

# 公告本

89年7月1日修正  
補充

|      |            |
|------|------------|
| 申請日期 | 87-8-5     |
| 案 號  | 87112880   |
| 類 別  | H04L 27/06 |

89. 7. - 1

修正本

A4  
C4

421947

(以上各欄由本局填註)

## 發明專利說明書

煩請委員明示  
修正本有無變更實質內容是否准予修正。  
89年7月1日所提之

|            |               |                                                                                                                                                                                        |
|------------|---------------|----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| 一、發明<br>名稱 | 中 文           | 在多載波解調系統中施行精細頻率同步化以補償載波頻率對振盪器頻率之偏差之方法及裝置                                                                                                                                               |
|            | 英 文           | Method and apparatus of performing a fine frequency synchronization compensating for a carrier frequency deviation from an oscillator frequency in a multi-carrier demodulation system |
| 二、發明<br>人  | 姓 名           | (1)恩斯特·埃伯萊因 (4)艾伯特·休伯格<br>(2)薩巴·貝德里 (5)海因茨·格豪瑟<br>(3)斯蒂芬·巴克霍爾茲 (6)斯蒂芬·利普                                                                                                               |
|            | 國 籍           | (1)(3)(4)(5)(6)德 國<br>(2)馬來西亞                                                                                                                                                          |
|            | 住、居所          | (1)德國格羅班西巴克市沃爾德街28b號<br>(2)德國埃蘭根市西博爾登街8號<br>(3)德國埃蘭根市斯平納街20號<br>(4)德國埃蘭根市豪薩格路18號<br>(5)德國溫申費爾德市索杰多爾夫街17號<br>(6)德國埃蘭根市斯坦路9a號                                                            |
| 三、申請人      | 姓 名<br>(名稱)   | 法何運輸應用研究註冊公司<br>(Fraunhofer-Gesellschaft zur Förderung der angewandten Forschung e.V.)                                                                                                 |
|            | 國 籍           | 德 國                                                                                                                                                                                    |
|            | 住、居所<br>(事務所) | 德國慕尼黑市里諾得街54號                                                                                                                                                                          |
|            | 代 表 人 姓 名     | 漢莫特·舒伯特                                                                                                                                                                                |

裝

訂

線

經濟部中央標準局員工消費合作社印製

(由本局填寫)

|           |
|-----------|
| 承辦人代碼：    |
| 大 類：      |
| I P C 分類： |

A6  
B6

本案已向：

PCT 國(地區) 申請專利，申請日期：1998-4-14案號：，☐有 ☒無主張優先權  
PCT/EP98/02184

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

經濟部智慧財產局員工消費合作社印製

## 五、發明說明 ( 1 )

### [發明之領域]

本發明係關於多載波調變(解調變)系統中施行精細之頻率同步化之方法及裝置,而尤其關於在可施行多載波調變信號之差分相位解碼之型式之多載波解調系統中施行精細之頻率同步化以補償載波頻率對振盪器頻率之偏差之方法及裝置,其中該信號包括多數符號,各符號為由同時存在之具有不同頻率之載波間之相位差所界定者。

### [發明之背景]

在多載波傳輸系統(MCM, OFDM)中,載波頻率偏移之效應在本質上相當高於單一載波傳輸系統。MCM對相位雜訊及頻率偏移,以振幅失真及載波間干擾(ICI)出現者,更敏感。載波間干擾有使載波在互相之關係上不能再正交之效應。頻率偏移在通電後或更後之時期由於基帶內降頻用之振盪器之頻率偏差而發生。無載振盪器之頻率之代表性準確度為載波頻率之約 $\pm 50\text{ppm}$ 。關於載波頻率,例如在 $2.34\text{GHz}$ 之S帶之情況,局部振盪器(L0)之最高頻率偏差為約 $100\text{kHz}$ ( $117.25\text{kHz}$ )。上面所指出之效應引起對於頻率偏移校正用之演算法之高度要求。

### [先前技術之描述]

先前技術之頻率同步化用之演算法大多數將頻率校正分為二階段。在第一階段施行粗略之同步化。在第二階段可達成精細之校正。一種為載波頻率之粗略同步化而常用之演算法使用一具有頻域內之特殊譜型之同步符號。此種同步符號例如為CAZAC序列(CAZAC= Constant Amplitude

## 五、發明說明 ( 2 )

Zero Autocorrelation)。藉所接收信號之功率譜與所發射信號之功率譜之比較即相關，可粗略估計載波頻率偏移。此等先前技術演算法皆在頻域內運行。例如參考：Ferdinand Claßen, Heinrich Meyr, "Synchronization Algorithms for an OFDM System for Mobile Communication", ITG-Fachtagung 130, Codierung für Quelle, Kanal und Übertragung, pp-113, Oct. 26-28, 1994; 以及 Timothy M. Schmidl, Donald C. Cox, "Low-Overhead, Low-Complexity [Burst] Synchronization for OFDM", in Proceedings of the IEEE International Conference on Communication ICC 1996, pp. 1301-1306 (1996)。

在載波頻率之粗略同步化之方面，有 Paul H. Moose, "A Technique for Orthogonal Frequency Division Multiplexing Frequency Offset Correction", IEEE Transaction On Communication, Vol. 42, No. October 1994, 倡議：增加副載波與副載波之間隔，以便副載波間距大於接收之載波與發射之載波間之最大頻率差。副載波間距藉快速傅立葉變換所變換之取樣值數之減少而增加。此相當於快速傅立葉變換所變換之取樣值數之減少。

### [發明之概述]

本發明之目的為提供精細之頻率同步化之施行用之方法及裝置，其可在利用 MCM 信號之 MCM 傳輸系統中實現一種精

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

## 五、發明說明 ( 3 )

細之頻率同步化，補償載波頻率對振盪器頻率之偏差者，在該信號中，資訊以差分相位被編碼於同時存在之具有不同頻率之副載波之間。

依照第一態樣，本發明提供一種在可施行多載波調變信號之差分相位解碼之型式多載波解調系統中施行精細之頻率同步化以補償載波頻率對振盪器頻率之偏差之方法，該等信號包括多數符號，各符號為由同時存在之具有不同頻率之載波間之相位差所界定，該方法包括：

確定不同符號中之同一載波之相位間之相位差之步驟；

從該相位差中消除相當於可編碼相移之相移不定因素以確定頻率偏移之步驟；以及

根據該項確定之頻率偏移施行該載波頻率偏差之反饋校正之步驟者。

依照第二態樣，本發明提供一種在可施行多載波調變信號之差分相位解碼之型式之多載波解調系統中施行精細之頻率同步化以補償載波頻率對振盪器頻率之偏差之方法，該等信號包括多數符號，各符號為由同時存在之具有不同頻率之載波間之相位差所界定，該方法包括：

確定不同符號中之同一載波之各相位之步驟；

從該等相位中消除相當於可編碼相移之相移不定因素以確定各相位偏差之步驟；

確定該等相位偏差間之一相位差以確定一頻率偏移之步驟；以及

根據該項確定之頻率偏移施行該載波頻率偏差之反饋校

## 五、發明說明 (4)

正之步驟者。

依照第三態樣，本發明提供一種在可施行多載波調變信號之差分相位解碼之型式之多載波解調系統中施行精細之頻率同步化以補償載波頻率對振盪器頻率之偏差之方法，該等信號包括多數符號，各符號為由同時存在之具有不同頻率之載波間之相位差所界定，該方法包括：

為了該等符號中之多數載波，

確定不同符號中之同一載波之相位間之一相位差之步驟；及

從該相位差中消除相當於可編碼相移之相移不定因素以確定一頻率偏移之步驟；

平均該等多數載波之該項確定之頻率偏移以確定一平均頻率偏移之步驟；以及

根據該平均頻率偏移施行該頻率偏差之反饋校正之步驟者。

依照第四態樣，本發明提供一種在可施行多載波調變信號之差分相位解碼之型式之多載波解調系統中施行精細之頻率同步化以補償載波頻率對振盪器頻率之偏差之方法，該等信號包括多數符號，各符號為由同時存在之具有不同頻率之載波間之相位差所界定，該方法包括：

為了該等符號中之多數載波，

確定不同符號中之同一載波之各相位之步驟；

從該等相位中消除相當於可編碼相移之相移不定因素以確定各相位偏差之步驟；以及

## 五、發明說明 ( 5 )

確定該等相位偏差間之一相位差以確定一頻率偏移之步驟；

平均該等多數載波之該等確定之頻率偏移以確定一平均頻率偏移之步驟；以及

根據該平均頻率偏移施行該頻率偏差之反饋校正之步驟者。

依照第五態樣，本發明提供一種被用於可施行多載波調變信號之差分相位解碼之型式之多載波解調系統中施行精細之頻率同步化以補償載波頻率對振盪器頻率之偏差之裝置，該等信號包括多數符號，各符號為由同時存在之具有不同頻率之載波間之相位差所界定，該裝置包括：

確定不同符號中之同一載波之相位間之一相位差之機構；

從該相位差中消除相當於可編碼相移之相移不定因素以確定一頻率偏移之機構；以及

根據該項確定之頻率偏移施行該頻率偏差之反饋校正之機構者。

依照第六態樣，本發明提供一種被用於可施行多載波調變信號之差分相位解碼之型式之多載波解調系統中施行精細之頻率同步化以補償載波頻率對振盪器頻率之偏差之裝置，該等信號包括多數符號，各符號為由同時存在之具有不同頻率之載波間之相位差所界定，該裝置包括：

確定不同符號中之同一載波之各相位之機構；

從該等相位中消除相當於可編碼相移之相移不定因素以確定各相位偏差之機構；

## 五、發明說明 ( 6 )

確定該等相位偏差間之一相位差以確定一頻率偏移之機構；以及

根據該項確定之頻率偏移施行該頻率偏差之反饋校正之機構者。

依照第七態樣，本發明提供一種被用於可施行多載波調變信號之差分相位解碼之型式之多載波解調系統中施行精細之頻率同步化以補償載波頻率對振盪器頻率之偏差之裝置，該等信號包括多數符號，各符號為由同時存在之具有不同頻率之載波間之相位差所界定，該裝置包括：

確定不同符號中之同一載波之相位間之一相位差之機構；  
從該相位差中消除相當於可編碼相移之相移不定因素以確定一頻率偏移之機構；

平均該等多數載波之該等確定之頻率偏移以確定一平均頻率偏移之機構；以及

根據該平均頻率偏移施行該頻率偏差之反饋校正之機構者。

依照第八態樣，本發明提供一種被用於可施行多載波調變信號之差分相位解碼之型式之多載波解調系統中施行精細之頻率同步化以補償載波頻率對振盪器頻率之偏差之裝置，該等信號包括多數符號，各符號為由同時存在之具有不同頻率之載波間之相位差所界定，該裝置包括：

確定不同符號中之同一載波之各相位之機構；  
從該等相位中消除相當於可編碼相移之相移不定因素以確定各相位偏差之機構；

## 五、發明說明 ( 7 )

確定該等相位偏差間之一相位差以確定一頻率偏移之機構；

平均多數載波之確定之頻率偏移以確定一平均頻率偏移之機構；以及

根據該平均頻率偏移施行該頻率偏差之反饋校正之機構者。

本發明關於施行精細之頻率同步化以補償載波頻率對振盪器頻率之偏差之方法及裝置。此項精細之頻率同步化最好能在完成粗略之頻率同步化之後進行，以使粗略之頻率同步化後之頻率偏移小於MCM符號中之副載波間距之一半。由於藉本發明之精細之頻率同步方法及裝置來校正頻率偏移，可採取一種利用沿時軸之差分解調及解映時之相位旋轉所行之頻率偏移校正法。確定沿時軸之時間上鄰接之副載波符號間之頻率差分，藉此檢測頻率偏移。測定各副載波之I-Q笛卡兒坐標(Cartesian coordinates)之旋轉且在較佳具體例之情況平均一MCM符號之全部n副載波，藉此計算頻率誤差。

首先，使用一M-PSK判定裝置並使該判定裝置之輸出與各副載波符號用之輸入信號相互關聯(相關)，藉此消除相位分歧性或不定因素。因此，關於一副載波符號之相位偏移被確定而此相位偏移可用以重顯(再現)反饋反方向結構形式之頻率誤差。或者，一個MCM符號之副載波符號之相位偏移可用一MCM符號之所有之活動載波予以平均，其中平均之相位偏移被用以重顯頻率誤差。

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝  
訂  
線

## 五、發明說明( 8 )

依照本發明，頻率偏移之確定係在頻域內進行。依照本發明之精細之頻率同步法之反饋校正係在時域內進行。為此，設有一在域內之差分解碼器，以便根據不同MCM符號之時間上連續之副載波符號之相位，檢測出副載波之頻率偏移。

### [圖式之簡單說明]

以下在附圖為基礎之下詳細說明本發明之較佳具體例，在附圖中，

圖1展示一可應用本案之MCM傳輸系統之概觀圖；

圖2A及圖2B展示描繪一沿時軸之差分映射之方案及一沿頻軸之差分映射之方案之略圖；

圖3展示沿頻軸之差分映射法之施行用之功能方塊圖；

圖4展示MCM符號中之所有副載波之時間性變化之表象；

圖5展示具有頻率偏移之各副載波之QPSK構象；

圖6展示一概括方塊圖，其例示本發明之精細頻率同步裝置在一MCM接收機中之位置；

圖7展示圖6中所示精細頻率誤差檢測器之方塊圖；

圖8展示一包括有粗略頻率同步裝置及精細頻率同步裝置之MCM接收機之方塊圖；

圖9展示一被用以施行粗略之頻率同步化之裝置之方塊圖；

圖10展示一被用以施行粗略之頻率同步化之基準符號之略圖；

圖11展示一具有標框結構之典型MCM信號之略圖；

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝  
訂  
線

## 五、發明說明( 9 )

圖 12 展示一 MCM 接收機之差分解映器之輸出之散布圖，被用以例示回波相位偏移校正之效果者；

圖 13 展示一概略方塊圖，被用以例示一回波相位偏移校正裝置之位置及功能度者；

圖 14 展示一回波相位偏移校正裝置之較佳形態之概略方塊圖；而

圖 15 展示藉另一回波相位偏移校正演算法所行之投影之例示用之略圖。

[具體例之詳細說明]

