



(19)中華民國智慧財產局

(12)發明說明書公告本

(11)證書號數：TW I511441 B

(45)公告日：中華民國 104 (2015) 年 12 月 01 日

(21)申請案號：102128321

(22)申請日：中華民國 102 (2013) 年 08 月 07 日

(51)Int. Cl. : **H03C3/06 (2006.01)**

(71)申請人：成一電子股份有限公司(中華民國) (TW)

新竹市科學園區園區二路 62 號 2 樓

(72)發明人：鄧誌忠 TENG, CHIH CHUNG (TW)；劉禹成 LIU, YU CHENG (TW)

(74)代理人：詹銘文；葉璟宗

(56)參考文獻：

US 5260707

Jian Luo; Kortke, A.; Keusgen, W., "Semi-Blind Iterative Joint Estimation of Frequency Selective I/Q-Imbalance and Modulator Offset Error in Direct-Conversion Transmitters," in Vehicular Technology Conference Fall (VTC 2010-Fall), 2010 IEEE 72nd , vol., no., pp.1-5, 6-9 Sept. 2010.

Jonghun Park; Yusung Lee; Hyuncheol Park, "Joint Estimation of Carrier Frequency Offset and I/Q Imbalance for Direct Conversion OFDM System with Constrained Preambles," in Signals, Systems and Computers, 2007. ACSSC 2007. Conference Record of the Forty-First Asilomar Conference on , vol., no., pp.1786-1790, 4-7 Nov. 2007.

Lanante, L.A.; Imashioya, R.; Kurosaki, M.; Ochi, H., "A low complexity joint parameter estimation scheme for Carrier Frequency Offset and I/Q Imbalance," in Advanced Communication Technology, 2009. ICACT 2009. 11th International Conference on , vol.02, no., pp.1365-1369, 15-18 Feb. 2009.

Jheng-Ru Liang; Chih-Hung Kuo, "LS-based joint estimation of carrier frequency offset and IQ imbalance in OFDM systems," in Next-Generation Electronics (ISNE), 2010 International Symposium on , vol., no., pp.52-55, 18-19 Nov. 2010.

Yuce, M.R.; Wentai Liu, "A low-power multirate differential PSK receiver for space applications," in Vehicular Technology, IEEE Transactions on , vol.54, no.6, pp.2074-2084, Nov. 2005.

Chih-Cheng Fu; To-Ping Wang; Kang-Chuan Chang,; Chung-Hao Liao; Tzi-Dar Chiueh, "A Real-Time Digital Baseband Channel Emulation System for OFDM Communications," in Circuits and Systems, 2006. APCCAS 2006. IEEE Asia Pacific Conference on , vol., no., pp. 984-987, 4-7 Dec. 2006.

Chuang, K.; Yeh, D.; Barale, F.; Perumana, B.; Sarkar, S.; Sen, P.; Pinel, S.; Laskar, J., "A 17pJ/bit broadband mixed-signal demodulator in 90nm CMOS," in Microwave Symposium Digest (MTT),

2010 IEEE MTT-S International , vol., no., pp.904-907, 23-28 May 2010.

審查人員：鄭凱旭

申請專利範圍項數：16 項 圖式數：8 共 36 頁

(54)名稱

信號接收裝置及信號接收方法

APPARATUS FOR SIGNAL RECEIVING AND METHOD FOR SIGNAL RECEIVING

(57)摘要

本發明的一種信號接收裝置，適用於接收二位元相位偏移調變(Binary Phase Shift Keying, BPSK)方式調變的單載波(single carrier)實數信號。信號接收裝置包括射頻電路、類比/數位轉換器、降頻單元以及基頻處理電路。類比/數位轉換器從射頻電路接收單載波實數信號並轉換為位於一中頻頻率的數位中頻實數信號。降頻單元根據位於本地中頻頻率的同步信號轉換數位中頻實數信號為基頻信號。降頻單元執行載波頻率偏移估測暨補償演算法，估測中頻頻率的偏移頻率值，並根據偏移頻率值調整本地中頻頻率的頻率值，並執行一載波相位差修正演算法，動態調整偏移頻率值。

An apparatus for signal receiving, adapted for receiving a single carrier real signal modulated in BPSK is provided. The apparatus includes a radio frequency circuit, a analog/digital converter (ADC), a frequency down converting unit and a baseband processing unit. The ADC receives the single carrier real signal from the radio frequency circuit, and converts it to a digital real intermediate frequency signal located at an intermediate frequency according to a synchronization signal located at a local intermediate frequency. The frequency down converting unit transforms the digital real intermediate frequency signal to a baseband signal. The frequency down converting unit estimate a frequency offset value of the intermediate frequency by executing a carrier frequency offset estimation and compensation algorithm, adjusts the frequency value of the local intermediate frequency according to the frequency offset value, and dynamically adjusts the frequency offset value by executing a carrier phase correction algorithm.

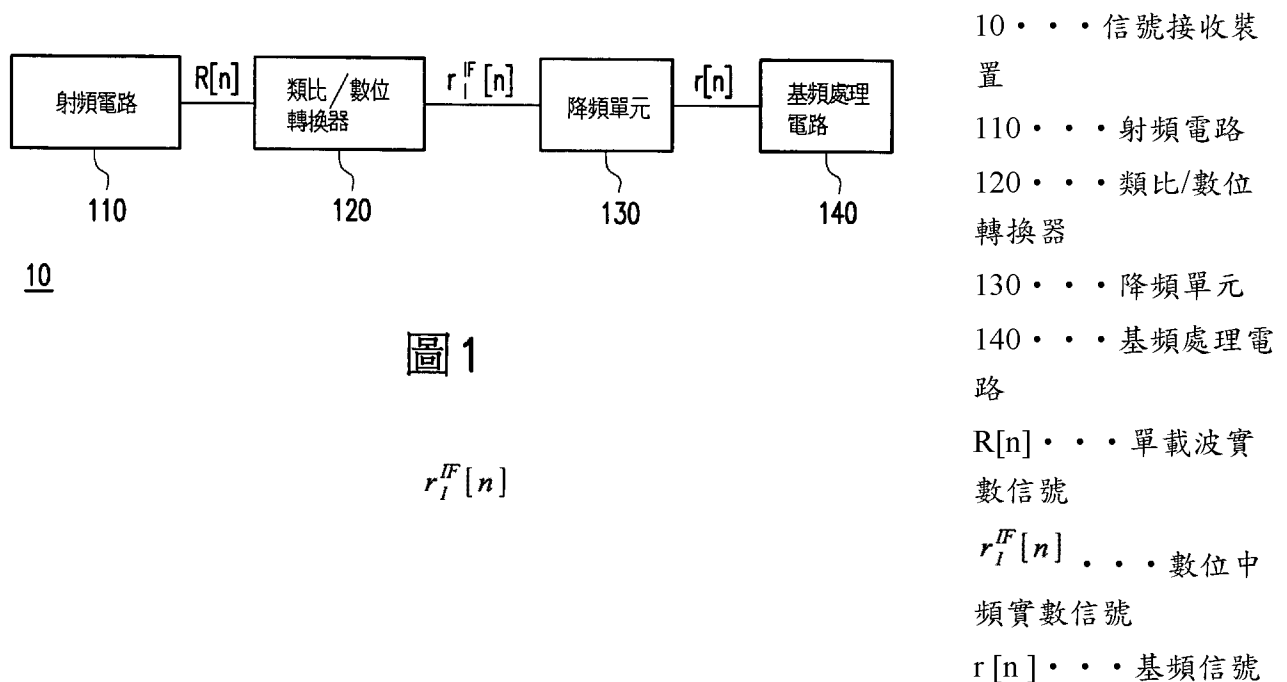


圖 1

$r_i^{IF}[n]$

## 發明摘要

※ 申請案號：107178371

※ 申請日：102.8.07

※ IPC 分類：H03C 3/06 (2006.01)

【發明名稱】信號接收裝置及信號接收方法

APPARATUS FOR SIGNAL RECEIVING AND METHOD FOR  
SIGNAL RECEIVING

## 【中文】

本發明的一種信號接收裝置，適用於接收二位元相位偏移調變（Binary Phase Shift Keying, BPSK）方式調變的單載波（single carrier）實數信號。信號接收裝置包括射頻電路、類比/數位轉換器、降頻單元以及基頻處理電路。類比/數位轉換器從射頻電路接收單載波實數信號並轉換為位於一中頻頻率的數位中頻實數信號。降頻單元根據位於本地中頻頻率的同步信號轉換數位中頻實數信號為基頻信號。降頻單元執行載波頻率偏移估測暨補償演算法，估測中頻頻率的偏移頻率值，並根據偏移頻率值調整本地中頻頻率的頻率值，並執行一載波相位差修正演算法，動態調整偏移頻率值。

## 【英文】

An apparatus for signal receiving, adapted for receiving a single carrier real signal modulated in BPSK is provided. The

apparatus includes a radio frequency circuit, a analog/digital converter (ADC), a frequency down converting unit and a baseband processing unit. The ADC receives the single carrier real signal from the radio frequency circuit, and converts it to a digital real intermediate frequency signal located at an intermediate frequency according to a synchronization signal located at a local intermediate frequency. The frequency down converting unit transforms the digital real intermediate frequency signal to a baseband signal. The frequency down converting unit estimate a frequency offset value of the intermediate frequency by executing a carrier frequency offset estimation and compensation algorithm, adjusts the frequency value of the local intermediate frequency according to the frequency offset value, and dynamically adjusts the frequency offset value by executing a carrier phase correction algorithm.

