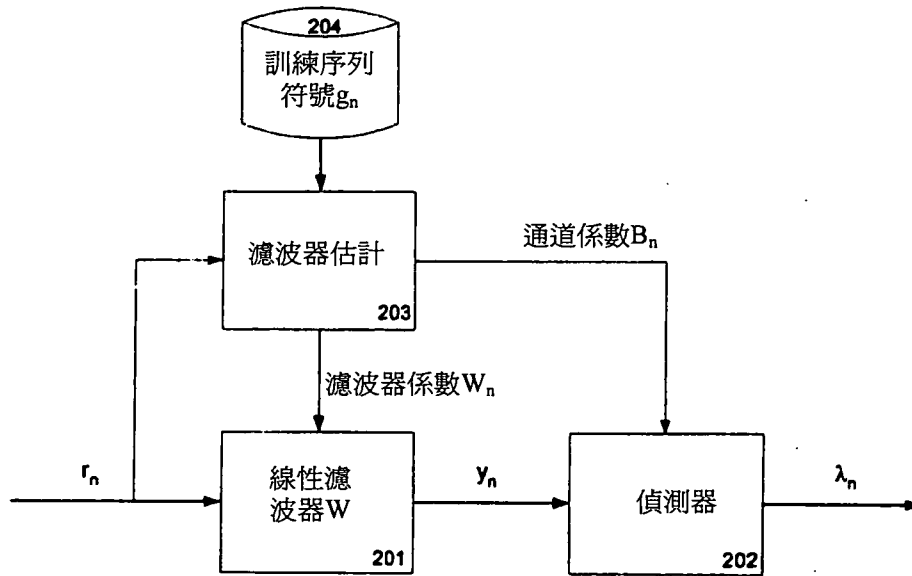


圖 2

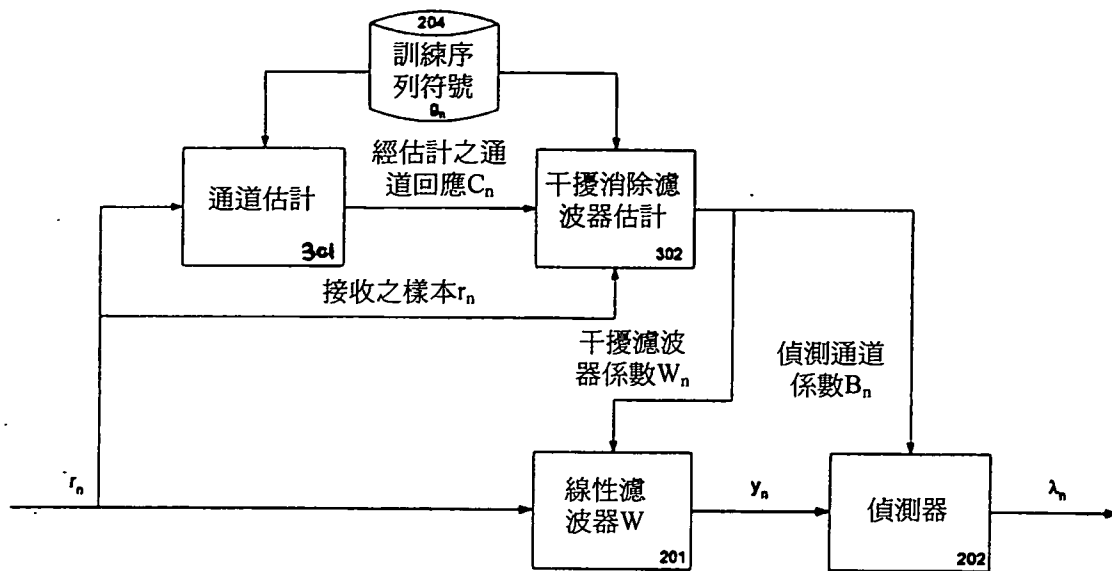


圖 3

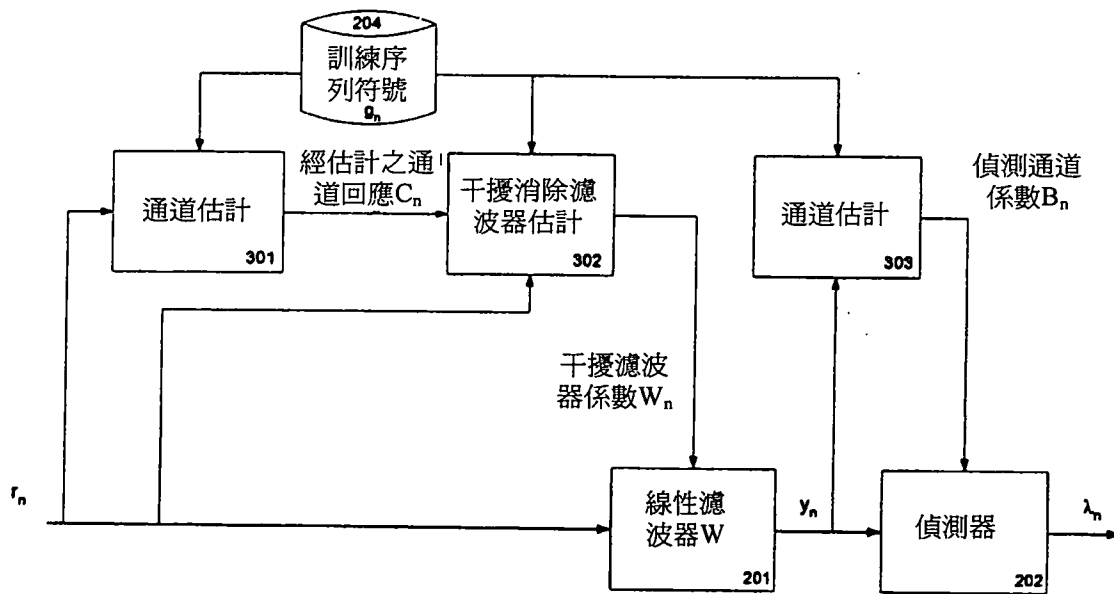


圖 4