在詳細討論本發明之前，在參照圖 1 之下說明一 MCM 傳輸系統之操作模態。

關於圖 1，以 100 展示一 MCM 發射機，其實質相當於先前技術之 MCM 發射機。此種 MCM 發射機之說明例如在 [William Y. Zou, Yiyang Wu, "COFDM: An OVERVIEW" IEEE Transactions on Broadcasting, vol. 41, No. 1, March 1995] 中可找到。

資料源 102 將一串列數元流 104 供給於該 MCM 發射機。進來之串列數元流 104 被施加至一數元-載波映射器 106，在此由進來之串列數元流 104 產生一分譜序列 108。在分譜序列 108 上施行倒反之快速傅立葉變換 (IFFT) 110，以便產生一 MCM 時域信號 112。該 MCM 時域信號形成 MCM 時間信號之有用之 MCM 符號。為了避免多路失真所引起之符號間之干擾 (ISI)，設有一裝置 114，被用以將一固定長度之保護間隔插入在時間上毗鄰之 MCM 符號之間。依照本發明之較佳具

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

結

## 五、發明說明 (10)

體例，將有用之 MCM 符號之最後部分安置於有用符號之前面，以用作保護間隔。所得之 MCM 符號以 115 被示於圖 1 中，其相當於描繪於圖 11 中之 MCM 符號 160。

圖 11 展示一具有標框結構之典型 MCM 信號之構造。MCM 時間信號之一個標框為由多數 MCM 符號 160 所構成。各 MCM 符號 160 為由有用符號 162 與所結合之保護間隔 164 所構成。如圖 11 中所示，各標框包括一個基準（參考）符號 166。本發明可有利於其與此種 MCM 信號一起使用，然而此種信號結構不一定被用以施行本發明，祇要所發射之信號包括有用部分及至少一個基準符號。

為了得到圖 11 中所示之最後標框結構，設有一裝置 116，被用以對指定數目之各 MCM 符號添加一基準符號。

依照本發明，基準符號為一振幅調變之數元序列。因此，施行一數元序列之振幅調變，俾振幅調變之數元序列之包絡可界定基準符號之基準模型。此項由振幅調變之數元序列之包絡所界定之基準模型必需在 MCM 接收機收接 MCM 信號時被檢測出來。在本發明之較佳具體例中，一具有良好之自相關性之虛擬隨機數元序列被用作該項振幅調變之數元序列。

基準符號之長度及重複率之選擇乃依 MCM 信號發射用之波道之特性即波道之同調時間而定。此外，基準符號之重複率及長度，易言之，各標框中之有用符號之數目取決於接收機之必要條件，關於起始同步化之平均時間以及波道衰落所引起之同步損失後之再同步化之平均時間者。

（請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁）

裝

訂

線

## 五、發明說明 (續)

所得到之MCM信號具有圖1中以118所示之結構，此信號被施加至發射機前端120。約略而言，在該發射機前端120施行MCM信號之數位/類比轉換及升頻(向上變頻)。然後，藉由一波道122發射該MCM信號。

其次，在參照圖1下，簡單說明一MCM接收機130之操作模態。MCM信號被接收於接收機前端132。在接收機前端132中，使MCM信號降頻(向下變頻)，然後進行該降頻信號之類比/數位轉換。

降頻MCM信號被供給於一符號標框/載波頻率同步裝置134。

該符號標框/載波頻率同步裝置134之第一目的為根據振幅調變之基準符號施行標框同步化。此項標框同步化係在振幅調變之基準符號與記存於MCM接收機內之指定基準模型間之互相關聯為基礎之下施行者。

該符號標框/載波頻率同步裝置134之第二目的為施行MCM信號之粗略之頻率同步化。為此，符號標框/載波頻率同步裝置134被用作一種粗略頻率同步裝置，以確定載波頻率之粗略之頻率偏移，此偏移例如由發射機之局部振盪器與接收機之局部振盪器之間之頻率差所引起。所確定之頻率被用以施行粗略之頻率校正。粗略頻率同步裝置之操作模態乃在參照圖9及10之下被詳述於下文。

如上所述，標框同步裝置134決定MCM符號中之基準符號之位置。根據標框同步裝置134之決定，一基準符號摘取裝置134由來自接收機前端132之MCM符號摘取其成框資訊

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝  
訂  
線

## 五、發明說明(12)

，即基準符號。在取出基準符號後，MCM信號被施加至一保護間隔去除裝置138。至此，在MCM接收機所行之信號處理之結果為有用之MCM符號。

從該保護間隔去除裝置138輸出之有用MCM符號及被供給於一快速傅立葉變換裝置140，以便由有用符號形成一分譜序列。然後，該分譜序列被供給於一載波-數元映射器142，在其中回收串列數元流。此串列數元流被供給於一資料槽144。

其次，在參照圖2A及2B之下，敘述差分映射法之二種模態。在圖2A中，展示沿著時軸差分映射之第一種方法。由圖2A可知，一個MCM符號為由K個副載波所構成。副載波包括各種頻率，且在較佳具體例之情況沿著頻軸方向均等隔開。在使用沿著時軸之差分映射法時，一個以上之數元被編碼為毗鄰MCM符號中之同一中心頻率之二個副載波間之相移及/或幅移。副載波符號間所示之箭頭相當於被編碼為二個副載波符號間之相移及/或幅移(之形式)之資訊。

第二種差分映射之方法被示於圖2B中。本發明適於使用圖2B所示映射法之MCM傳輸系統。此映射法為基於沿著頻軸之差分映入一MCM符號之方法。多個MCM符號200被示於圖2B中。各MCM符號200包括多個副載波符號202。圖2B中之箭頭204例示被編碼於二個副載波符號202之間之資訊。由箭頭204可知，此映射法係沿著頻軸方向差分映入一MCM符號為基礎之方法。

在圖2B所示之具體例中，將一MCM符號200中之第一副載

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝  
訂  
線

## 五、發明說明 (18)

波 ( $k=0$ ) 用作一基準副載波 206 (影像)，以便將資訊編碼於該基準副載波與第一有效 (活動) 載波 208 之間。一 MCM 符號 200 中之其他資訊各別被編碼於有效載波之間。

因此，每一 MCM 符號均有一絕對相位基準之存在。依照圖 2B，此絕對相位基準係由插入每一 MCM 符號 ( $k=0$ ) 中之基準符號所供給。基準符號可具有對所有 MCM 符號不變之相位，或因 MCM 符號而異之相位。由時間上優先之 MCM 符號之最後副載波重現相位即可得到不同之相位。

在圖 3 中，展示一種被用以施行沿著頻軸之差分映射法之裝置之較佳具體例。茲在參照圖 3 之下，關於依照本發明使用沿著頻軸之差分映射法之 MCM 符號在頻域內之組合，加以說明。

圖 3 展示一 MCM 符號與下述參數之組合：

- $N_{FFT}$  各別指示離散傅立葉變換之複數係數之數目及副載波之數目。
- $K$  指示有效載波之數目。基準載波並未包括在  $K$  之得數在內。

依照圖 3，一種正交相移按鍵 (QPSK) 被用以使數元流映成複數符號。但，其他之  $M$  元映射方法 (MPSK) 如 2-PSK，8-PSK，16-QAM，16-APSK，64-APSK 等亦有可行性。

此外，為了容易濾波及使高頻消失作用最小化，在圖 3 所示之裝置中，將若干副載波未用於資訊之編碼。此等被設定為零之副載波乃構成 MCM 信號譜之上邊界及下邊界上之所謂保護帶。

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝  
訂  
線

## 五、發明說明 (14)

在圖3所示之映射裝置之輸入端，有一輸入數位流之複數信號對  $b0[k]$ ， $b1[k]$  被接收。K 複數信號對被組合以形成一個 MCM 符號。信號對被編碼為一個 MCM 符號之組合所需要之 K 差分相移  $\phi[k]$ 。在此具體例中，從數位映射至  $0, 90, 180$  及  $270$  度相移係在利用格銳 (Gray) 映射法之下在一正交相移按鍵裝置 220 中進行。

格銳映射法被用以防止其差分檢測相位誤差小於  $135$  度時在接收機發生之雙重數位誤差。

K 相位之差分相位編碼係在差分相位編碼器 222 中進行。在此處理階段，QPSK 格銳映射器所產生之 K 相位  $\phi[k]$  被差分編碼。原則上，使反饋迴路 224 計算所有 K 相位之累積和。為最初計算 ( $k=0$ ) 之起始點使用基準載波 226 之相位。一開關 228 被設置以提供基準載波 226 之絕對相位或被編碼在位於求和點 230 之前之居先 (即  $z^{-1}$ ，在此  $z^{-1}$  代表單位延遲算子) 副載波上之相位資訊。在差分相位編碼器 222 之輸出端提供各副載波編碼用之相位資訊  $\theta[k]$ 。在本發明之較佳具體例中，一個 MCM 符號之副載波互相沿著頻軸方向均等隔開。

差分相位編碼器 222 之輸出端被連接至一裝置 232，此裝置在使用相位資訊  $\theta[k]$  之下產生複數副載波符號。為此，將 K 差分編碼相位乘以下式 1 以轉換為複數符號。

$$\text{係數} * e^{j * [2 * \pi * (\theta[k] + \text{PHI})]} \quad (\text{式 } 1)$$

式中之係數指示一標度因子而 PHI 指示一輔助角。該標度

## 五、發明說明 (15)

因子及該輔助角  $\text{PHI}$  均為任選者。在選擇  $\text{PHI} = 45^\circ$  之場合，可得到旋轉之 DQPSK 信號之構象。

最後，在一組合裝置 234 完成 MCM 符號之組合。一個 MCM 符號包括：由“零”之  $N_{\text{FFT}} - K - 1$  保護帶符號組成之  $N_{\text{FFT}}$  副載波；一基準副載波符號；以及  $K$  DQPSK 副載波符號。因此，所組成之 MCM 符號 200 為由  $K$  複值（包含編碼資訊，位於  $N_{\text{FFT}}$  複值兩側之二保護帶以及一基準副載波符號）所構成。該 MCM 符號在頻域內被組合完成。為了變換於時域內，藉一變換器 236 施行該組合裝置 234 之輸出之倒反離散傅立葉變換 (IDFT)。在本發明之較佳具體例中，變換器 236 為適於施行快速傅立葉變換 (FFT) 者。

MCM 信號在發射機及接收機中之其他處理乃如上述參照圖 1 之說明。

在接收機需要一解映裝置 142 (圖 1) 以倒反上述參照圖 3 之映射裝置操作。解映裝置之執行過程簡單明瞭，因而在此不需要予以詳細說明。

沿著頻軸方向之差分映射法適於對迅速變化之全多路波道之多載波 (OFDM) 數位廣播。依照此映射法，不需要超過一個 MCM 符號之波道之固定性。然而，沿著頻軸方向之差分映射法可能產生一個新問題。在多路環境中，接著或先於主路發生之路回波會導致同一 MCM 符號中之副載波間之系統相位偏移。因此，較佳的是，設置一校正裝置以便消除此種相位偏移。由於波道所引起之差分調變符號間之相位偏移為系統誤差，可利用演算法去校正。原則上，此種

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

## 五、發明說明 (16)

演算法必需在差分解調後由信號空間構象計算回波所引起之相位偏移，然後校正此相位偏移。

上述回波相位校正演算法之例子乃在參照圖 12 至 15 之下被敘述於本說明書“發明說明”之末尾。

其次，在參照圖 4 至 8 之下敘述依照本發明之精細頻率同步法。如上所述，依照本發明之精細頻率同步法係在完成粗略之頻率同步化之後施行者。在下文敘述依照本發明之精細頻率同步法後，在參照圖 9 至 10 之下敘述可藉符號標框 / 載波頻率同步裝置 134 施行之粗略頻率同步法之較佳具體例。

藉由依照本發明之精細頻率同步法，可將頻率偏移校正為小於副載波間距之一半。頻率偏移以副載波全體而言，為低度且相等之偏移，因此，精細之頻率同步化之問題可縮小至副載波之範圍。圖 4 為時間-頻率平面中之 MCM 符號 200 之略圖。各 MCM 符號 200 包括 432 個副載波符號  $C_1$  至  $C_{432}$ 。MCM 符號沿著時軸排列，圖 4 中所示之第一個 MCM 符號 200 擁有所結合之時間  $T_1$ ，其之之 MCM 符號擁有所結合之時間  $T_2$ ，等等。依照本發明之較佳具體例，其精細頻率同步化係根據由沿著時軸毗鄰之二個 MCM 符號（例如  $C_1/T_1$  及  $C_2/T_2$ ）之同一副載波導出之相位旋轉。

在下文中，關於 QPSK（正交相移按鍵）映射法說明本發明。但，明顯的是，本發明可被應用於任一 MPSK 映射法，其中 M 指示編碼用之相態之數目，例如 2，4，8，16...。

圖 5 描繪一展示具有頻率偏移之各副載波之 QPSK 構象之

## 五、發明說明 (一)

複數坐標系。第一個MCM符號即MCM符號-1之可能之4個相位置被示以300。由此MCM符號之副載波(副載波n)轉換為下一個MCM符號即MCM符號-2之同一副載波時，若無頻率偏移，QPSK構象之位置則不變。若有頻率偏移存在，該偏移則小於副載波互相之間隔(間距)之一半(如上所述)，此頻率偏移引起MCM符號-2之QPSK構象之與MCM符號-1之QPSK構象相對之相位旋轉。新QPSK構象為關於MCM符號-2之對象副載波之可能之4個相位置，其以300被示於圖5中。此相位旋轉 $\theta$ 可由下式導出：

$$C_n(kT_{MCM}) = e^{j2\pi f_{offset}T_{MCM}} C_n((k-1)T_{MCM})$$

$$\theta = 2\pi f_{offset}T_{MCM} \quad (式2)$$

$C_n$  指示一MCM符號中之副載波n之QPSK構象。n為從1連續至MCM符號中之有效副載波之數目之一指標。頻率偏移有關之資訊被包含於式2之  $e^{j2\pi f_{offset}T_{MCM}}$  項內。此頻率偏移對所有之副載波係相等者。因此，相位旋轉 $\theta$ 亦為對所有之副載波相等之相位旋轉。如此，可達成一MCM符號之全部副載波之平均。

圖6展示一MCM接收機之方塊圖，在該MCM接收機中實施本發明。一類比/數位轉換器310被設置以施行接收機前端132(圖1)所接收之降頻信號之類比/數位轉換。類比/數位轉換器310之輸出被施加至低通濾波器兼1/10取樣器(decimator)之裝置312。低通濾波器為一種脈波形成濾波器，其與MCM發射器之脈波形成濾波器相同。在1/10取樣器中