### 【代表圖】

【本案指定代表圖】：圖 1。

【本代表圖之符號簡單說明】：

10：信號接收裝置

110：射頻電路

120：類比/數位轉換器

130：降頻單元

140：基頻處理電路

R[n]：單載波實數信號

$r_i^F[n]$  : 數位中頻實數信號

$r[n]$  : 基頻信號

【本案若有化學式時，請揭示最能顯示發明特徵的化學式】：

無

# 發明專利說明書

(本說明書格式、順序，請勿任意更動)

**【發明名稱】** 信號接收裝置及信號接收方法

APPARATUS FOR SIGNAL RECEIVING AND METHOD FOR  
SIGNAL RECEIVING

**【技術領域】**

**【0001】** 本發明是有關於一種信號接收裝置及信號接收方法。

**【先前技術】**

**【0002】** 一般而言，傳送機與接收機之本地振盪器不同步時會引發載波頻率偏移 (carrier frequency offset, CFO) 以及載波相位差 (phase error) 等信號失真之現象。在目前常見的多載波 (multi-carrier) 的發射接收系統中，信號多以正交分頻多工 (Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM) 作調變，此時接收端需從同相路徑 (In-phase path) 以及正交路徑 (Quadrature path) 收下複數信號，透過快速傅立葉轉換 (Fast Fourier Transform, FFT) 將時域信號轉為頻域信號再進行相關解調程序。於是，接收端可藉由分析複數信號，估得信號的強度及相位，進一步補償上述的載波頻率偏移以及相位差。

**【0003】** 相反地，在單載波 (single-carrier) 的發射接收系統中，接收二位元相位偏移調變 (Binary Phase Shift Keying, BPSK) 的

信號時，接收端僅需要搭載簡單的解調變器以及相關處理電路，理想上，即可得到信號所承載的資料內容，無須運用快速傅立葉轉換 (Fast Fourier Transform, FFT) 電路，也無須外加複數解調的專用電路。此類接收機相較於其他接收系統而言具有複雜度較低的優勢。然而，載波頻率偏移的估測以及相位差的補償則因為相位資訊的缺乏成了棘手問題。

### 【發明內容】

【0004】 本發明提出一種信號接收裝置以及信號接收方法，用於接收二位元相位偏移調變 ( Binary Phase Shift Keying, BPSK ) 的單載波實數信號，以及補償載波頻率偏移以及相位差所造成的問題。

【0005】 本發明的一種信號接收裝置，適用於接收一單載波 ( single carrier ) 實數信號，其中該單載波實數信號以一二位元相位偏移調變 ( Binary Phase Shift Keying, BPSK ) 方式調變而成，包括：一射頻電路、一類比/數位轉換器、一降頻單元以及一基頻處理電路。射頻電路接收單載波實數信號。類比/數位轉換器耦接射頻電路，接收單載波實數信號並轉換為一數位中頻實數信號，其中數位中頻實數信號位於一中頻頻率。降頻單元，耦接類比/數位轉換器，根據一同步信號轉換數位中頻實數信號為一基頻信號，其中同步信號位於一本地中頻頻率。基頻處理電路耦接降頻單元，接收基頻信號並處理基頻信號以得到一數位資料。其中，

降頻單元執行一載波頻率偏移估測暨補償演算法，估測中頻頻率的一偏移頻率值，並根據偏移頻率值調整本地中頻頻率的頻率值，以補償數位中頻實數信號與該基頻信號之間的轉換。以及，降頻單元執行一載波相位差修正演算法，動態調整偏移頻率值，以修正中頻實數信號與同步信號中的一相位差。

【0006】本發明的信號接收方法，適用於一信號接收裝置，其中該信號接收裝置接收一單載波實數信號，其中該單載波實數信號以一二位元相位偏移調變方式調變而成，所述信號接收方法包括以下步驟。首先，接收該單載波實數信號。然後，轉換單載波實數信號為一數位中頻實數信號，其中數位中頻實數信號位於一中頻頻率。接著，根據一同步信號轉換數位中頻實數信號為一基頻信號，其中同步信號位於一本地中頻頻率。再者，執行一載波頻率頻率偏移估測暨補償演算法，估測中頻頻率的一偏移頻率值，並根據偏移頻率值調整本地中頻頻率的頻率值，以補償數位中頻實數信號與基頻信號之間的轉換。其次，執行一載波相位差修正演算法，動態調整偏移頻率值，以修正中頻實數信號與同步信號間的一相位差。以及，處理基頻信號以得到一數位資料。

【0007】基於上述，本發明提供一種信號接收裝置及信號接收方法，透過載波頻率偏移估測暨補償演算法以及載波相位差修正演算法來補償基頻信號上的載波頻率偏移以及載波相位差。

【0008】為讓本發明的上述特徵和優點能更明顯易懂，下文特舉實施例，並配合所附圖式作詳細說明如下。



**【圖式簡單說明】****【0009】**

圖 1 為根據本發明一實施例所繪示信號接收裝置的功能方塊圖。

圖 2 為根據本發明一實施例所繪示降頻單元的功能方塊圖。

圖 3A 為根據本發明一實施例所繪示基頻信號的絕對值的頻譜圖。

圖 3B 所繪示則為根據本發明一實施例所繪示過補償基頻信號的絕對值的頻譜圖。

圖 4A 為根據本發明一實施例所繪示第一諧波與估測區間的關係圖。

圖 4B 為根據本發明一實施例所繪示在估測區間中第一諧波與單音信號的關係圖。

圖 5 為根據本發明一實施例所繪示處理單元的部份功能方塊圖。

圖 6 為根據本發明一實施例所繪示高頻拒絕單元的功能方塊圖。

圖 7 為根據本發明一實施例所繪示信號選擇單元的功能方塊圖。

圖 8 為根據本發明一實施例所繪示信號接收方法的步驟流程圖。

**【實施方式】**

【0010】 以下，則將詳細說明本發明如何分析一個以 BPSK 調變的單載波實數信號，進一步提出載波頻率偏移補償及載波相位差消除的方法。

【0011】 圖 1 為根據本發明一實施例所繪示信號接收裝置的功能方塊圖。其中在本實施例中，信號接收裝置 10 用於接收 BPSK 調變的單載波實數信號。請參照圖 1，信號接收裝置 10 包括射頻電路 110、類比/數位轉換器 120、降頻單元 130 以及基頻處理電路 140。射頻電路 110 接收單載波實數信號  $R(t)$ 。類比/數位轉換器 120 耦接射頻電路 110，接收單載波實數信號  $R(t)$  並將單載波實數信號  $R(t)$  轉換為數位中頻實數信號  $r_i^F[n]$ ，其中數位中頻實數信號  $r_i^F[n]$  位於已知的一中頻頻率（intermediate frequency）。降頻單元 130 耦接類比/數位轉換器 120，根據同步信號將數位中頻實數信號  $r_i^F[n]$  轉換為基頻信號  $r[n]$ ，其中同步信號位於一本地中頻頻率。基頻處理電路 140 耦接降頻單元 130，接收基頻信號  $r[n]$  並處理基頻信號  $r[n]$  以得到數位資料，也就是單載波實數信號  $R[n]$  中所承載的資料內容。

【0012】 其中，降頻單元 130 執行一載波頻率偏移估測暨補償演算法，估測數位中頻實數信號  $r_i^F[n]$  位於之中頻頻率的一偏移頻率值，並根據偏移頻率值調整本地中頻頻率的頻率值，以補償數位中頻實數信號  $r_i^F[n]$  與基頻信號  $r[n]$  之間的轉換。以及降頻單元