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝  
訂  
線

## 五、發明說明(13)

，將信號按MCM符號頻率予以取樣。如上面參照圖1所述，藉一保護間隔去除裝置132除去MCM信號中之保護間隔。保護間隔被插在MCM發射器中之二MCM符號之間，以免除波道記憶器所引起之符號間之干擾。

保護間隔去除裝置132之輸出被施加至一MCM解調器314，其相當於圖1中所示之快速傅立葉變換器140者。在MCM解調器314之後面設有差分解碼裝置316及解映裝置318。在差分解碼裝置316中，在利用差分解碼之下，回收相位資訊。

在解映裝置318中，施行沿著頻軸方向之解映，以再現從複數信號輸入解映裝置318之一數元信號。

MCM調變器314之輸出亦被施加至精細頻率誤差檢測器320。精細頻率誤差檢測器320由該MCM調變器之輸出產生一頻率誤差信號。在所描述之具體例中，精細頻率誤差檢測器320之輸出經由一迴路濾波器324被施加至一數值控制振盪器322。迴路濾波器324為一種低通濾波器，用以從緩變誤差信號濾除高頻之疊加干擾部分。數值控制振盪器322根據濾波後之誤差信號產生一載波信號。由數值控制振盪器322產生之載波信號被用於利用一複素乘器326所行之頻率校正。複數乘器326之輸入為上述低通濾波器兼1/10取樣器之裝置312之輸出及數值控制振盪器322之輸出。

下文在參照圖7之下提供精細頻率誤差檢測器320之一較佳具體例之說明。

精細頻率誤差檢測器320包括沿時軸之差分檢測器330。

## 五、發明說明 ( 4 )

MCM解調器 314之輸出即FFT輸出(FFT為快速傅立葉變換)被施加至差分檢測器 330之輸入端，該差分檢測器施行沿時軸之差分檢測，以便由連續到達之二個MCM符號之同一副載波產生一頻率偏移上之資訊。在圖7所示之具體例中，有效副載波之數目為432個。因此，差分檢測器 330施行第1個試樣與第433個試樣之間之校正。第1個試樣與MCM符號-1結合(圖5)，而第433個試樣與MCM符號-2結合(圖5)。但，此等兩個試樣與同一副載波結合。

為此，輸入信號  $Y_k$  被施加至  $Z^{-1}$  區段 332，然後施加至一裝置 334，以便形成  $Z^{-1}$  區段 332之輸出之共軛複數。有一複數乘器 336被設置以將裝置 334之輸出乘以輸入信號  $Y_k$ 。該乘器 336之輸出為一信號  $Z_k$ 。

差分檢測器 330之函數可表示如下：

$$Z_k = Y_{k+K} \cdot Y_k^* \quad (式3)$$

$$Y = [Y_1, Y_2, \dots, Y_k, \dots] \quad (式4)$$

$$Y = [C_1/T_1, C_2/T_1, \dots, C_{432}/T_1, C_1/T_2, \dots] \quad (式5)$$

$Y_k$  指示時間  $k$  時之MCM調變器 314之輸出即差分檢測器 330之輸入。 $Z_k$  指示差分檢測器 330之輸出。 $K$  指示有效載波之數目。

差分檢測器 330之輸出  $Z_k$  包含相當於可編碼相移之  $M$  重不定因素。在QPSK之情況，此  $M$  重不定因素為4重不定因素，即  $0^\circ$ ， $90^\circ$ ， $180^\circ$  以及  $270^\circ$ 。在利用  $M$ -PSK判定裝置

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝  
訂  
線

## 五、發明說明(20)

340之下，將此相移不定因素從 $Z_k$ 中除去。上述判定裝置為先前技術習知之裝置，因此，在此不必予以詳細說明。判定裝置340之輸出 $(\hat{a}_k)^*$ 代表該判定裝置340所判定之可編碼相移之共軛複數。該判定裝置340之此輸出藉一使用乘器342之複數乘法之施行而與差分檢測器330之輸出互相關聯。

乘器342之輸出代表關於各副載波之相位偏移。依照本發明之較佳具體例，在平均裝置344中，藉由一MCM符號平均此等關於各副載波之相位偏移。平均裝置344之輸出代表精細頻率誤差檢測器320之輸出。

此一步驟之數學描述為如下：

$$f_{offset} = \frac{1}{2\pi K T_{MCM}} \arg \left\{ \sum_{n=1}^K Z_n \cdot \left( \hat{a}_n \right)^* \right\} \quad (式6)$$

依照本發明之較佳具體例，頻率控制迴路具有反向結構。在圖6所示之具體例中，反饋迴路被連接於MCM解調器314之輸出端與保護間隔去除裝置132之輸入端之間。

在圖8中，展示一包括粗略頻率校正裝置350及上述精細頻率校正裝置之MCM接收機之方塊圖。如圖8所示，普通之複數乘器326可用以施行粗略頻率校正及精細頻率校正。如圖8所示，該乘器326可設在該低通濾波器兼1/10取樣器之裝置312之前面。依該乘器326之位置之情形，必需在該精細頻率同步反饋迴路中設置一保持裝置。在另一可供選

## 五、發明說明 (31)

擇之具體例中，有可能使用二個分開之粗略頻率校正用之乘器及精細頻率校正用之乘器。在此種情況，粗略頻率校正用之乘器被安排於該低通濾波器兼1/10取樣器之裝置之前面，而精細頻率校正用之乘器被安排於該低通濾波器兼1/10取樣器之裝置之後面。

下文參照圖9及圖10之下，敘述粗略頻率同步法實施用之較佳具體例。

如圖9所示，接收機前端132之輸出端被連接於類比/數位轉換器310。降頻MCM信號在類比/數位轉換器310之輸出端被取樣後被施加至標框/定時同步裝置360。在一較佳具體例中，有一快行自動增益控制裝置(AGC)(未圖示)被設在該標框/定時同步裝置之前面，以便消除快速之波道變動。在多路波道為具有緩慢波道脈衝響應及頻率選擇性衰落之多路波道而藉由該多路波道傳輸之情況，除了常慢之AGC之外，亦將快速AGC使用於信號通路。快速AGC將信號之平均振幅範圍調整為基準符號之已知平均振幅。

如上所述，標框/定時同步裝置使用所接收之信號中之振幅調變序列，以便從MCM信號中摘取成框資訊並且從其中除去保護間隔。隨該標框/定時同步裝置360後，粗略頻率同步裝置362根據MCM信號之基準符號之振幅調變序列估計一粗略之頻率偏移。在粗略頻率同步裝置362中，確定載波頻率之一頻率偏移，關於MCM接收機中之振盪器頻率者，以便在一區段364中施行頻率偏移校正。此項在區段364中以頻率偏移校正係藉複數乘法進行。

## 五、發明說明(22)

頻率偏移校正區段364之輸出被施加至MCM解調器366，此解調器為由圖1所示之快速傅立葉變換器140與載波-數位映射裝置142所構成。

為了施行在此所述之粗略頻率同步化，必需對預先處理過之MCM信號施行振幅解調。預先處理例如可能為MCM信號之降頻以及類比/數位轉換。預先處理過之MCM信號之振幅解調之結果為代表MCM信號之振幅之一包路。

為了振幅解調，可使用簡單之  $\alpha_{\max} + \beta_{\min}$  法。此方法例如敘述於Palachels A.: DSP-mP Routine Computes Magnitude, EDN, October 26, 1989;以及Adams, W.T., and Bradley, J.: Magnitude Approximations for Microprocessor Implementation, IEEE Micro, Vol.3, No. 5, October 1983。

顯然，可使用與所述之  $\alpha_{\max} + \beta_{\min}$  法不同之振幅確定方法。為了簡化，有可能將振幅計算縮減為一種關於目前之振幅是否在平均振幅以上或以下之檢定。然後，可將-1/+1序列所構成之輸出信號用以施行相關法以確定一粗略之頻率偏移。此項相關法在利用一簡單之積體電路(IC)之下可容易進行。

此外，可施行RF前端所接收之信號之重複取樣。例如，所接收之信號可表示以二次之重複取樣。

依照第一具體例，如上述由用一指定基準模型施行振幅解調所得之包絡之相關法來確定MCM信號載波頻率之從MCM接收機振盪器頻率之偏移。

## 五、發明說明 (23)

若無頻率偏移，所接收之基準符號  $r(k)$  則為：

$$r(k) = S_{AM}(k) + n(k) \quad (\text{式7})$$

式中  $n(k)$  指示 "相加之高士雜訊"，而  $S_{AM}$  指示發射之 AM 序列。為了簡化，可忽略相加之高士雜訊之計算。因此：

$$r(k) \cong S_{AM}(k) \quad (\text{式8})$$

若有一恒常頻率偏移  $\Delta f$  之存在，所接收之信號則為：

$$\tilde{r}(k) = S_{AM}(k) \cdot e^{j2\pi\Delta f k T_{MCM}} \quad (\text{式9})$$

頻率偏移有關之資訊為由接收之信號  $\tilde{r}(k)$  與接收機方面已知之 AM 序列  $S_{AM}$  之互相關聯所產生 (如下)：

$$\sum_{k=1}^{\frac{L}{2}} \tilde{r}(k) \cdot S_{AM}^*(k) = \sum_{k=1}^{\frac{L}{2}} |S_{AM}(k)|^2 e^{j2\pi\Delta f k T_{MCM}} \quad (\text{式10})$$

因此，該偏移為：

$$\Delta f = \frac{1}{2\pi K T_{MCM}} \arg \left( \sum_{k=1}^{\frac{L}{2}} \tilde{r}(k) \cdot S_{AM}^*(k) \right) - \frac{1}{2\pi K T_{MCM}} \arg \left( \sum_{k=1}^{\frac{L}{2}} |S_{AM}(k)|^2 \right) \quad (\text{式11})$$

由於  $|S_{AM}(k)|^2$  之自變量為零，該偏移為：

$$\Delta f = \frac{1}{2\pi K T_{MCM}} \arg \left( \sum_{k=1}^{\frac{L}{2}} \tilde{r}(k) \cdot S_{AM}^* \right) \quad (\text{式12})$$

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

## 五、發明說明(24)

依照粗略頻率同步演算法之第二具體例，使用如圖10中所示之一基準符號包括至少二個相等序列370。圖10展示一MCM信號之基準符號，此符號擁有二個相等之各具長度 $L/2$ 之序列370。 $L$ 指示該基準符號之序列370之值數。

如圖10中所示，在振幅調變序列內至少有二個相等之部分專用於粗略頻率同步化。上述二個部分各含 $L/2$ 試樣者被示於圖10中之振幅調變序列之端部。該振幅調變序列含有大量之試樣。為了相位之不含糊之觀察，僅需用含有 $2\pi$ 相位旋轉之足夠之試樣。此數目在圖10中被界定為 $L/2$ 。

下文提供關於確定載波頻率偏差之數學求導。依照圖10，將下式應用於二個相等序列370：

$$s\left(0 < k \leq \frac{L}{2}\right) \equiv s\left(\frac{L}{2} < k \leq L\right) \quad (\text{式13})$$

若無頻率偏移之存在，下式14則適於所接收之信號：

$$r\left(k + \frac{L}{2}\right) \equiv r(k) \quad 0 < k \leq \frac{L}{2} \quad (\text{式14})$$

$r(k)$ 指示該等相等序列之數值。 $k$ 為各試樣用之1至 $L/2$ 之指標。

若有一頻率偏移，例如 $\Delta f$ ，所接收之信號則為：

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

## 五、發明說明 (25)

$$\tilde{r}(k) = r(k) \cdot e^{j2\pi\Delta f k T_{MCM}} \quad (\text{式15})$$

$$\tilde{r}\left(k + \frac{L}{2}\right) = r(k) \cdot e^{j2\pi\Delta f \left(k + \frac{L}{2}\right) T_{MCM}} \quad (\text{式16})$$

$\tilde{r}(k)$  指示根據該等相等序列之所接收部分之試樣值。頻率偏移有關之資訊為由接收之信號  $\tilde{r}(k + L/2)$  與接收之信號  $\tilde{r}(k)$  之互相關聯所得到。此項相關藉下式進行：

$$\sum_{k=1}^{\frac{L}{2}} \tilde{r}^*\left(k + \frac{L}{2}\right) \tilde{r}(k) = \sum_{k=1}^{\frac{L}{2}} |r(k)|^2 e^{-j2\pi\Delta f \frac{L}{2} T_{MCM}} \quad (\text{式17})$$

$\tilde{r}^*$  指示上述部分之試樣值之共軛複數。

因此，該偏移為：

$$\Delta f = \frac{1}{2\pi \frac{L}{2} T_{MCM}} \arg \left( \sum_{k=1}^{\frac{L}{2}} \tilde{r}\left(k + \frac{L}{2}\right) \cdot \tilde{r}^*(k) \right) - \frac{1}{2\pi \frac{L}{2} T_{MCM}} \arg \left( \sum_{k=1}^{\frac{L}{2}} |\tilde{r}(k)|^2 \right) \quad (\text{式18})$$

由於  $|\tilde{r}(k)|^2$  自變量等於零，該偏移變為：

$$\Delta f = \frac{1}{2\pi \frac{L}{2} T_{MCM}} \arg \left( \sum_{k=1}^{\frac{L}{2}} \tilde{r}\left(k + \frac{L}{2}\right) \cdot \tilde{r}^*(k) \right) \quad (\text{式19})$$

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

款

## 五、發明說明(26)

因此，顯然的是，在兩具體例中，如上所述，相關法所得之最大輸出之頻率位置確定偏移載波之估計值。此外，亦如圖9中所示，在向前供給之結構中進行該相關法。

在波道例如由於高度之大樓密度而具有強度反射之情況，上述相關法可能不足以獲得適當之粗略頻率同步化。因此，依照本發明之第三具體例，可將依照第二具體例互相關聯之該等二部分之對應值加權以被記存之指定基準模型之對應值，該模型相當於基準符號之該等二個相同序列。此項加權可使準確決定頻率偏移之概率達到最大。此項加權方法之數學描述為如下：

$$\Delta f = \frac{1}{2\pi \frac{L}{2} T_{MCM}} \arg \left( \sum_{k=1}^{\frac{L}{2}} \left[ \tilde{r} \left( k + \frac{L}{2} \right) \cdot \tilde{r}^*(k) \right] \cdot \left[ S_{AM}(k) S_{AM}^* \left( k + \frac{L}{2} \right) \right] \right) \quad (\text{式20})$$