130 執行一載波相位差修正演算法，動態調整偏移頻率值，以修正中頻實數信號  $r_i^f[n]$  與同步信號中的一相位差。以下則將以實施例及圖式詳細說明上述的載波頻率偏移補償演算法以及載波相位差消除演算法的實施內容。

【0013】 圖 2 為本發明一實施例所對應的降頻單元的功能方塊圖。請參照圖 1 及圖 2，降頻單元 130 包括數值控制振盪器 131、數位降頻轉換器 (Digital Down Converter, DDC) 132 以及處理單元 133。數值控制振盪器 131 產生同步信號 SS，其中同步信號位於一本地中頻頻率。數位降頻轉換器 132 耦接類比/數位轉換器 120 以及數值控制振盪器 131，根據同步信號 SS 轉換數位中頻實數信號  $r_i^f[n]$  為基頻信號  $r[n]$ 。處理單元 133 耦接數位降頻轉換器 132 及數值控制振盪器 131，傳送控制信號 CS 至數值控制振盪器 131，其中控制信號 CS 中包括預先定義的一本地中頻頻率的頻率值與一動態估測頻率值之和 (即，修正後的中頻頻率值)。其中，預先定義的本地中頻頻率的頻率值即為本地頻率的預期頻率值，而偏移頻率值即為透過載波頻率偏移估測暨補償演算法所得到，並由透過載波相位差修正演算法動態調整偏移頻率值。

【0014】 其中，當數值控制振盪器 131 接收控制信號 CS，數值控制振盪器調整同步信號 SS 之頻率值到控制信號 CS 所指示之頻率值 (即，預先定義的一本地中頻頻率的頻率值與一動態估測頻率值之和)。

【0015】 理想的情況是，預先定義的中頻頻率值與數位中頻實數

信號  $r_i^{FF}[n]$  所位於的中頻頻率的頻率值相同（即偏移頻率值為零）。如此一來，數位降頻轉換器 132 便能利用同步信號 SS 成功鎖定數位中頻實數信號  $r_i^{FF}[n]$ ，而產生信號品質良好的基頻信號  $r[n]$ 。然而，由於信號傳送端與信號接收裝置 10 之間往往具有些微的差距，而此差距即為上述載波頻率偏移（即，偏移頻率值不等於 0）的問題。

【0016】 在此，基頻信號表示如下式（1）：

$$r[n] = m[n] \times \cos(2\pi f_{offset} T_s n + \theta_{offset}), \quad \text{where } |m[n]| = A \cos(2\pi f_{BPSK} T_s n) \quad (1)$$

其中  $m[n]$  表示為基頻信號所承載的資料信號，也就是若是當沒有載波頻率偏移的情況發生時，基頻信號  $r[n]$  便會等於資料信號  $m[n]$ 。A 為資料信號  $m[n]$  的最大振幅，而  $f_{BPSK}$  即為資料信號  $m[n]$  中的資料頻率，也就是 BPSK 的資料頻率。在式（1）中的後項即為載波頻率偏移以及相位差所造成的誤差項， $f_{offset}$  為偏移頻率，而  $\theta_{offset}$  則表示為相位差。由於資料信號  $m[n]$  的資料頻率  $f_{BPSK}$  的頻率值遠大於偏移頻率  $f_{offset}$  的頻率值，上式（1）所示之基頻信號  $r[n]$  如同資料信號  $m[n]$  被後項  $\cos(2\pi f_{offset} T_s n + \theta_{offset})$  所包絡（envelope），造成資料信號  $m[n]$  的振幅強度受到偏移頻率  $f_{offset}$  的控制而大小不定，甚至亦可能有相位反轉的狀況出現。這樣的情況，則造成後端基頻處理電路 140 在處理基頻信號  $r[n]$  時，難以正確的判斷資料信號  $m[n]$  的資料內容。

【0017】 而在本發明中，爲了要消除上述載波頻率偏移以及相位差所造成的影響，則利用了載波頻率偏移估測暨補償演算法估測

實數中頻信號  $r_i^{IF}[n]$  之包絡線的頻率值  $f_{offset}$  (即前級之中頻頻率的偏移量), 將偏移頻率值  $f_{offset}$  降至最低後, 再透過載波相位差修正演算法動態地補償相位差, 以便提升信號  $r[n]$  的信號強度。其中, 爲了避免資料信號  $m[n]$  中的資料對估測的內容造成不當的影響, 以下的估測多以基頻信號的絕對值  $|r[n]|$  來進行計算。而在資料頻率  $f_{BPSK}$  的頻率值遠大於偏移頻率  $f_{offset}$  的頻率值 (即, 偏移頻率值) 的前提下, 基頻信號的絕對值  $|r[n]|$  可利用泰勒展開式 (Taylor expansion) 展開式 (1) 如下:

$$|r[n]| = \left[ \sum_{m=0}^{\infty} \frac{A}{2^m} \cos(4\pi f_{offset} T_s n + 2m\theta_{offset}) \right] + |r_H[n]| \quad (2)$$

其中  $|r_H[n]|$  則表示頻率不小於資料頻率  $f_{BPSK}$  之所有高頻項的總和。

**【0018】** 載波頻率偏移估測暨補償演算法說明如下。首先處理單元 133 設定一過補償頻率值爲預先定義的中頻頻率值與過補償值  $f_{oc}$  之和, 並傳送包括過補償頻率值的控制信號 CS 至數值控制振盪器 131。然後, 當數值控制振盪器 131 接收控制信號 CS 時, 根據過補償頻率值產生過補償同步信號 OSS, 並傳送過補償同步信號 OSS 至數位降頻轉換器 132。數位降頻轉換器 132 接收過補償同步信號 OSS 時, 數位降頻轉換器 132 根據過補償同步信號 OSS 中的過補償頻率值產生過補償基頻信號  $r_o[n]$ 。以及, 處理單元 133 根據過補償基頻信號  $r_o[n]$  得到偏移頻率的頻率值。

**【0019】** 過補償信號  $r_o[n]$  的優點在於, 相較於基頻信號的絕對值  $|r[n]|$  的頻譜, 過補償基頻信號的絕對值  $|r_o[n]|$  的頻譜之中, 各個諧波之

間距離較大，於是處理單元 133 將更容易鎖定過補償基頻信號的絕對值  $|r_o[n]|$  頻譜中的各諧波，而不會因為諧波之間的距離過小而產生誤判。

【0020】圖 3A 為本發明一實施例所繪示之基頻信號的絕對值  $|r[n]|$  的頻譜圖，而圖 3B 為根據本發明一實施例所繪示之過補償基頻信號的絕對值  $|r_o[n]|$  的頻譜圖。同時參照圖 3A 及圖 3B 可發現，圖 3B 所示過補償基頻信號的絕對值中的所有諧波之間的距離皆被拉寬至過補償值  $f_{oc}$  加上偏移頻率  $f_{offset}$  的兩倍的距離。

【0021】處理單元 133 則針對諧波之一設定一個估測區間，並在該區間中尋找此諧波的頻率值為何，當此諧波的頻率值已知，則可透過此諧波的頻率值得到偏移頻率值  $\hat{f}_{offset}$ （即，估算得到的偏移頻率的頻率值）。例如如圖 3B 所示實施例中，處理單元 133 針對第一諧波 HS1 設定了估測區間，而圖 3B 所示頻譜上，第一諧波 HS1 的頻率值即為過補償值  $f_{oc}$  加上偏移頻率  $f_{offset}$  的兩倍。在過補償值  $f_{oc}$  已知的情況下，在得到第一諧波 HS1 的頻率值後便可使用第一諧波 HS1 的頻率值計算得到偏移頻率值  $\hat{f}_{offset}$ 。

【0022】過補償值  $f_{oc}$  必須夠大，以使得第一諧波與第二諧波的估測區間不重疊。若設定偏移頻率  $f_{offset}$  的最大值為  $f_{MAX}$ ，而使得兩個鄰近的估測區間不能互相重疊的關係式為：

$$4(f_{oc} - f_{MAX}) \geq 2(f_{oc} + f_{MAX}) \quad (3)$$

由式 (3) 便可計算得到過補償值  $f_{oc}$  必須大於等於 3 倍的偏移頻率最大值  $f_{MAX}$ 。而各個諧波的估測區間則為：

$$I_m = [2m(f_{OC} - f_{MAX}), 2m(f_{OC} + f_{MAX})] \quad (4)$$

【0023】 例如，圖 4A 為根據本發明一實施例所繪示第一諧波與估測區間的關係圖。請參照圖 4A，對應於第一諧波 HS1 的估測區間  $I_1$  即介於  $2(f_{OC} - f_{MAX})$  與  $2(f_{OC} + f_{MAX})$  之間。在本實施例中，處理單元 133 即以估測區間  $I_1$  估測對應於第一諧波 HS1 的頻率值，並藉此獲得偏移頻率  $f_{offset}$ 。

【0024】 圖 4B 為根據本發明一實施例所繪示在估測區間中第一諧波與單音信號的關係圖。在本實施例中，處理單元 133 在估測區間  $I_1$  中擺放多個單音 (single tone) 信號  $f_k$ 。其中，單音信號  $f_k$  平均分佈於估測區間  $I_1$  中，彼此間隔兩倍的單位頻率值  $2f_u$ 。單位頻率值  $f_u$  的選擇將影響估測偏移頻率的頻率值的精準度。k 值介於 0 到 K，即為單音信號  $f_k$  的索引值，K 值則對應於單音信號  $f_k$  的數量。所以，當處理單元 133 接收過補償基頻信號  $r_o[n]$  時，處理單元 133 對過補償基頻信號  $r_o[n]$  取絕對值。接著，處理單元 133 計算過補償基頻信號的絕對值  $|r_o[n]|$  與這些單音信號  $f_k$  之間的多個相關值 (correlation)。

【0025】 其中，單音信號  $f_k$  分別具有餘弦子信號  $i[n, k]$  以及正弦子信號  $q[n, k]$ 。而距離第一諧波 HS1 最接近的單音信號  $f_k$  之索引值  $\hat{k}$  則可以可被表示為：

$$\hat{k} = \arg \max_{0 \leq k \leq K} (|J_k^I|^2 + |J_k^Q|^2) \approx \arg \max_{0 \leq k \leq K} (|J_k^I| + |J_k^Q|) \quad (5)$$

其中  $J_k^I$  為單音信號  $f_k$  的餘弦子信號  $i[n, k]$  與第一諧波 HS1 的相關值，可被表示為：

$$J_k^I = \sum_{n=1}^N i[n, k] |r_o[n]| \quad \text{where} \quad i[n, k] = \cos(2\pi f_k T_s n) \quad (6)$$

$J_k^O$  為單音信號  $f_k$  的正弦子信號  $q[n, k]$  與第一諧波 HS1 的相關值，可被表示為：

$$J_k^O = \sum_{n=1}^N q[n, k] |r_o[n]| \quad \text{where} \quad q[n, k] = \sin(2\pi f_k T_s n) \quad (7)$$

【0026】 其中 N 為取樣點的數量。值得注意的是，上述相關值的計算可運用合角公式節省儲存各個暫存單音信號的記憶體。例如，在不使用合角公式計算式 (5) 的內容時，處理單元 133 需要  $2*N*(K+1)$  大小的暫存記憶體，而使用合角公式計算式 (5) 的內容時，則僅需  $2*(K+1)$  大小的暫存記憶體即可。

【0027】 處理單元 133 求出式 (5) 中的最大相關值的索引值  $\hat{k}$  (其中， $\hat{k} = \arg \max |J_k^I| + |J_k^O|$ )，而  $\hat{k}$  所對應的單音信號頻率為  $f_{\hat{k}}$ 。處理單元 133 並根據目標頻率值  $f_{\hat{k}}$  產生估測頻率值。目標頻率值  $f_{\hat{k}}$  可被表示為：

$$f_{\hat{k}} = 2(f_{OC} - f_{MAX}) + 2\hat{k}f_U \quad (8)$$

當得到目標頻率值  $f_{\hat{k}}$  後，便可推得偏移頻率為：

$$\hat{f}_{offset} = -f_{MAX} + \hat{k}f_U \quad (9)$$

【0028】 得到偏移頻率  $\hat{f}_{offset}$ ，處理單元 133 便可將偏移頻率  $\hat{f}_{offset}$  的頻率值與預先定義的中頻頻率相加而得到修正後的本地中頻頻率值，然後透過控制信號 CS 傳送此本地中頻頻率值至數值控制振盪器 131。值得注意的是，由圖 4B 可以觀察到，由於單位頻率值  $f_U$  的選擇等原因，可能造成目標頻率值  $f_{\hat{k}}$  與第一諧波 HS1 的頻率值



實際上仍有些微的一些差距，使得偏移頻率  $\hat{f}_{offset}$  仍有些許不準確。因此，本發明則另行運用載波相位差修正演算法來縮小上述的差距，或相位差所造成的影響。

【0029】 圖 5 為根據本發明一實施例所繪示處理單元的部份功能方塊圖。請參照圖 5，在本實施例中，處理單元 133 包括高頻拒絕單元 1331、耦接該高頻信號消除單元 1331 的微分器 1332 以及耦接微分器 1332 的信號選擇單元 1333。

● 【0030】 在本發明中，載波相位差修正演算法的運作概念相似於鎖相迴路 (Phase Lock Loop, PLL) 的運作原理，包括以下的動作。首先，高頻拒絕單元 1331 持續從數位降頻轉換器 132 接收基頻信號  $r[n]$ ，並濾除基頻信號  $r[n]$  中的一高頻成份得到殘餘低頻信號 RD。接著，微分器 1332 從高頻拒絕單元 1331 接收殘餘低頻信號 RD，並微分基頻信號 RD 而得到指示信號 Z。指示信號 Z 用以指示於殘餘低頻信號 RD 目前的取樣點時的斜率，也就是取得當下殘餘低頻信號 RD 處於遞增或是遞減的狀態。然後，信號選擇單元 1333 接收指示信號 Z，並根據指示信號 Z 產生動態估測頻率  $f_{compens}$ ，使得處理單元 133 可根據動態估測頻率  $f_{compens}$  的頻率值調整該估測頻率值。

● 【0031】 圖 6 為根據本發明一實施例所繪示高頻拒絕單元的功能方塊圖，提供圖 5 所示實施例中高頻拒絕單元 1331 的一種實施方式。請參照圖 6，高頻拒絕單元 1331 包括絕對值計算器 610、低通濾波器 (low pass filter, LPF) 620 以及降取樣 (down sample)

單元 630。絕對值計算器 610 接收基頻信號  $r[n]$ ，計算得到基頻信號的絕對值  $|r[n]|$ ，至於在本實施例中對基頻信號  $r[n]$  取絕對值的目的為去除資料信號  $m[n]$  對估測的影響，與前述實施例相同。

【0032】 低通濾波器 620 耦接絕對值計算器 610，接收基頻信號的絕對值  $|r[n]|$ ，濾除基頻信號的絕對值  $|r[n]|$  的高頻成份，也就是式 (2) 中的高頻項  $|r_H[n]|$ 。因此，對於低通濾波器 620 則包括如下式 (10) 的要求：

$$\frac{LPF\{|r_H[n]|\}}{LPF\{|r[n]|-|r_H[n]|\}} \rightarrow 0 \quad (10)$$

【0033】 降取樣單元 630，耦接低通濾波器 620，接收基頻信號的絕對值  $|r[n]|$ ，並降取樣基頻信號的絕對值  $|r[n]|$  得到殘餘低頻信號 RD。降取樣的意義在於可以減少殘餘低頻信號 RD 中的取樣點，使得信號選擇單元 1333 的工作頻率可以下降，降低成本。另外，降取樣的動作兼具了低通濾波的功能。

【0034】 圖 7 為根據本發明一實施例所繪示信號選擇單元的功能方塊圖。請參照圖 7，信號選擇單元 1333 包括中繼 (relay) 單元 710、否互斥或閘 (NXOR gate) 720，延遲單元 730 以及選擇器 740。中繼單元 710 接收指示信號 Z，並轉換指示信號 Z 為數位信號 X。如先前提到的，指示信號 Z 之值代表當下的殘餘低頻信號 RD 處於遞增或是遞減的狀態，中繼單元 710 則進一步的將遞增或遞減的狀態轉換以二位元的方式表示，其中中繼單元 710 的輸入信號 (指示信號 Z) 與輸出信號 (數位信號 X) 的關係如下表所示。

指示信號 Z	數位信號 X
$Z \geq 0$	1
$Z < 0$	0

表 1

【0035】 也就是說，當指示信號 Z 之值為正，表示當下的殘餘低頻信號 RD 處於遞增狀態，中繼單元 710 輸出 1。而當指示信號 Z 之值為負，表示當下的殘餘低頻信號 RD 處於遞減狀態，中繼單元 710 輸出 0。