$S_{AM}$  指示接收機方面已知之振幅調變序列，而  $S_{AM}^*$  指示其共軛複數。

上述相關若在頻域內計算，則使用下式之量（總和）

$$\sum_{k=1}^{\frac{L}{2}} \left[ \tilde{r} \left( k + \frac{L}{2} \right) \cdot \tilde{r}^*(k) \right] \cdot \left[ S_{AM}(k) S_{AM}^* \left( k + \frac{L}{2} \right) \right] \quad (\text{式21})$$

而不使用角幅度（自變量）。此式之量為頻率校正之函數時達到最大。該最大之位置確定頻率偏差之估計（值）。如上

## 五、發明說明(17)

所述，該校正係在向前供給之結構中進行。

關於使用沿頻軸之差分映射時施行回波相位偏移校正之較佳具體例，下文在參照圖12至15之下，加以說明。

在多路環境中，於同一MCM符號之載波之間有可能產生由回波所引起之系統相移。此項相位偏移在接收機施行MCM符號之解調時會產生數元誤差。因此，較佳的是，利用演算法去校正多路環境中由回波所引起之系統相移。

在圖12中，展示一MCM接收機之差分解映器輸出端之散布圖。由圖12之左部可知，同一MCM符號中之副載波間之系統相移引起解調相移之以複數坐標系軸線為基準之轉動。在圖12之右部中，描繪其施行回波相位偏移校正後之解調相移。現在，信號點之位置實質在複數坐標系之軸線上。此等位置各別相當於 $0^\circ$ ， $90^\circ$ ， $180^\circ$ 以及 $270^\circ$ 之調變相移。

回波相位偏移校正演算法(EPOC演算法)必需在差分解調後由信號空間構象計算回波所引起之相位偏移，然後校正此相位偏移。

為了舉例說明，吾人在副載波之全部相位之平均計算之前可考慮有可能消除符號相位之最簡單演算法。為例示此種EPOC演算法之效果，可提到圖12中之一個MCM符號所含之副載波符號之二種散布圖。此等散布圖係由一MCM模擬試驗之結果所得到者。為了該模擬試驗，採用一可能在典型上出現於單頻網路中之波道。此一波道之回波延伸至MCM保護間隔之界限，該保護間隔在此情況被選擇為MCM符

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝  
訂  
線

## 五、發明說明(28)

號持續時間之25%。

圖13表示一方塊圖，被用以例示一MCM接收機中之回波相位偏移校正裝置之位置及功能度。一MCM發射機之信號藉由波道122(圖1及圖13)傳輸而被接收於該MCM接收機之接收機前端132。在圖13中省略該接收機前端與快速傅立葉變換器140間之信號處理。該快速傅立葉變換器之輸出被施加至解映器，在此進行沿著頻軸之差分解映。該解映器之輸出為對副載波之各相移。此項相移之相位偏移，由多路環境中之回波所引起者，藉圖13中之一區段400予以形象化(使可看得見)，在此展示尚未經過回波相位偏移校正之副載波符號之散布圖之一例。

解映器142之輸出被施加至一回波相位偏移校正裝置402之輸入端。該回波相位偏移校正裝置402使用EPOC演算法以便消除該解映器142之輸出中之回波相位偏移。其結果被示於圖13之區段404中，即，僅有被編碼之相移 $0^\circ$ ， $90^\circ$ ， $180^\circ$ 或 $270^\circ$ 出現於該校正裝置402之輸出端。校正裝置402之輸出形成度量計算用之信號，施行度量計算之目的為回收其代表所發射之資訊之數元流。

茲在參照圖14之下敘述EPOC演算法之第一具體例及該演算法施行用之裝置。

EPOC演算法之第一具體例乃以下述設想為出發點：所收到之每一個差分解碼複數符號均因多路波道中之回波而旋轉一角度。對副載波假定在頻率上相等之間隔，因為此項間隔代表一較佳具體例。若副載波在頻率上共非均等隔開

## 五、發明說明 (18)

，則必需將一校正係數導入EPOC演算法。

圖14展示被用以施行EPOC演算法第一具體例之校正裝置402(圖13)。

首先必需從含有回波相位偏移(例如圖12之左部所示)之解映器142之輸出中除去所發射之資訊有關之相移。為此，將解映器142之輸出施加至一消除裝置500。在DQPSK映射之情況，該消除裝置可施行一種" $(.)^4$ 運算(操作)。裝置500將所收到之所有符號投影於第一象限內。因此，從代表副載波符號之相移中除去所發射之資訊有關之相移。用四元運算亦可達到相同之效果。

在裝置500消除該資訊有關之符號相位後，獲得估計之第一途徑可能為簡單計算一個MCM符號之全部符號相位之平均值。然而，較佳的是，在確定一個MCM符號之全部符號相位之平均值之前，先行閾值之判定。由於瑞立衰落(Rayleigh fading)。若干之收到符號可能提供不可靠之資訊給回波相位編移之確定。因此，依靠一符號之絕對值，施行閾值判定，以便確定該符號是否有助於相位偏移之估計。

因此，在圖14所示之具體例中，包括有一閾值判定裝置510。在該裝置500後，在各計算裝置512及514計算一差分解碼符號之絕對值及偏角(角幅度)。依靠各符號之絕對值，產生一控制信號。在判定電路516中，施行此控制信號與一閾值之比較。若絕對值即其控制信號小於某一閾值，該判定電路516則更換角度值，進入藉等於零之一數值所

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝  
訂  
線

## 五、發明說明 (30)

行之平均運算。為此，設有一開關，以使偏角計算裝置 514 之輸出端從其後處理段之輸入端斷開，而使後處理段之輸入端與提供一恒定之“零”輸出之裝置 518 連接。

有一平均裝置 520 被設置以根據關於一 MCM 符號之各副載波符號所確定之相位偏移  $\varphi_i$  計算一平均值如下：

$$\bar{\varphi} = 1/K \sum_{i=1}^K \varphi_i \quad (\text{式22})$$

在平均裝置 520 中，施行 K 個被加數全體之求和，平均裝置 520 之輸出被供給至一保持裝置 522，在此將平均裝置 520 之輸出保持 K 次。保持裝置 522 之輸出端與相位旋轉裝置 524 連接，該裝置 524 根據平均值  $\bar{\varphi}$  施行 K 個之複數信號點之相位偏移校正。

相位旋轉裝置 524 在利用下式 (式 23) 之下施行相位偏移之校正：

$$v_k' = v_k \cdot e^{-j\bar{\varphi}} \quad (\text{式23})$$

在此式中， $v_k'$  指示 K 個之相位校正差分解碼符號，被用以輸入軟式度量計算者，而  $v_k$  指示輸入符號。祇要可假定一波道在一個 MCM 符號持續期間保持準固定狀態，使用一個 MCM 符號之全部副載波之平均值時可達到準確之結果。

一緩衝裝置 527 可以設置以緩衝複數信號點，直至關於一個 MCM 符號之相位偏移之平均值被確定。相位旋轉裝置 524 之輸出被施加至後處理段 526，以施行軟式度量計算。

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

## 五、發明說明 (21)

關於上述回波相位偏移校正之結果，請再參照圖12。

二標繪圖起源於包括上述回波相位偏移校正演算法第一具體例之模擬試驗。在圖12之左部所示之散布圖記錄之情況下，波道顯然在構象上稍微變形，即（為其原因），單純之角旋轉為有效之假定。如圖12之右部所示，將差分檢測符號之旋轉用之確定平均值予以施加時，信號構象則會轉回至軸線上。

在下文敘述回波相位偏移校正演算法之第二具體例。此第二具體例可適用於具有至多二個強大之路回波之多路波道方面。第二具體例之演算法比第一具體例之演算法為複雜。

以下是回波相位偏移校正方法第二具體例之數學求導。為了容易說明EPOC演算法之第二具體例，可做下述假定。

在此具體例中，假定MCM信號之保護間隔具有至少與多路波道之脈衝響應 $h[q]$ ， $q=0,1,\dots,Qh1$ 相等之長度。

在使用如上述之頻軸映射法之下，在發射機組合每一MCM符號。基準副載波之符號等於1，即0度相移。任選之相移 $\phi_i$ 等於0，即DQPSK信號構象並未旋轉。

在使用一式之下，可將此表示為

$$a_k = a_{k-1} a_k^{\text{inc}} \quad (\text{式24})$$

在此，

$k$  : 有效副載波之指標  $k=1,2,\dots,K$ ;

$a_k^{\text{inc}} = e^{j\frac{\pi}{2}m}$  : 複數相位增量符號； $m=0,1,2,3$ 為由2數元之

格銳編碼對導出之QPSK符號數；

## 五、發明說明 (32)

$a_0 = 1$  : 基準副載波之符號。

在接收機之 DFT 輸出端得到判定變數

$$e_k = a_k H_k \quad (\text{式25})$$

在此，

$$H_k = \sum_{i=0}^{Q_k-1} h[i] \cdot e^{-j \frac{2\pi}{K} k i} \quad (\text{式26})$$

其為位置  $k$  之波道脈衝響應  $h[q]$  之 DFT。

關於  $|a_k|^2 = 1$ ，差分解調提供

$$v_k = e_k \cdot e_{k-1}^* = a_{k-1}^{inc} H_k H_{k-1}^* \quad (\text{式27})$$

為了接收機，引導一附加之相位項  $\varphi_k$ ，用以校正由波道引起之系統相位偏移。因此，在接收機之最後判定變數為

$$v_k' = v_k \cdot e^{j\varphi_k} = a_k^{inc} \cdot e^{j\varphi_k} \cdot H_k \cdot H_{k-1}^* \quad (\text{式28})$$

由式 28 可知，有用之資訊  $a_k^{inc}$  被加權以一積  $e^{j\varphi_k} \cdot H_k \cdot H_{k-1}^*$  (波道之旋轉及有效轉移函數)。為了無誤差之檢測，此乘積必需被實數值化。考慮此點時，最佳的是，決定旋轉角為等於負偏角  $H_k \cdot H_{k-1}^*$  者。為了推導所希望之 2 路波道用之演算法，在下一節研討  $H_k \cdot H_{k-1}^*$  之性質。

假定 2 路波道顯示二個具有不等於零之能量之回波，即至少二域之回波。此項假定引出脈衝響應

$$h[q] = c_1 \delta_0[q] + c_2 \delta_0[q - q_0] \quad (\text{式29})$$

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

## 五、發明說明(23)

在此，

$c_1, c_2$ ：代表路回波之複數係數；

$q_0$ ：第二路回波對第一路回波之遲延；

$\delta_0$ ：狄悅克(Dirac)脈衝： $\delta_0[k] = 1$  適於  $k = 0$

$\delta_0[k] = 0$  其他

由一 DFT 應用於式 29 而得到波道轉移函數：

$$H_k = H\left(e^{j\frac{2\pi}{K}k}\right) = c_1 + c_2 \cdot e^{-j\frac{2\pi}{K}kq_0} \quad (\text{式30})$$

關於式 30，沿頻軸之差分解調用之有效轉移函數為：

$$\begin{aligned} H_k \cdot H_{k-1}^* &= \left(c_1 + c_2 e^{-j\frac{2\pi}{K}kq_0}\right) \cdot \left(c_1^* + c_2^* e^{+j\frac{2\pi}{K}(k-1)q_0}\right) \\ &= c_a + c_b \cos\left(\frac{\pi}{K}q_0(2k-1)\right) \end{aligned} \quad (\text{式31})$$

假定一個無雜訊之 2 路波道時，由式 31 可知，在符號  $1+j0$  被發射（參照上述假定）之情況接收機側之符號位於一直線上。此一直線之特徵可在於一點

$$c_a = |c_1|^2 + |c_2|^2 \cdot e^{-j\frac{2\pi}{K}q_0} \quad (\text{式32})$$

以及確定其方向之向量：

$$c_b = 2 c_1 c_2^* \cdot e^{-j\frac{2\pi}{K}q_0} \quad (\text{式33})$$

關於上述假定，可施行下述幾何求導。若將複數平面之實部指定為  $x = \text{Re}\{z\}$ ，並將虛部指定為  $y = \text{Im}\{z\}$ ，即  $z =$

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

## 五、發明說明 (續)

$x + jy$ ，則得到更適合之記號，用於EPOC運算法之第二具體例之幾何求導者。關於此新記號，在無雜訊之2路波道之情況，接收之符號所取位(存在)之直線為

$$f(x) = a + b \cdot x \quad (\text{式 34})$$

在此，

$$a = \text{Im}\{c_a\} - \frac{\text{Re}\{c_a\}}{\text{Re}\{c_b\}} \cdot \text{Im}\{c_b\} \quad (\text{式 35})$$

以及

$$b = - \frac{\text{Im}\{c_a\} - \frac{\text{Re}\{c_a\}}{\text{Re}\{c_b\}} \cdot \text{Im}\{c_b\}}{\text{Re}\{c_a\} - \frac{\text{Im}\{c_a\}}{\text{Im}\{c_b\}} \cdot \text{Re}\{c_b\}} \quad (\text{式 36})$$

外加之雜訊將使符號在式34至36所給之直線之周圍伸展。在此情況，式36為符號群之迴歸曲線。

為了EPOC運算法之第二具體例之幾何求導，來自式28之角 $\varphi_k$ 被選為所設想之符號與原點之距離之平方之函數：

$$\varphi_k = f_k(|z|^2) \quad (\text{式 37})$$

式37展示整個信號空間發生失真(扭轉)，但保持從原點起之距離。

為了第二具體例之運算法之求導，必需確定 $f_k(\cdot)$ 以便所有之判定變數 $v'_k$ (假定無雜訊)均可位於實軸上：

## 五、發明說明(25)

$$\text{Im}\{(x + j f(x)) \cdot e^{j f_k(|z|^2)}\} = 0 \quad (\text{式38})$$

由式38之進一步變換，產生一個二次方程式，此式必需予以求解以得到  $\varphi_k$  之解。

在2路波道之情況，對所指定之一判定變數  $v_k$  之回波相位偏移校正值為

$$v'_k = v_k \cdot e^{j \varphi_k} \quad (\text{式39})$$

在此，

$$\varphi_k = \begin{cases} -\text{atan} \left( \frac{a + b \sqrt{|v_k|^2 (1 + b^2) - a^2}}{-ab + \sqrt{|v_k|^2 (1 + b^2) - a^2}} \right) & \text{適於 } |v_k|^2 \geq \frac{a^2}{1 + b^2} \\ \text{atan} \left( \frac{1}{b} \right) & \text{適於 } |v_k|^2 < \frac{a^2}{1 + b^2} \end{cases} \quad (\text{式40})$$