【0036】 否互斥或閘 720 具有第一輸入端、第二輸入端以及輸出端，其中第一輸入端耦接中繼單元 710 並接收數位信號 X，第二輸入端耦接延遲單元 730，而輸出端輸出選擇信號 Y。延遲單元 730 則，耦接於否互斥或閘 720 的第二輸入端與輸出端之間，延遲選擇信號 Y 為延遲選擇信號  $Y_{pre}$ ，並傳送延遲選擇信號  $Y_{pre}$  至否互斥或閘 720 的第二輸入端。

【0037】 簡單的說，否互斥或閘 720 根據數位信號 X 以及前一時間點的選擇信號，也就是延遲選擇信號  $Y_{pre}$  來輸出選擇信號 Y。否互斥或閘 720 的真值表如下表 2 所示：

X	$Y_{pre}$	Y
0	0	1
0	1	0
1	0	0
1	1	1

表 2

【0038】 選擇器 740，耦接否互斥或閘 720 的輸出端，根據選擇信號 Y 以輸出動態估測頻率值  $f_{compens}$ 。在本實施例中，當選擇信號 Y 等於 1 時，選擇器 740 輸出偏移頻率  $\hat{f}_{offset}$  與頻率常值  $f_{const}$  的和作為動態估測頻率值  $f_{compens}$  或偏移頻率  $\hat{f}_{offset}$  與頻率常值  $f_{const}$  的差輸出為動態估測頻率值  $f_{compens}$ 。在得到動態估測頻率值  $f_{compens}$  後，處理單元 133 便可將動態估測頻率值  $f_{compens}$  與預先定義的中頻頻率值相加而得到修正後的本地中頻頻率值，並透過控制信號 CS 將修正後的本地中頻頻率值傳至數值控制振盪器 131。

【0039】 因此，參考上述表 2，當當下的基頻直流信號 RD 處於遞因此，參考上述表 2，當當下的殘餘低頻信號 RD 處於遞減狀態(數位信號 X 為 0)，而前一個時間點輸出偏移頻率  $\hat{f}_{offset}$  與頻率常值  $f_{const}$  的和( $Y_{pre}$  為 0)時，信號選擇單元 1333 持續輸出偏移頻率  $\hat{f}_{offset}$  與頻率常值  $f_{const}$  的差 (Y 為 1)。當當下的殘餘低頻信號 RD 處於遞增狀態(數位信號 X 為 1)，而前一個時間點輸出偏移頻率  $\hat{f}_{offset}$  的負值與頻率常值  $f_{const}$  的差 ( $Y_{pre}$  為 1) 時，信號選擇單元 1333 則同樣輸出偏移頻率  $\hat{f}_{offset}$  的負值與頻率常值  $f_{const}$  的差 (Y 為 1)。

【0040】當當下的殘餘低頻信號 RD 處於遞減狀態（數位信號 X 為 0），而前一個時間點輸出偏移頻率  $\hat{f}_{offset}$  與頻率常值  $f_{const}$  的差（ $Y_{pre}$  為 1）時，信號選擇單元 1333 則輸出偏移頻率  $\hat{f}_{offset}$  的負值與頻率常值  $f_{const}$  的和（Y 為 0）來進行補償。而當當下的殘餘低頻信號 RD 處於遞增狀態（數位信號 X 為 1），而前一個時間點輸出偏移頻率  $\hat{f}_{offset}$  與頻率常值  $f_{const}$  的和（ $Y_{pre}$  為 0）時，信號選擇單元 1333 持續輸出偏移頻率  $\hat{f}_{offset}$  的負值與頻率常值  $f_{const}$  的和（Y 為 0）。

● 【0041】其中上述的偏移頻率  $\hat{f}_{offset}$  透過前述載波頻率偏移估測暨補償演算法所獲得。而頻率常值  $f_{const}$  則為一定值，預先設定於信號選擇單元 1333 中。頻率常值  $f_{const}$  的大小取決於前一階段載波頻率偏移估測暨補償演算法的估測誤差（理想上估測誤差小於單位頻率值  $f_U$ ）。例如，設定一頻率差  $\Delta f$  為透過前述載波頻率偏移估測暨補償演算法獲得的偏移頻率  $\hat{f}_{offset}$  的頻率值與實際的偏移頻率  $f_{offset}$  之間的差。在本實施例中，頻率常值  $f_{const}$  則必須大於上述的頻率差  $\Delta f$ 。如此一來，可透過切換動態估測頻率值  $f_{compens}$ （即， $f_{compens} = -\hat{f}_{offset} \pm f_{const}$ ）的頻率來調整殘餘頻率偏移（ $f_{offset} + f_{compens}$ ）的極性，使得動態估測頻率值  $f_{compens}$  的影響力大到足以對基頻信號  $r[n]$  的相位差進行補償。

● 【0042】另外，在本實施例中，頻率常值  $f_{const}$  亦需符合以下兩個準則，準則一為切換對稱性準則，如下式（11）所示：

$$1 < \frac{f_{const} + |\Delta f|}{f_{const} - |\Delta f|} < 4 \quad (11)$$

這樣的準則設定主要是爲了避免偏移頻率的負值與頻率常值的和 ( $-\hat{f}_{offset} + f_{const}$ ) 以及偏移頻率的負值與頻率常值的差 ( $-\hat{f}_{offset} - f_{const}$ ) 比例懸殊，造成補償基頻信號  $r[n]$  的能力不對稱。

另一則爲切換速度準則，如下式 (12)

$$4\pi(|\Delta f| + f_{const})T_s M \ll \frac{2\pi}{4} \quad (12)$$

其中，M 爲切換週期， $T_s$  爲信號取樣週期

**【0043】** 由於正弦波或餘弦波皆每四分之一周期改變一次斜率之極性（遞增/遞減狀態），因此每四分之一周期應具有足夠數量的取樣資料，才不會使得信號選擇單元 1333 來不及動態切換動態估測頻率值  $f_{compens}$  或誤判斜率之極性。但在實際狀況裡，四分之一周期中應具有更多的取樣點，以提供足夠的取樣資料給予高頻拒絕單元進行濾波，降低高頻分量引發載波相位誤修正的機率。

**【0044】** 載波頻率偏移估測暨補償演算法由處理單元 133 所包括的一處理器實現，並且此處理器耦接至圖 5 及圖 7 中所述信號選擇單元 1333 以傳送偏移頻率  $\hat{f}_{offset}$  至信號選擇單元 1333。所述的處理器可爲一固定硬體電路，亦可爲一韌體解決方案（即，一般用途處理器配合執行特定的程式碼而實現）。而圖 7 中用以實現載波相位差修正演算法之硬體電路（即，信號選擇單元 1333），亦可由韌體解決方案取代，本發明並不限訂上述的實施方式。

**【0045】** 本發明亦提供一種信號接收方法，適用於一信號接收裝置，其中信號接收裝置接收一單載波實數信號，其中單載波實數信號以 BPSK 調變方式調變而成。

【0046】圖 8 為根據本發明一實施例所繪示信號接收方法的步驟流程圖。請參照圖 8，首先在步驟 S801 時，接收單載波實數信號。然後在步驟 S802 時，轉換單載波實數信號為一數位實數中頻信號，其中數位實數中頻信號位於一中頻頻率。接著在步驟 S803 時，根據一同步信號轉換數位實數中頻信號為一基頻信號，其中同步信號位於一本地中頻頻率。再者步驟 S804 時，執行載波頻率偏移估測暨補償演算法，估測出中頻頻率的一偏移頻率值，並根據偏移頻率值調整本地中頻頻率的頻率值，以補償數位中頻實數信號與基頻信號之間的轉換。其次，在步驟 S805 時，執行一載波相位差修正演算法，動態調整偏移頻率值，以修正中頻實數信號與同步信號間的一相位差。最後在步驟 S806，基頻處理電路解調信號以得到一數位資料。而所述方法的詳細實施方式可以參考上述圖 1～圖 7 所示實施例的說明，在此則不贅述。

【0047】綜上所述，本發明提供一種信號接收裝置及信號接收方法。此信號接收裝置為一接收 BPSK 調變而成的單載波信號的接收機，此裝置相對於通用的複數信號接收機而言，具有更低複雜度的特點。然而，載波頻率偏移估測暨補償和載波相位差修正較為困難的問題伴隨而生，為了解決此問題，本發明中提出了一套信號接收方法。在此方法中，藉由過補償程序之輔助，基頻信號的諧波間距得以被拉寬，使得載波頻率偏移估測暨補償演算法能更精準地估測出偏移頻率並補償之，接著載波相位差修正演算法動態調整載波瞬時相位以縮小載波相位差，使得提出的接收裝置

在接收 BPSK 調變的單載波信號時，受信號上載波頻率偏移和相位差的影響降低。

### 【符號說明】

#### 【0048】

- 10：信號接收裝置
- 110：射頻電路
- 120：類比/數位轉換器
- 130：降頻單元
- 131：數值控制振盪器
- 132：數位降頻轉換器
- 133：處理單元
- 1331：高頻拒絕單元
- 610：絕對值計算器
- 620：低通濾波器
- 630：降取樣單元
- 1332：微分器
- 1333：信號選擇單元
- 710：中繼單元
- 720：否互斥或閘
- 730：延遲單元
- 740：選擇器



140 : 基頻處理電路

$R[n]$  : 單載波實數信號

$r_I^{FF}[n]$  : 數位中頻實數信號

$r[n]$  : 基頻信號

$r_o[n]$  : 過補償基頻信號

SS : 同步信號

OSS : 過補償同步信號

CS : 控制信號

RD : 殘餘低頻信號

Z : 指示信號

Y : 選擇信號

$Y_{pre}$  : 延遲選擇信號

X : 數位信號

A : 資料信號的最大振幅

HS1 : 第一諧波

$I_1$  : 第一估測區間

$f_{oc}$  : 過補償值

$f_{offset}$  : 偏移頻率

$f_{MAX}$  : 偏移頻率的最高值

$f_U$  : 單位頻率值

$f_k$  : 目標頻率值

$f_{compens}$  : 動態估測頻率

$f_{const}$  : 頻率常值

S801 ~ S805 : 步驟

## 申請專利範圍

1. 一種信號接收裝置，適用於接收一單載波 (single carrier) 實數信號，其中該單載波實數信號以一二位元相位偏移調變

( Binary Phase Shift Keying, BPSK ) 方式調變而成，包括：

一射頻電路，接收該單載波實數信號；

一類比/數位轉換器，耦接該射頻電路，接收該單載波實數信號並轉換為一數位中頻實數信號，其中該數位中頻實數信號位於一中頻頻率；

一降頻單元，耦接該類比/數位轉換器，根據一同步信號轉換該數位中頻實數信號為一基頻信號，其中該同步信號位於一本地中頻頻率；以及

一基頻處理電路，耦接該降頻單元，接收該基頻信號並處理該基頻信號以得到一數位資料，

其中，該降頻單元執行一載波頻率偏移估測暨補償演算法，估測該中頻頻率的一偏移頻率值，並根據該偏移頻率值調整該本地中頻頻率的頻率值，以補償該數位中頻實數信號與該基頻信號之間的轉換；以及

該降頻單元執行一載波相位差修正演算法，動態調整該偏移頻率值，以修正該中頻實數信號與該同步信號中的一相位差。

2. 如申請專利範圍第 1 項所述的信號接收裝置，其中該降頻單元包括：

一數值控制振盪器，產生該同步信號，其中該同步信號位於

該本地中頻頻率；

一數位降頻轉換器 (Digital Down Converter, DDC)，耦接該類比/數位轉換器以及該數值控制振盪器，根據該同步信號轉換該數位中頻實數信號為該基頻信號；以及

一處理單元，耦接該數位降頻轉換器及該數值控制振盪器，傳送一控制信號至該數值控制振盪器，其中該控制信號包括修正後的該中頻頻率值，其中該修正後的該中頻頻率值為預先定義的一本地中頻頻率的頻率值與一動態估測頻率值的和，以及該處理單元動態修正該偏移頻率值而得到該動態估測頻率值，

其中，該數位降頻轉換器根據該控制信號中的修正後的中頻頻率值調整該同步信號的該本地中頻頻率，以將數位中頻實數信號轉換為該基頻信號。

3. 如申請專利範圍第 2 項所述的信號接收裝置，其中該載波頻率偏移補償暨估測演算法包括：

該處理單元設定一過補償頻率值，其中該過補償頻率值為該預先定義的本地中頻頻率的頻率值與一過補償頻率值的和，並傳送包括該過補償頻率值的該控制信號至該數值控制振盪器；

當該數值控制振盪器接收該控制信號時，根據該過補償頻率值產生一過補償同步信號，並傳送該過補償同步信號至該數位降頻轉換器；

該數位降頻轉換器接收該過補償同步信號時，該數位降頻轉換器根據該過補償同步信號轉換得到一過補償基頻信號；以及

該處理單元根據該過補償基頻信號得到該偏移頻率值。

4. 如申請專利範圍第 3 項所述的信號接收裝置，其中：

當該處理單元接收該過補償基頻信號時，該處理單元對該過補償基頻信號取絕對值，並計算取絕對值後的該過補償基頻信號與多個單音信號（single tone）之間的多個相關值（correlation）；以及

該處理單元判斷該些相關值中最大的相關值為一最大相關值，並求出對應於該最大相關值的該些單音信號的一索引值，並根據該索引值計算得到該偏移頻率值。

5. 如申請專利範圍第 4 項所述的信號接收裝置，其中：

該過補償基頻信號包括一殘餘低頻信號以及  $n$  個諧波信號；

該些單音信號分佈於與一估測區間中，彼此間隔一單位頻率值，分別具有一正弦子信號以及一餘弦子信號，其中該  $n$  個諧波信號中的一第一諧波信號位於該估測區間中；以及

該些單音信號之一與該過補償基頻信號之間該相關值為該些單音信號之一的該正弦子信號與該過補償基頻信號的該第一諧波信號的乘積，並積分後取絕對值與該些單音信號之一的該餘弦子信號與該過補償基頻信號的該第一諧波信號的乘積之積分之絕對值的和。

6. 如申請專利範圍第 2 項所述的信號接收裝置，其中該處理單元包括：

一高頻拒絕單元；

- 一微分器，耦接該高頻拒絕單元；
  - 一信號選擇單元，耦接該微分器；以及
- 該載波相位差修正演算法包括：

該高頻拒絕單元接收該基頻信號並濾除該基頻信號中的一高頻成份得到一殘餘低頻信號；

該微分器從該高頻拒絕單元接收該殘餘低頻信號，並微分該殘餘低頻信號而得到一指示信號；以及

該信號選擇單元接收該指示信號，並根據該指示信號調整該偏移頻率值而得到該動態估測頻率值。

7.如申請專利範圍第 6 項所述的信號接收裝置，其中該高頻拒絕單元包括：

一絕對值計算器，接收該基頻信號，計算得到該基頻信號的絕對值；

一低通濾波器，耦接該絕對值計算器，接收該基頻信號的絕對值，濾除該基頻信號的絕對值的該高頻成份；

一降取樣單元，耦接該低通濾波器，接收該基頻信號的絕對值，並降取樣該基頻信號的絕對值得到該殘餘低頻信號。

8.如申請專利範圍第 6 項所述的信號接收裝置，其中該信號選擇單元包括：

一中繼單元，接收該指示信號，並轉換該指示信號為一數位信號；

一否互斥或閘 (NXOR gate)，具有第一輸入端、第二輸入端

以及輸出端，其中該否互斥或閘的第一輸入端耦接該中繼單元並接收該數位信號，該否互斥或閘的輸出端輸出一選擇信號；

一延遲單元，耦接於該否互斥或閘的第二輸入端與輸出端之間，延遲該選擇信號為一延遲選擇信號，並傳送該延遲選擇信號至該否互斥或閘的第二輸入端；

一選擇器，根據該選擇信號以輸出該動態估測頻率值，其中該選擇器根據選擇信號選擇該偏移頻率值的負值與一頻率常值的和或該偏移頻率值的負值與該頻率常值的差輸出為該動態估測頻率值。

9. 一個信號接收方法，適用於一信號接收裝置，其中該信號接收裝置接收一單載波實數信號，其中該單載波實數信號以一二位元相位偏移調變方式調變而成，所述信號接收方法包括：

接收該單載波實數信號；

轉換該單載波實數信號為一數位中頻實數信號，其中該數位中頻實數信號位於一中頻頻率；

根據一同步信號轉換該數位中頻實數信號為一基頻信號，其中該同步信號位於一本地中頻頻率；

執行一載波頻率頻率偏移估測暨補償演算法，估測該中頻頻率的一偏移頻率值，並根據該偏移頻率值調整該本地中頻頻率的頻率值，以補償該數位中頻實數信號與該基頻信號之間的轉換；