根據上述二次方程式之二個可能之解，式40為不能發生更多之180度相移之一個解。

圖15中之二標繪圖展示第二具體例之POC演算法之投影法，被用於複數平面之一象限者。在此描繪的是，扇形區  $|\arg(z)| \leq \pi/4$  中之方格，以及直線  $y = f(x) = a + b \cdot x$ ，其中  $a = -1.0$  且  $b = 0.5$  (虛線)。在無雜訊波道之情況，若發射  $1 + j0$ ，所收到之全部符號則會位於此直線上。標繪圖中所示之圓圈確定該式40之二種情況之界線。圖15在左

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝  
訂  
線

## 五、發明說明 (36)

部展示投影前之狀態，而在右部展示施加投影演算法後之狀態。觀察該左部即可得知，該直線現在以  $2+j0$  為投影固定點位於實軸上。因此，可結論的是，依照第二具體例之回波相位偏移校正演算法達到設計目標。

在 EPOC 演算法之第二具體例可被應用之前，必需藉所接收之符號來確定近似線，即必需估計參數  $a$  及  $b$ 。為此假定，若  $1+j0$  被發射，接收之符號則位於扇形區  $|\arg(z)| \leq \pi/4$  內。若  $1+j0$  以外之符號被發射，則可施加一種模數運算 (modulo operation) 以將全部符號投影於所希望之扇形區內。如此處理之方法免除在較早階段判定符號之必要而可為一個 MCM 符號之全部信號點求平均值 (以代替僅為  $1/4$  之全部信號點求平均值)。

為了第二具體例之 EPOC 演算法之下述計算規則， $x_i$  被用以表示第  $i$  個信號點之實部，而  $y_i$  表示其虛部 ( $i=1, 2, \dots, K$ )。同時， $K$  值可用於確定。選擇最小二乘法時，可由下式 41 之最小化得到必需確定之直線：

$$(a, b) = \underset{(\tilde{a}, \tilde{b})}{\operatorname{argmin}} \sum_{i=1}^K \left( y_i - (\tilde{a} + \tilde{b} \cdot x_i) \right)^2 \quad (\text{式 41})$$

式 41 之解可在公開之文獻中找到。其為

$$b = \frac{\sum_{i=1}^K (x_i - \bar{x}) \cdot y_i}{\sum_{i=1}^K (x_i - \bar{x})^2}, \quad a = \bar{y} - \bar{x} \cdot b \quad (\text{式 42})$$

在此，平均值為

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

## 五、發明說明 (27)

$$\bar{x} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^K x_i, \quad \bar{y} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^K y_i \quad (\text{式43})$$

必要時可應用一種具有高度穩定性 (robustness) 之估計法。但折衷之方法將會造成更高之計算複雜性。

為了避免關於投影可應用之範圍之問題，理應將直線之確定方法分為二部分。首先使線群之重心移至軸線上，繼之，使信號空間變形。假定  $a$  及  $b$  為直線之原參數且  $\alpha$  為旋轉角， $f_k(.)$  則必需被施加變換之參數 (如下)：

$$b' = \frac{b \cdot \cos(\alpha) - \sin(\alpha)}{\cos(\alpha) + b \cdot \sin(\alpha)}, \quad a' = a \cdot (\cos(\alpha) - b' \cdot \sin(\alpha)) \quad (\text{式44})$$

除了上一節所說明之二種 EPOC 演算法外，可設計不同之演算法，但其最有可能顯示高度之計算複雜性。

## [元件編號說明]

|     |                   |
|-----|-------------------|
| 100 | MCM發射機            |
| 102 | 資料源               |
| 104 | 串列數元流             |
| 106 | 數元-載波映射器          |
| 108 | 分譜序列              |
| 110 | 倒反之快速傅立葉變換 (IFFT) |
| 112 | MCM時域信號           |
| 114 | 保護間隔插入裝置          |
| 115 | 所得到之 MCM符號        |

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

結

## 五、發明說明 (18)

- 116 基準符號添加裝置
- 118 所得到之MCM信號結構
- 120 發射機前端
- 122 波道
- 130 MCM接收機
- 132 接收機前端
- 134 符號標框/載波頻率同步裝置
- 136 基準符號摘取裝置
- 138 保護間隔去除裝置
- 140 快速傅立葉變換裝置
- 142 載波-數元映射器
- 144 資料槽
- 160 MCM符號
- 162 有用符號
- 164 保護間隔
- 166 基準(參考)符號
- 200 MCM符號
- 202 副載波符號
- 204 例示被編碼之資訊之箭頭
- 206 基準副載波
- 208 第一有效(活動)載波
- 220 正交相移按鍵裝置
- 222 差分相位編碼器
- 224 反饋迴路

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

## 五、發明說明 (29)

- 226 基準載波之相位
- 228 開關
- 230 求和點
- 232 產生複數副載波裝置
- 234 組合裝置
- 236 變換器
- 300 MCM符號-1
- 302 MCM符號-2
- 310 類比/數位轉換器
- 312 低通濾波器兼1/10取樣器(decimater)之裝置
- 314 MCM解調器
- 316 差分解碼裝置
- 318 解映裝置
- 320 精細頻率誤差檢測器
- 322 數值控制振盪器
- 324 迴路濾波器
- 326 複數乘器
- 330 沿時軸之差分檢測器
- 332  $Z^{-1}$  區段
- 334 複數共軛形成裝置
- 336 複數乘器
- 340 M-PSK判定裝置
- 342 乘器
- 344 平均裝置

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

## 五、發明說明(40)

- 350 粗略頻率校正裝置
- 360 標框/定時同步裝置
- 362 粗略頻率同步裝置
- 364 頻率偏移校正區段
- 366 MCM解調器
- 370 二個相等序列
- 400 顯示相位偏移之區段
- 402 回波相位偏移校正裝置
- 404 顯示被編碼之相位偏移之區段
- 500 消除裝置
- 510 閾值判定裝置
- 512 絕對值計算裝置
- 514 幅角計算裝置
- 516 判定電路
- 518 恒定之"零"輸出之裝置
- 520 平均裝置
- 522 保持裝置
- 524 相位旋轉裝置
- 526 軟式度量計算裝置
- 527 緩衝裝置

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝  
訂  
線

四、中文發明摘要(發明之名稱：在多載波解調系統中施行精細頻率同步化以補償載波頻率對振盪器頻率之偏差之方法及裝置)

在可行多載波調變信號之差分相位解碼之型式之多載波解調系統(130)中，補償載波頻率對振盪器頻率之偏差之精細頻率同步化有關之方法及裝置，上述信號包括多數符號(200)，各符號為由同時存在之具有不同頻率之載波(202)間之相位差所界定。不同符號(200)中之同一載波(202)之相位間之相位差被確定。然後，從相位差中消除相當於可編碼相移之相移不定因素以確定一頻率偏移。最後，根據上述確定之頻率偏移施行載波頻率偏差之反饋校正。或者，可由多數載波(202)之確定之頻率偏移之平均來確定一平均頻率偏移。然後，根據上述平均頻率偏移施行頻率偏差之反饋校正。

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁各欄)

裝

訂

線

四、英文發明摘要 ( Method and apparatus of performing a fine frequency synchronization compensating for a carrier frequency deviation from an oscillator frequency in a multi-carrier demodulation system )

A method and an apparatus relate to a fine frequency synchronization compensating for a carrier frequency deviation from an oscillator frequency in a multi-carrier demodulation system (130) of the type capable of carrying out a differential phase decoding of multi-carrier modulated signals, the signals comprising a plurality of symbols (200), each symbol being defined by phase differences between simultaneous carriers (202) having different frequencies. A phase difference between phases of the same carrier (202) in different symbols (200) is determined. Thereafter, a frequency offset is determined by eliminating phase shift uncertainties corresponding to codeable phase shifts from the phase difference. Finally, a feedback correction of the carrier frequency deviation is performed based on the determined frequency offset. Alternatively, an averaged frequency offset can be determined by averaging determined frequency offsets of a plurality of carriers (202). Then, the feedback correction of the frequency deviation is performed based on the averaged frequency offset.

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁各欄)

裝

訂

線

## 六、申請專利範圍

1. 一種在多載波解調系統(130)中施行精細頻率同步化以補償載波頻率對振盪器頻率之偏差之方法，該多載波解調系統為可施行多載波調變信號之差分相位解碼之型式，而該等信號包括多數符號(200)，各符號為由同時存在之具有不同頻率之載波(202)間之相位差所界定，該方法包括：

確定不同符號中之同一載波之相位間之相位差之步驟；  
從該相位差中消除相當於可編碼相移之相移不定因素以確定頻率偏移之步驟；以及  
根據該項確定之頻率偏移施行該載波頻率偏差之反饋校正之步驟者。

2. 一種在多載波解調系統(130)中施行精細頻率同步化以補償載波頻率對振盪器頻率之偏差之方法，該多載波解調系統為可施行多載波調變信號之差分相位解碼之型式，而該等信號包括多數符號(200)，各符號為由同時存在之具有不同頻率之載波(202)間之相位差所界定，該方法包括：

確定不同符號中之同一載波之各相位之步驟；  
從該等相位中消除相當於可編碼相移之相移不定因素以確定各相位偏差之步驟；  
確定該等相位偏差間之一相位差以確定一頻率偏移之步驟；以及  
根據該項確定之頻率偏移施行該載波頻率偏差之反饋校正之步驟者。

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝  
訂  
線

## 六、申請專利範圍

3. 一種在多載波解調系統(130)中施行精細頻率同步化以補償載波頻率對振盪器頻率之偏差之方法，該多載波解調系統為可施行多載波調變信號之差分相位解碼之型式，而該等信號包括多數符號(200)，各符號為由同時存在之具有不同頻率之載波(202)間之相位差所界定，該方法包括：

為了該等符號(200)中之多數載波(202)，

確定不同符號中之同一載波之相位間之一相位差之步驟；及

從該相位差中消除相當於可編碼相移之相移不定因素以確定一頻率偏移之步驟；

平均該等多數載波(202)之該等確定之頻率偏移以確定一平均頻率偏移( $f_{offset}$ )之步驟；以及

根據該平均頻率偏移( $f_{offset}$ )施行該頻率偏差之反饋校正之步驟者。

4. 一種在多載波解調系統(130)中施行精細頻率同步化以補償載波頻率對振盪器頻率之偏差之方法，該多載波解調系統為可施行多載波調變信號之差分相位解碼之型式，而該等信號包括多數符號(200)，各符號為由同時存在之具有不同頻率之載波(202)間之相位差所界定，該方法包括：

為了該等符號(200)中之多數載波(202)，

確定不同符號中之同一載波之各相位之步驟；

從該等相位中消除相當於可編碼相移之相移不定因素以

## 六、申請專利範圍

確定各相位偏差之步驟；以及

確定該等相位偏差間之一相位差以確定一頻率偏移之步驟；

平均該等多數載波之該等確定之頻率偏移以確定一平均頻率偏移之步驟；以及

根據該平均頻率偏移施行該頻率偏差之反饋校正之步驟者。

5.如申請專利範圍第1或3項之方法，其中確定一相位差之該步驟包括將沿著時軸方向毗鄰之符號(200)中之同一載波(202)之相位間之一相位差予以確定之步驟者。

6.如申請專利範圍第1或3項之方法，其中確定一頻率偏移之該步驟包括消除相當於M元相移之相移不定因素之步驟者。

7.如申請專利範圍第2或4項之方法，其中確定各相位之該步驟包括將沿著時軸方向毗鄰之符號(200)中之同一載波(202)之各相位予以確定之步驟者。

8.如申請專利範圍第1或3項之方法，其中消除相移不定因素之該步驟包括消除M元相移之步驟者。

9.一種在多載波解調系統(130)中施行精細頻率同步化以補償載波頻率對振盪器頻率之偏差之裝置，該多載波解調系統為可施行多載波調變信號之差分相位解碼之型式，而該等信號包括多數符號(200)，各符號為由同時存在之具有不同頻率之載波(202)間之相位差所界定，該裝置包括：

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

## 六、申請專利範圍

確定不同符號(200)中之同一載波(202)之相位間之一相位差之機構(330)；

從該相位差中消除相當於可編碼相移之相移不定因素以確定一頻率偏移之機構(340,342)；以及

根據該項確定之頻率偏移施行該頻率偏差之反饋校正之機構者。

10.一種在多載波解調系統(130)中施行精細頻率同步化以補償載波頻率對振盪器頻率之偏差之裝置，該多載波解調系統為可施行多載波調變信號之差分相位解碼之型式，而該等信號包括多數符號(200)，各符號為由同時存在之具有不同頻率之載波(202)間之相位差所界定，該裝置包括：

確定不同符號中之同一載波之各相位之機構；

從該等相位中消除相當於可編碼相移之相移不定因素以確定各相位偏差之機構；

確定該等相位偏差間之一相位差以確定一頻率偏移之機構；以及

根據該項確定之頻率偏移施行該頻率偏差之反饋校正之機構者。

11.一種在多載波解調系統(130)中施行精細頻率同步化以補償載波頻率對振盪器頻率之偏差之裝置，該多載波解調系統為可施行多載波調變信號之差分相位解碼之型式，而該等信號包括多數符號(200)，各符號為由同時存在之具有不同頻率之載波(202)間之相位差所界定，該裝置包

## 六、申請專利範圍

括：

確定不同符號中之同一載波(202)之相位間之一相位差之機構(330)；

從該相位差中消除相當於可編碼相移之相移不定因素以確定一頻率偏移之機構(340,342)；

平均多數載波之確定之頻率偏移以確定一平均頻率偏移( $f_{offset}$ )之機構(344)；以及

根據該平均頻率偏移施行該頻率偏差之反饋校正之機構者。

12.一種在多載波解調系統(130)中施行精細頻率同步化以補償載波頻率對振盪器頻率之偏差之裝置，該多載波解調系統為可施行多載波調變信號之差分相位解碼之型式，而該等信號包括多數符號(200)，各符號為由同時存在之具有不同頻率之載波(202)間之相位差所界定，該裝置包括：

確定不同符號中之同一載波之各相位之機構；

從該等相位中消除相當於可編碼相移之相移不定因素以確定各相位偏差之機構；

確定該等相位偏差間之一相位差以確定一頻率偏移之機構；

平均多數載波之確定之頻率偏移以確定一平均頻率偏移之機構；以及

根據該平均頻率偏移施行該頻率偏差之反饋校正之機構者。

## 六、申請專利範圍

13. 如申請專利範圍第9或11項之裝置，其中確定一相位差之該機構(330)包括將沿著時軸方向毗鄰之符號中之同一載波之相位間之一相位差予以確定之機構者。

14. 如申請專利範圍第10或12項之裝置，其中確定各相位之該機構包括將沿著時軸方向毗鄰之符號中之同一載波之各相位予以確定之機構者。

15. 如申請專利範圍第9或11項之裝置，其中確定一頻率偏移之該機構(340, 342)包括一M元相移按鍵判定裝置(340)及一複數乘器(342)者。

16. 如申請專利範圍第10或12項之裝置，其中消除相移不定因素之該機構包括一M元相移按鍵判定裝置及一複數乘器者。

17. 如申請專利範圍第9至12項中任一項之裝置，其中施行該頻率偏差之反饋校正之該機構包括一數值控制振盪器(322)及一複數乘器(326)者。

18. 如申請專利範圍第17項之裝置，其中施行該頻率偏差之反饋校正之該機構又包括在該數值控制振盪器(322)前面之一低通濾波器(324)者。

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝  