執行一載波相位差修正演算法，動態調整該偏移頻率值，以修正該中頻實數信號與該同步信號間的一相位差；以及

處理該基頻信號以得到一數位資料。

10. 如申請專利範圍第 9 項所述的信號接收方法，其中根據該同步信號轉換該數位中頻實數信號為該基頻信號的步驟包括：

動態修正該偏移頻率值而得到該動態估測頻率值；

產生一控制信號，其中該控制信號包括修正後的該中頻頻率值，其中該修正後的該中頻頻率值為預先定義的一本地中頻頻率的頻率值與該動態估測頻率值的和；

根據該控制信號產生該同步信號；

調整該本地中頻頻率的頻率值為該修正後的中頻頻率值；以及

根據該同步信號轉換該數位中頻實數信號為該基頻信號。

11. 如申請專利範圍第 10 項所述的信號接收方法，其中該該載波頻率偏移補償暨估測演算法包括：

設定一過補償頻率值為為該預先定義的本地中頻頻率的頻率值與一過補償頻率值的和；

根據該過補償頻率值產生一過補償同步信號；

根據該過補償同步信號中的該過補償頻率值產生一過補償基頻信號；以及

根據該過補償基頻信號得到該偏移頻率值。

12. 如申請專利範圍第 11 項所述的信號接收方法，其中根據該過補償基頻信號得到該偏移頻率值的步驟包括：

對該過補償基頻信號取絕對值，並計算取絕對值後的該過補



償基頻信號與多個單音信號 (single tone) 之間的多個相關值 (correlation)；以及

判斷該些相關值中最大的相關值為一最大相關值，並求出對應於該最大相關值的該些單音信號的一索引值，並根據該索引值對應該估測頻率值。

13. 如申請專利範圍第 12 項所述的信號接收方法，其中：

該過補償基頻信號包括一殘餘低頻信號以及  $n$  個諧波信號；

該些單音信號分佈於與一估測區間中，彼此間隔一單位頻率值，分別具有一正弦子信號以及一餘弦子信號，其中該  $n$  個諧波信號中的一第一諧波信號位於該估測區間中；以及

該些單音信號之一與該過補償基頻信號之間該相關值為該些單音信號之一的該正弦子信號與該過補償基頻信號的絕對值之乘積積分後取絕對值與該些單音信號之一的該餘弦子信號與該過補償基頻信號的絕對值之乘積積分後絕對值的和。