訂  
線

87112880

12196

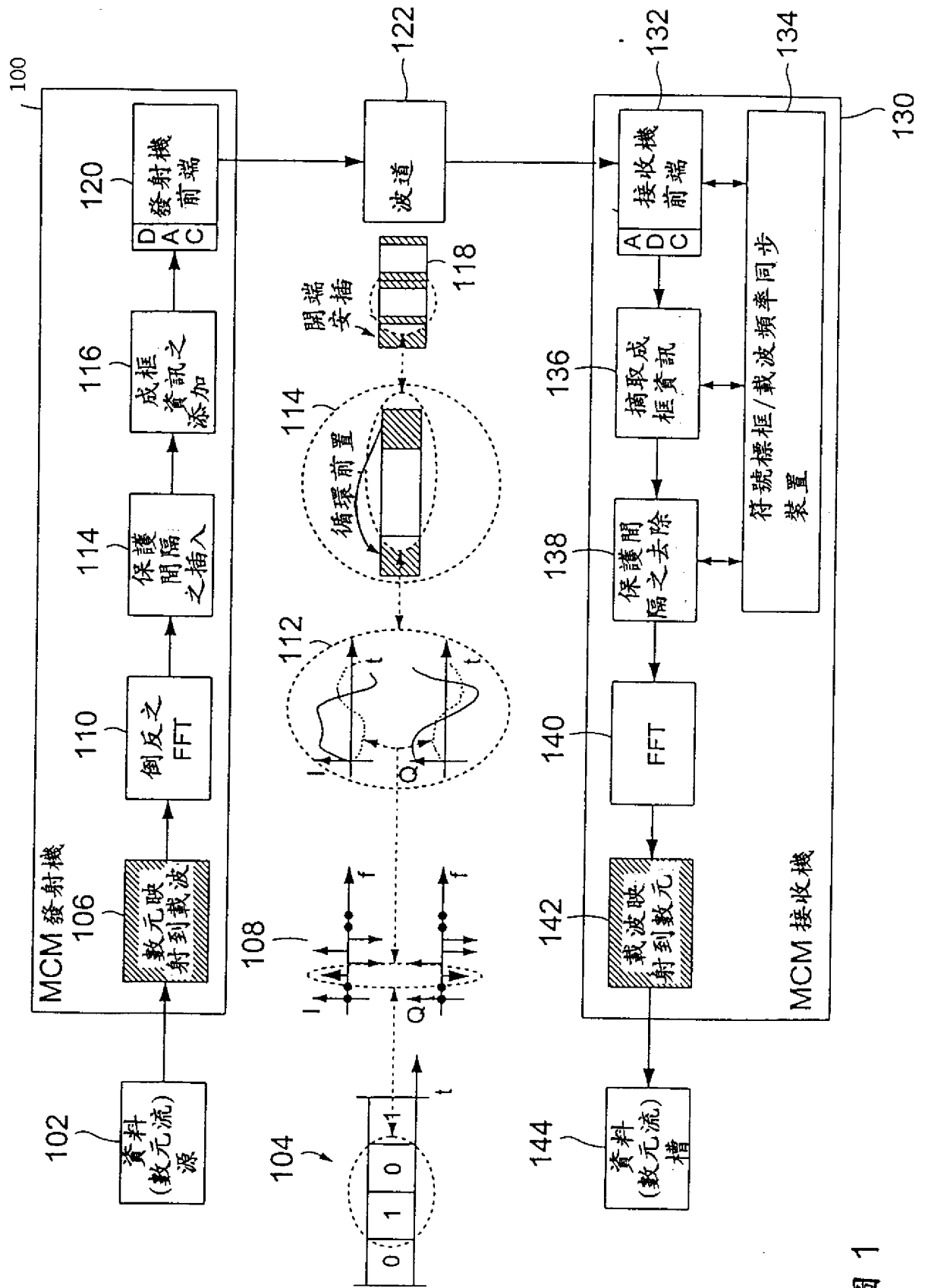


圖 1

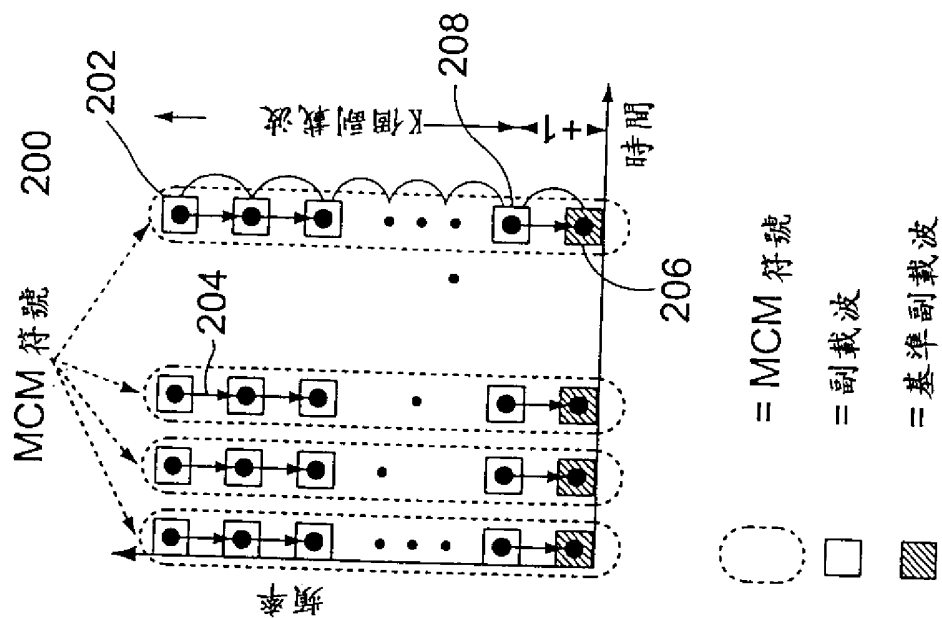


圖 2A

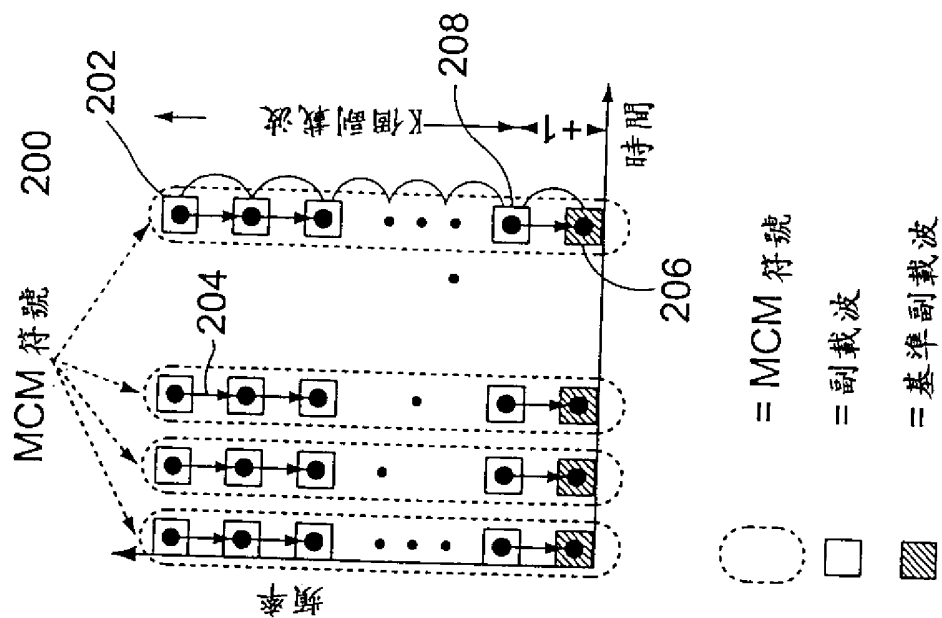


圖 2B



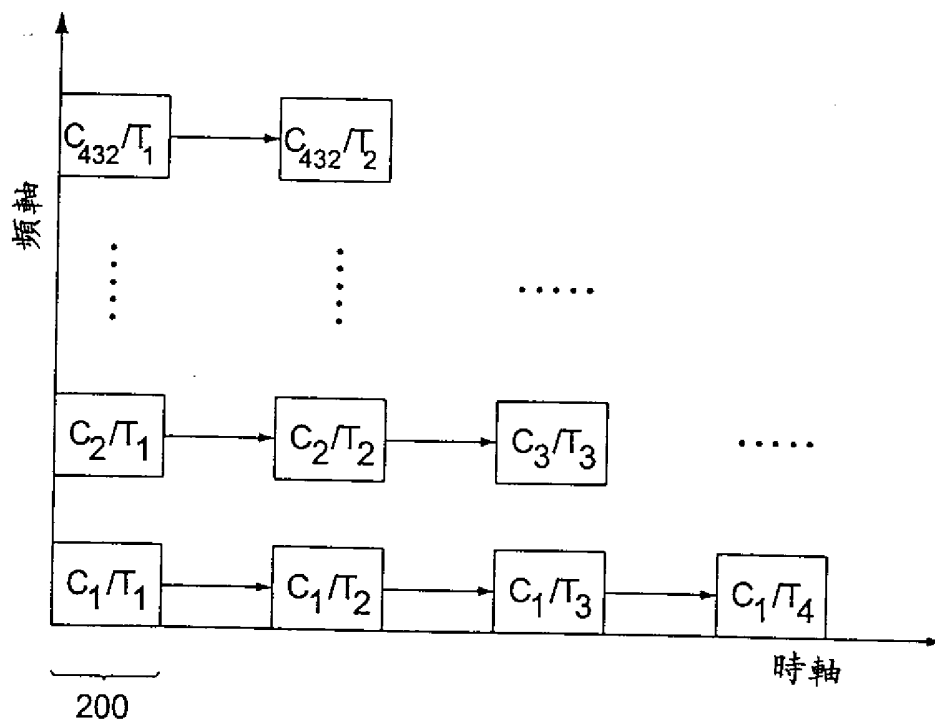


圖 4

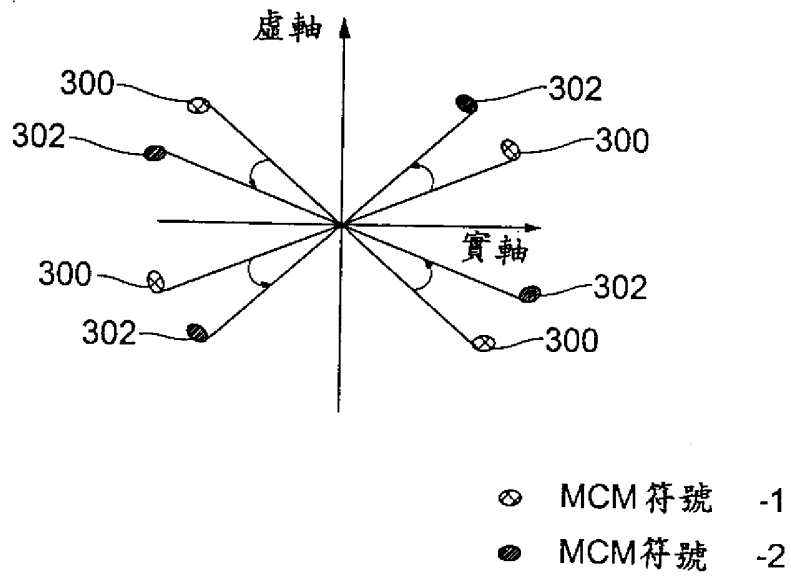


圖 5

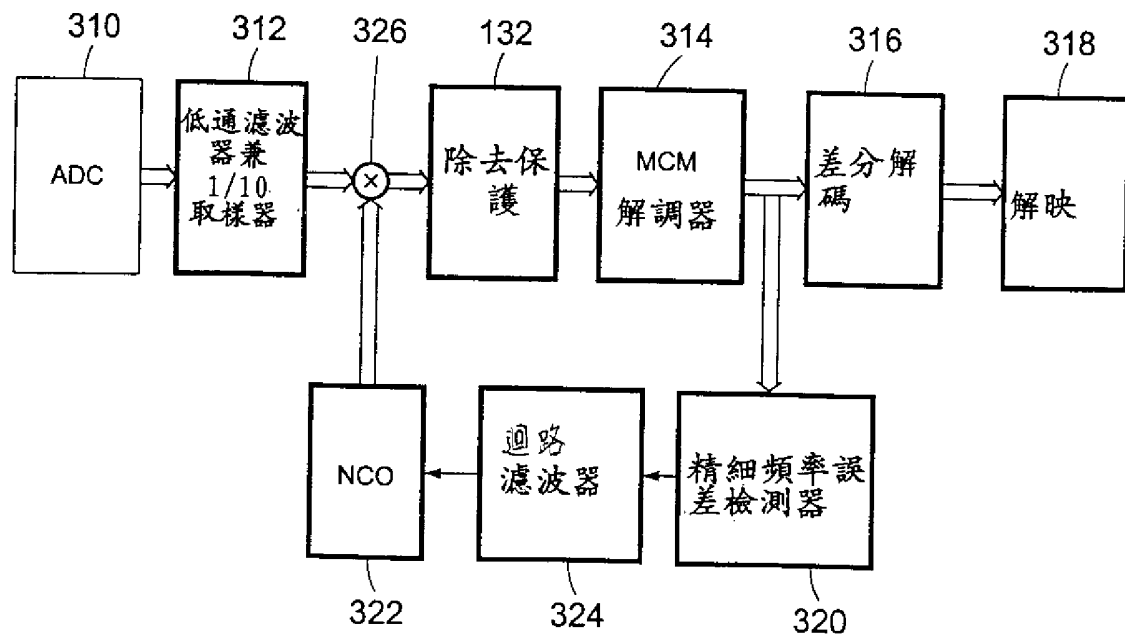


圖 6

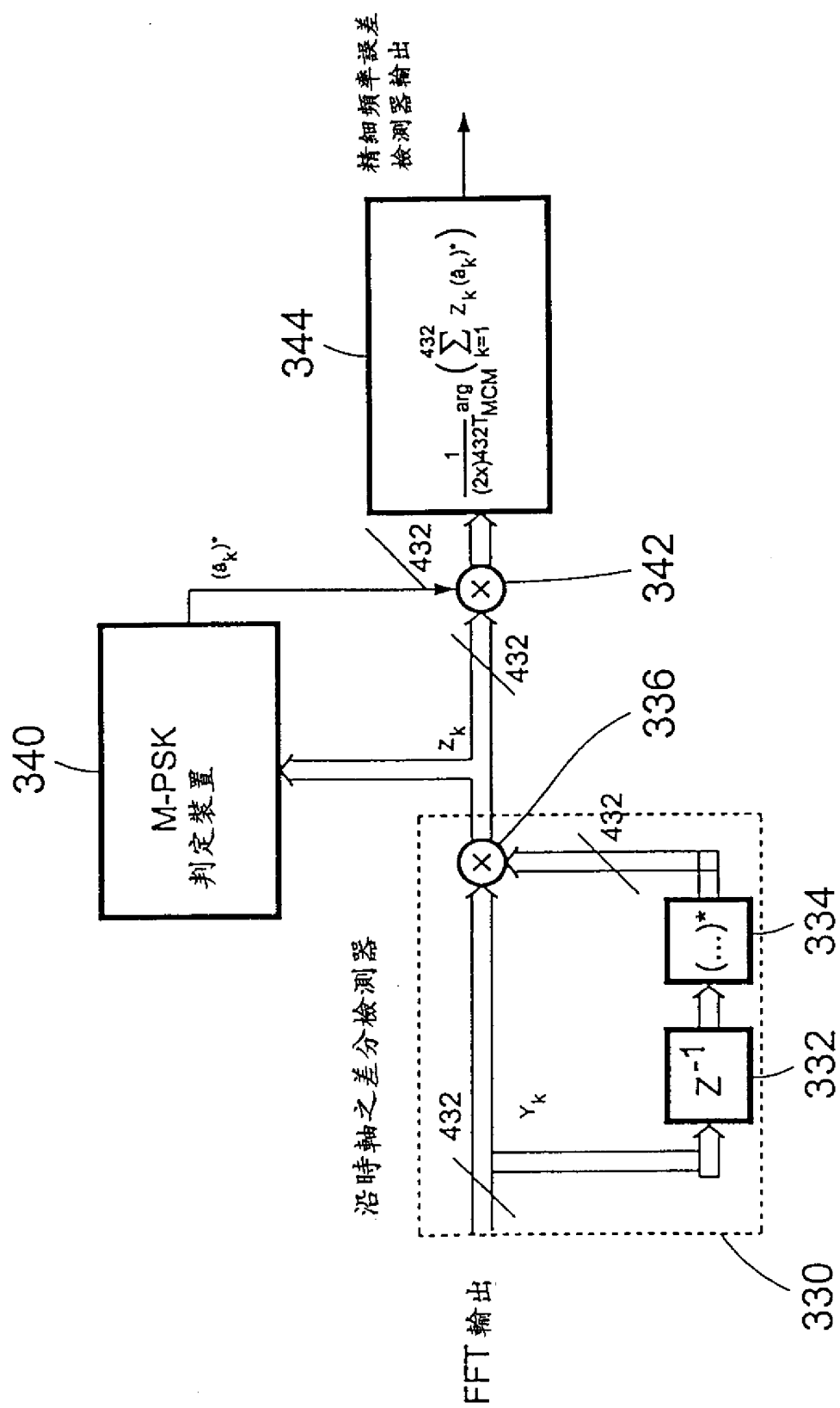


圖 7

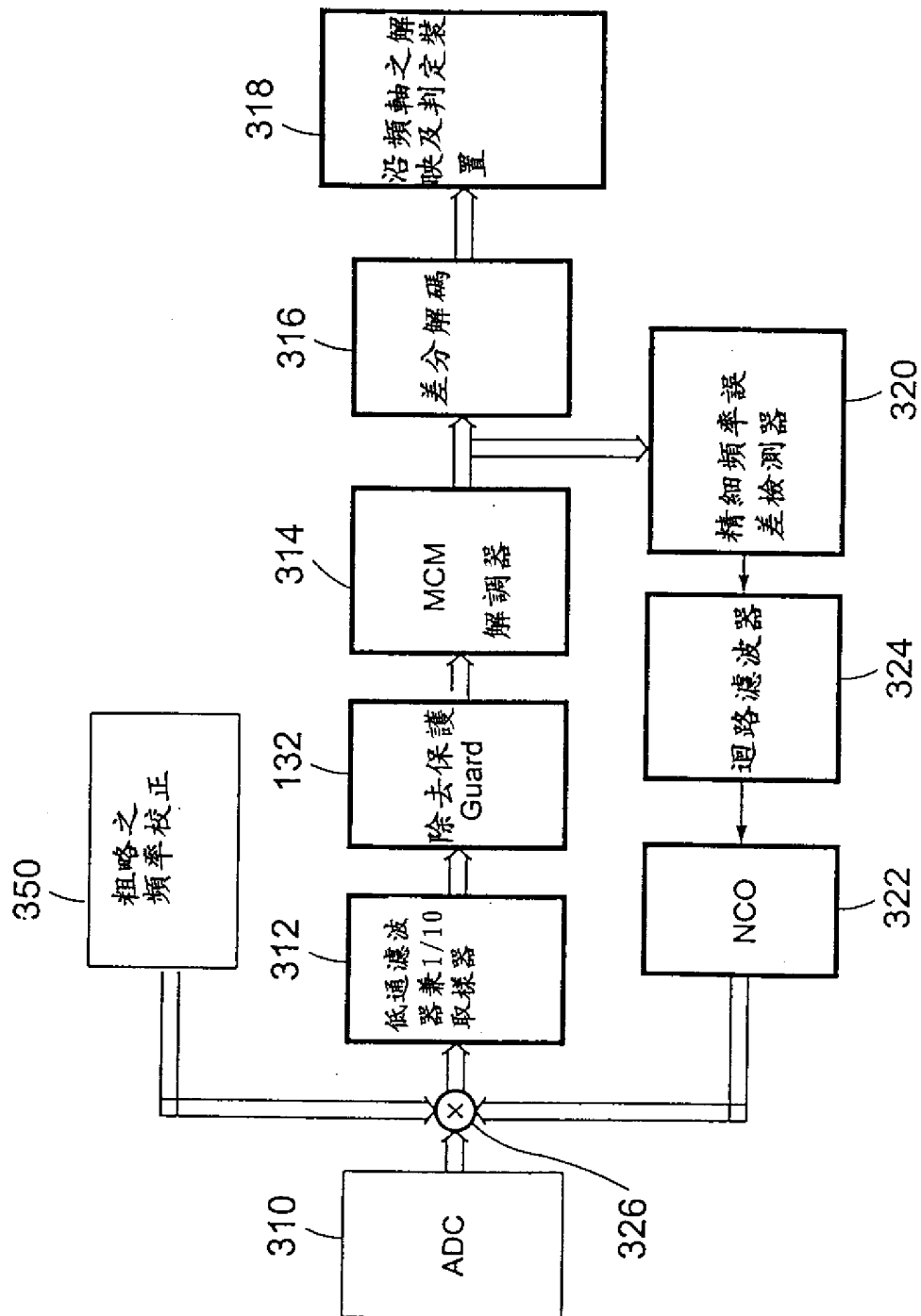


圖 8

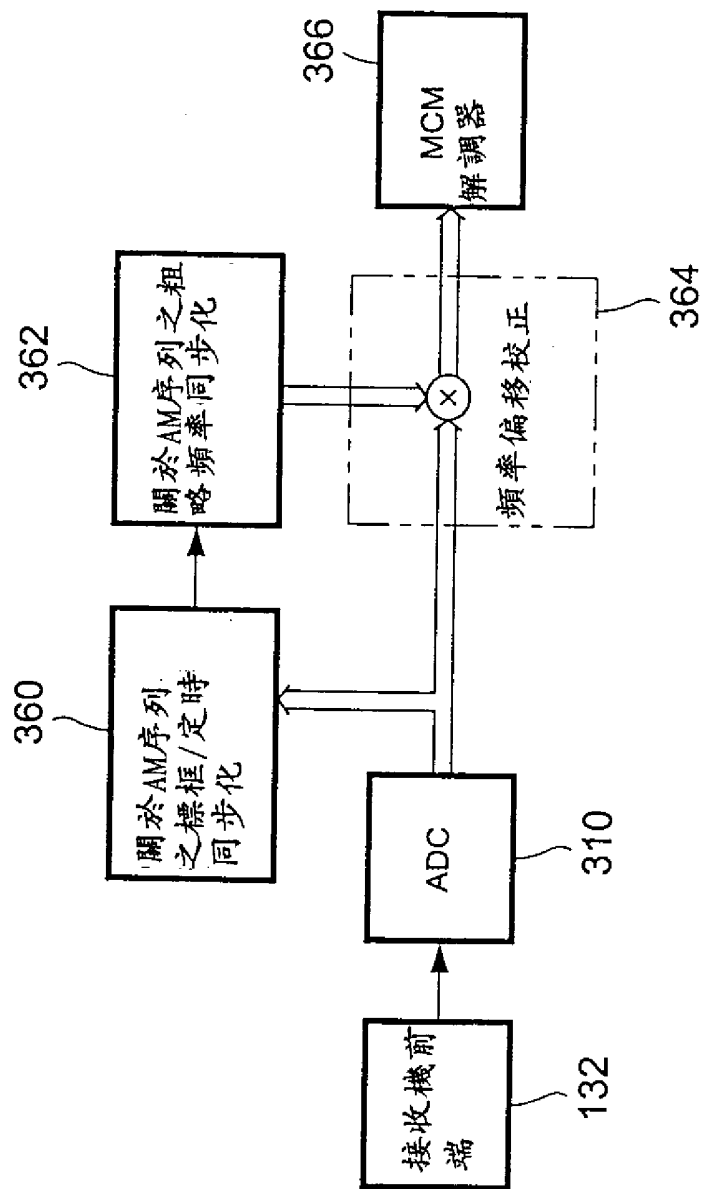


圖 9

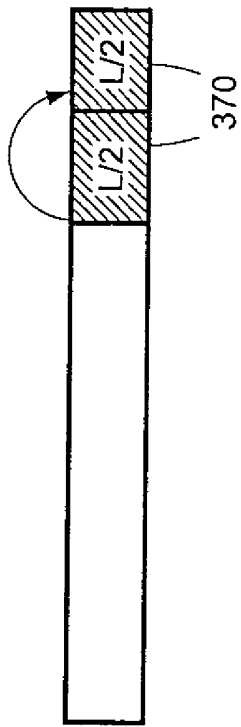


圖 10

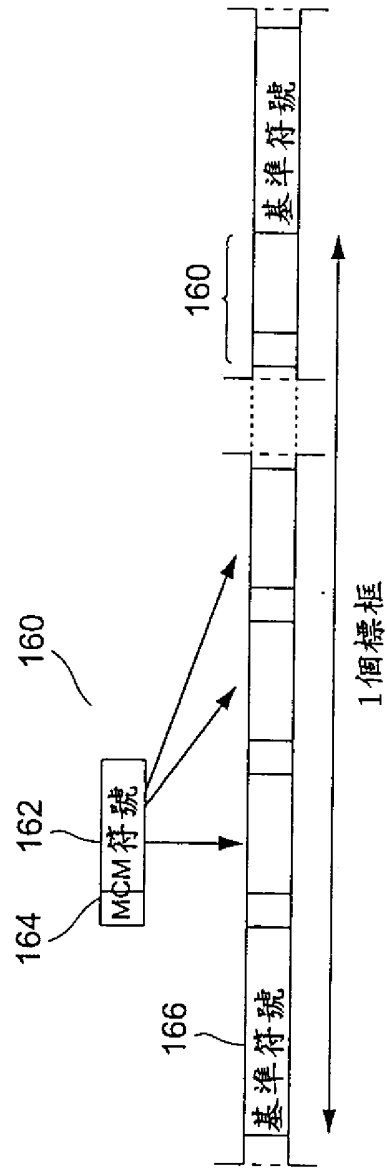


圖 11

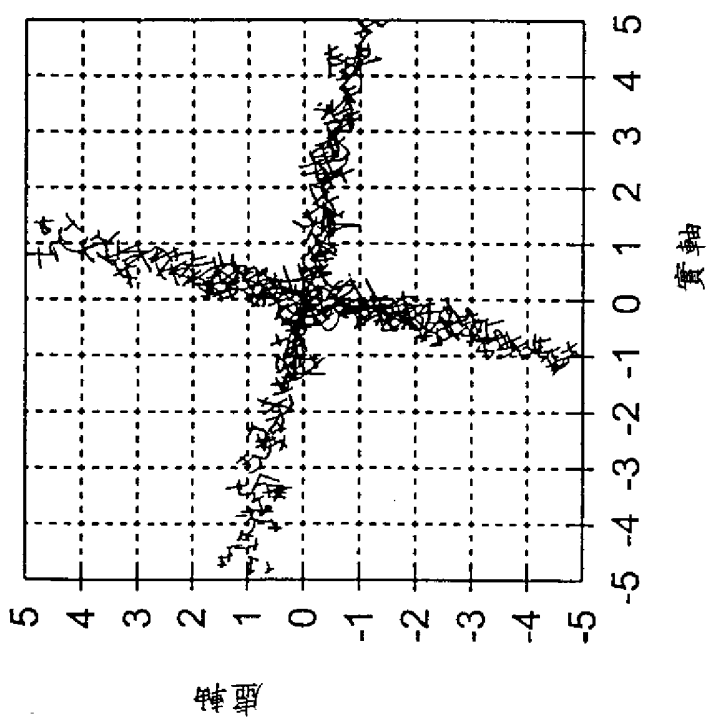
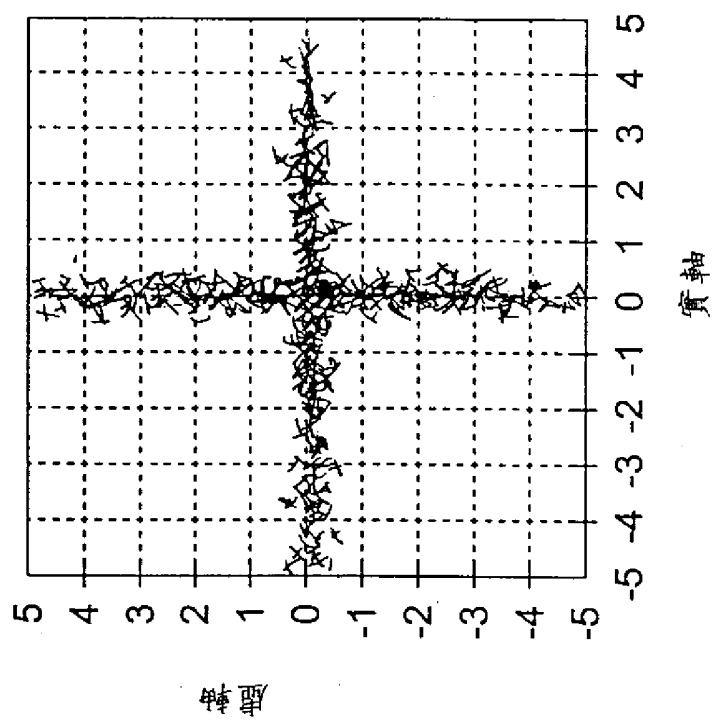