14. 如申請專利範圍第 11 項所述的信號接收方法，其中該載波相位差修正演算法包括：

濾除該基頻信號中的一高頻成份得到一殘餘低頻信號；

微分該殘餘低頻信號而得到一指示信號；以及

根據該指示信號調整該偏移頻率值而得到該動態估測頻率值。

15. 如申請專利範圍第 14 項所述的信號接收方法，其中濾除該基頻信號中的該高頻成份得到該殘餘低頻信號的步驟包括：

計算得到該基頻信號的絕對值；

濾除該基頻信號的絕對值的該高頻成份；以及

降取樣該基頻信號的絕對值得到該殘餘低頻信號。

16.如申請專利範圍第 14 項所述的信號接收方法，其中根據該指示信號調整該估測頻率值為該動態估測頻率值的步驟包括：

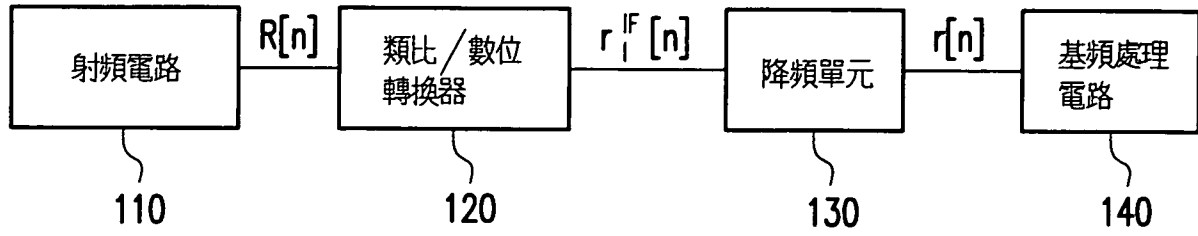
轉換該指示信號為一數位信號；

根據該數位信號，以及一延遲選擇信號，輸出一選擇信號；

以及

根據該選擇信號輸出該動態估測頻率值，其中該動態估測頻率值為該偏移頻率值的負值與一頻率常值的和，或該偏移頻率值的負值與該頻率常值的差。

# 圖式



10

圖 1

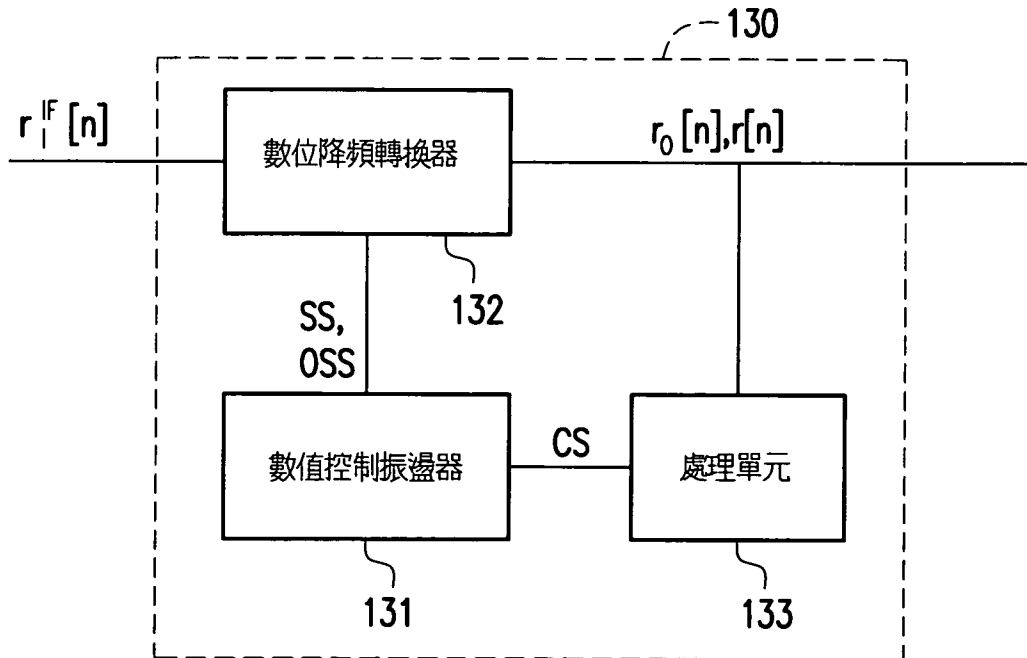


圖 2

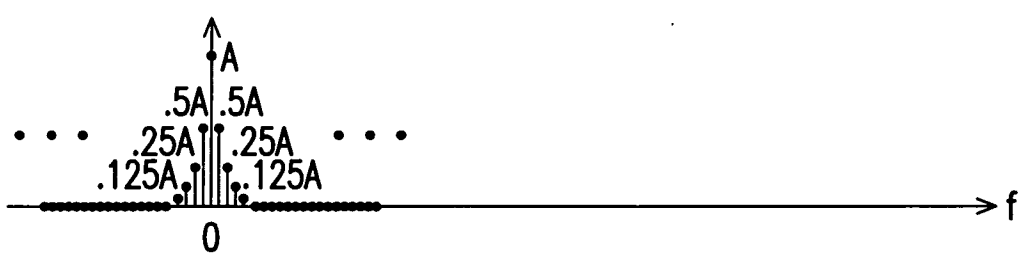


圖 3A

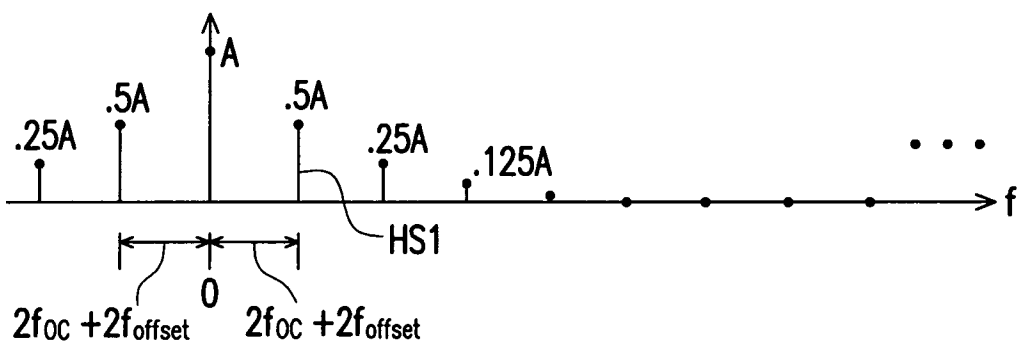


圖 3B

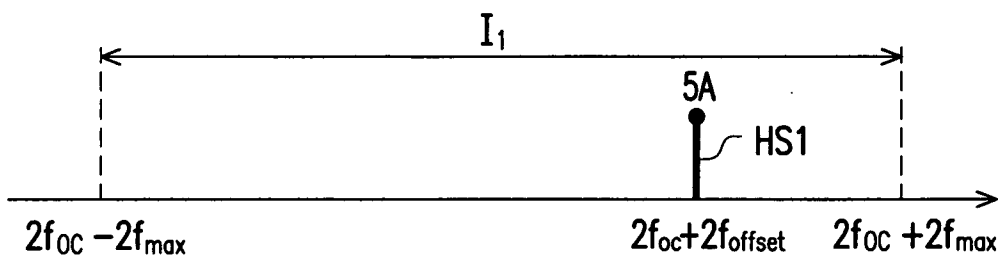


圖 4A

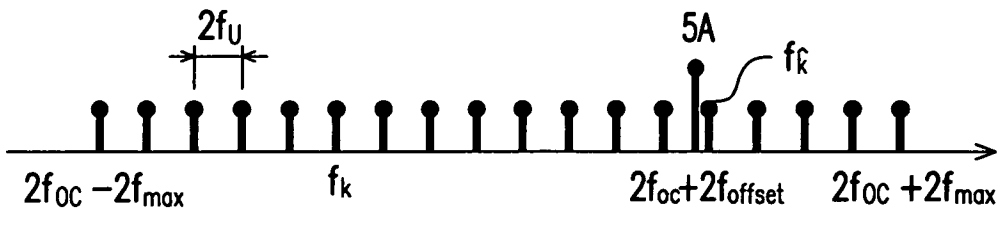
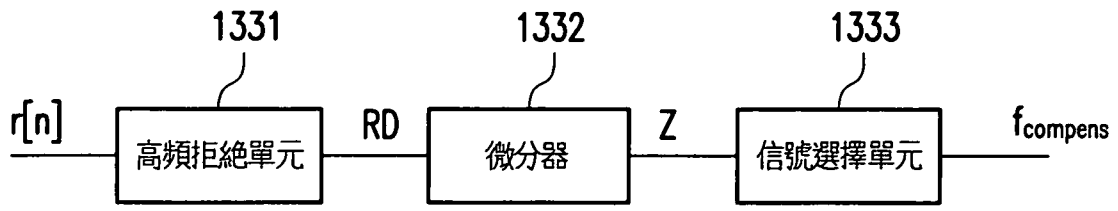
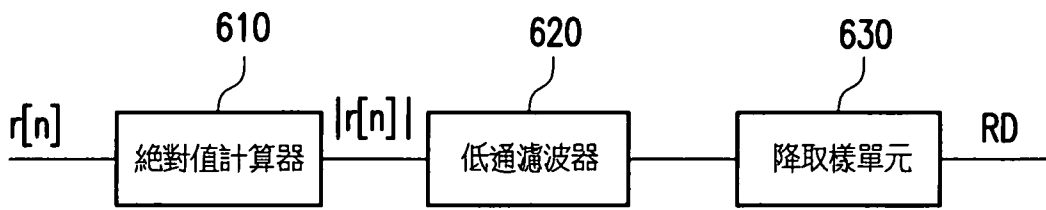


圖 4B



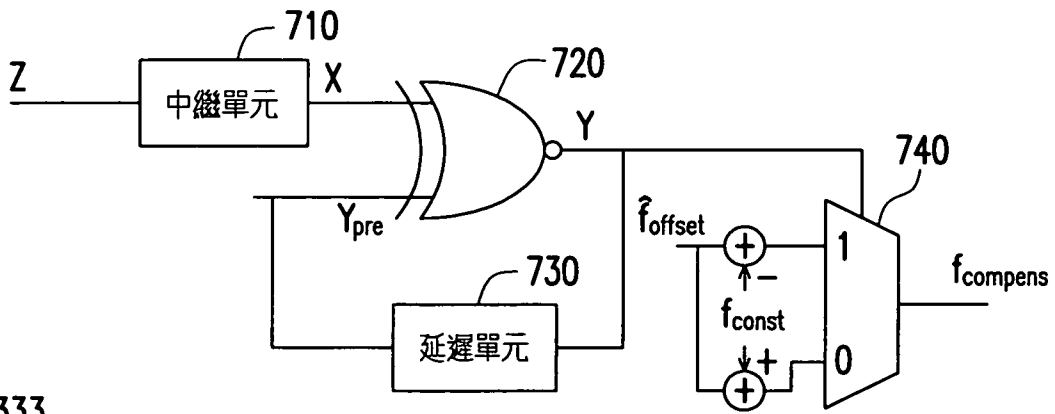
133

圖 5



1331

圖 6



1333

圖 7

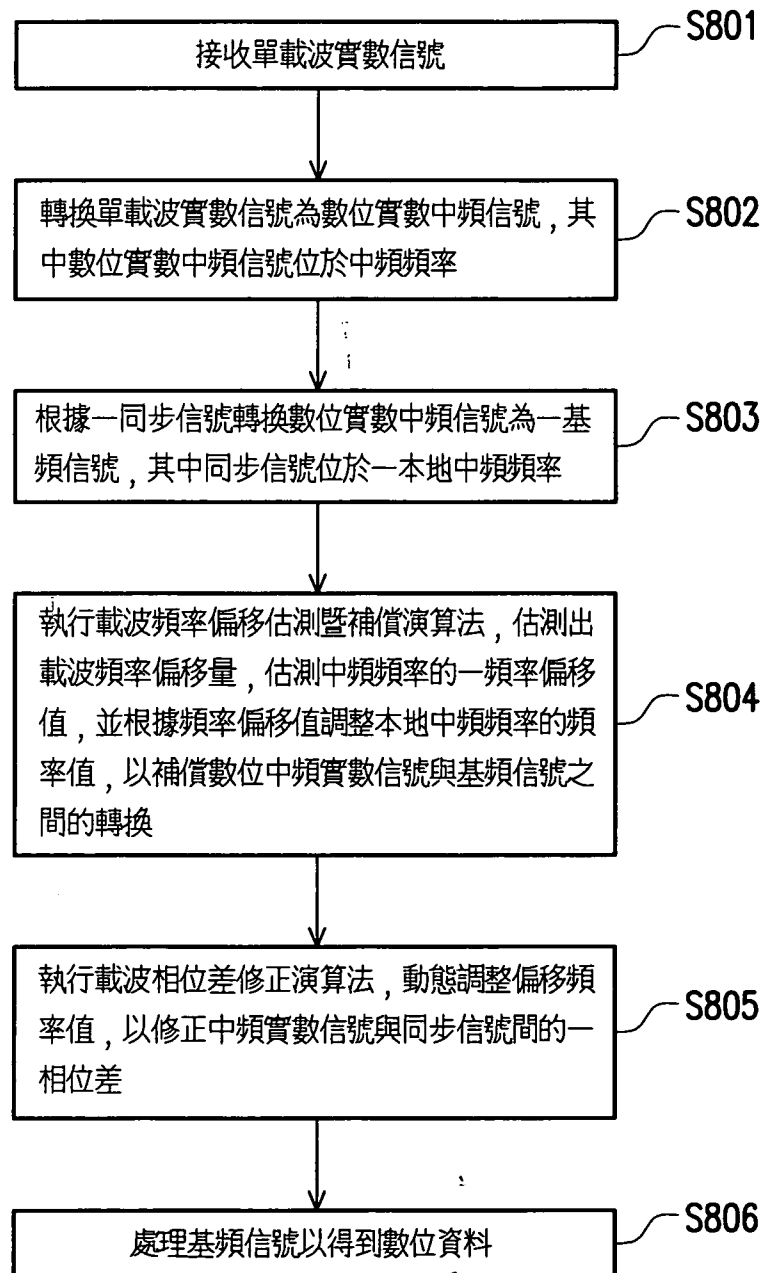


圖 8