圖 12

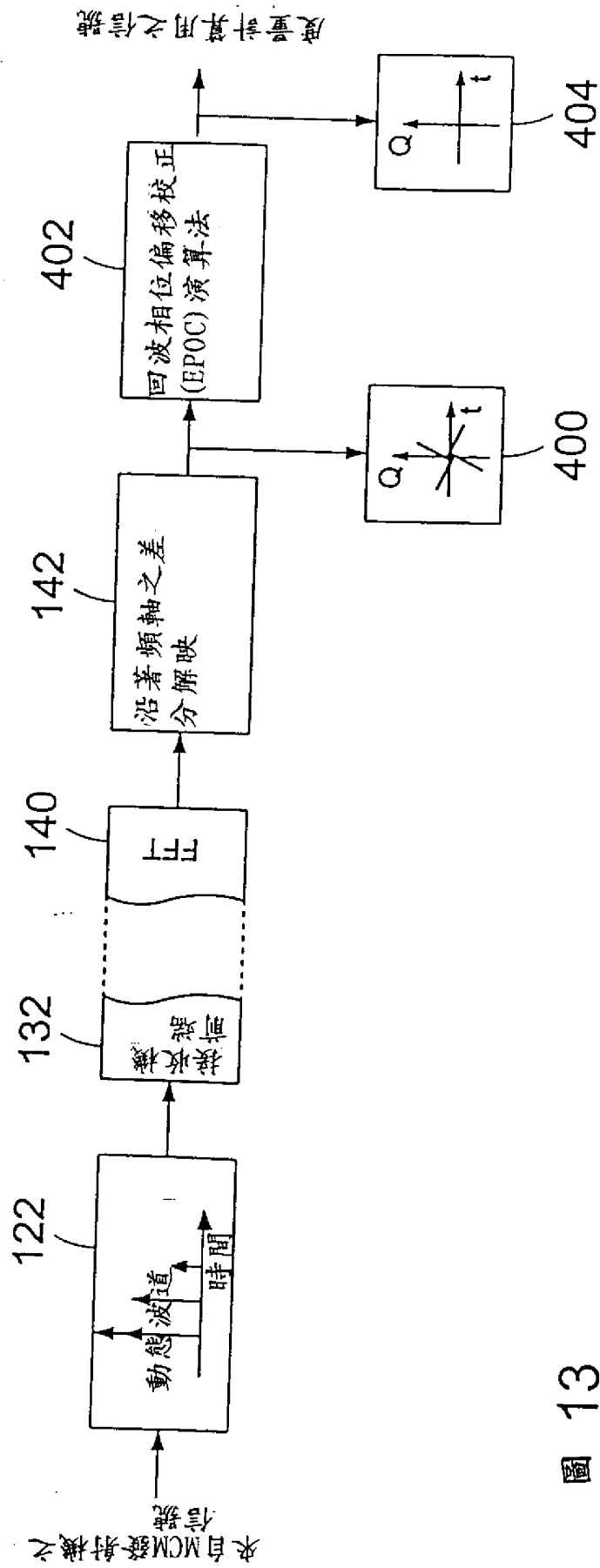


圖 13

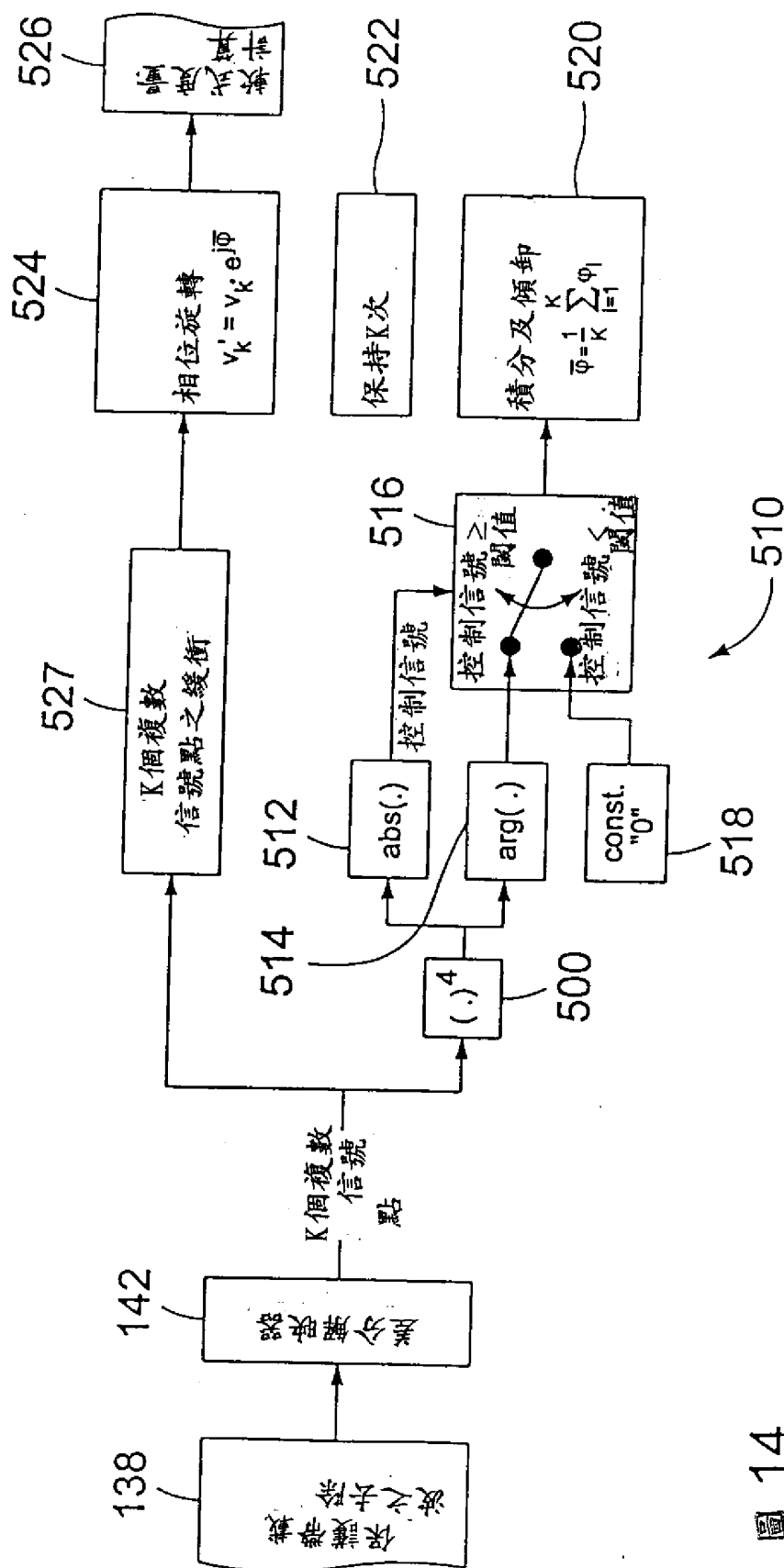


圖 14

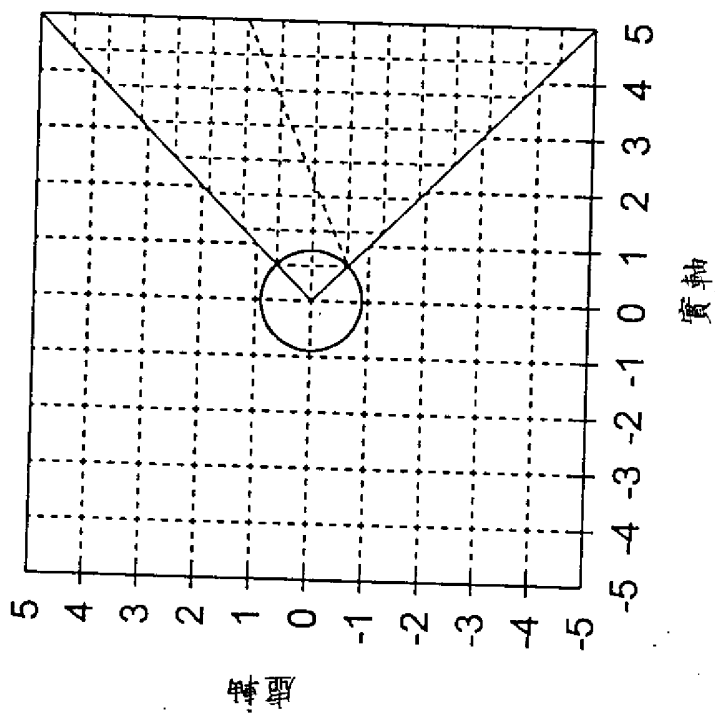
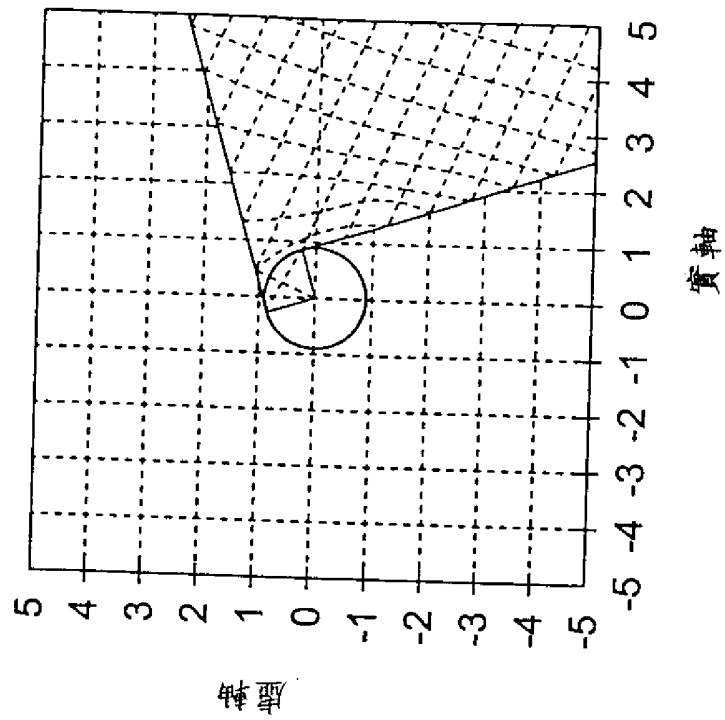


圖 15

# 公告本

89年7月1日修正  
補充

|      |            |
|------|------------|
| 申請日期 | 87-8-5     |
| 案 號  | 87112880   |
| 類 別  | H04L 27/06 |

89. 7. - 1

A4  
C4

修正本

421947

(以上各欄由本局填註)

## 發明專利說明書

煩請委員明示  
修正本有無變更實質內容是否准予修正。  
89年7月1日所提之

|            |               |                                                                                                                                                                                        |
|------------|---------------|----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| 一、發明<br>名稱 | 中 文           | 在多載波解調系統中施行精細頻率同步化以補償載波頻率對振盪器頻率之偏差之方法及裝置                                                                                                                                               |
|            | 英 文           | Method and apparatus of performing a fine frequency synchronization compensating for a carrier frequency deviation from an oscillator frequency in a multi-carrier demodulation system |
| 二、發明<br>人  | 姓 名           | (1)恩斯特·埃伯萊因 (4)艾伯特·休伯格<br>(2)薩巴·貝德里 (5)海因茨·格豪瑟<br>(3)斯蒂芬·巴克霍爾茲 (6)斯蒂芬·利普                                                                                                               |
|            | 國 籍           | (1)(3)(4)(5)(6)德 國<br>(2)馬來西亞                                                                                                                                                          |
|            | 住、居所          | (1)德國格羅班西巴克市沃爾德街28b號<br>(2)德國埃蘭根市西博爾登街8號<br>(3)德國埃蘭根市斯平納街20號<br>(4)德國埃蘭根市豪薩格路18號<br>(5)德國溫申費爾德市索杰多爾夫街17號<br>(6)德國埃蘭根市斯坦路9a號                                                            |
| 三、申請人      | 姓 名<br>(名稱)   | 法何運輸應用研究註冊公司<br>(Fraunhofer-Gesellschaft zur Förderung der angewandten Forschung e.V.)                                                                                                 |
|            | 國 籍           | 德 國                                                                                                                                                                                    |
|            | 住、居所<br>(事務所) | 德國慕尼黑市里諾得街54號                                                                                                                                                                          |
|            | 代 表 人 姓 名     | 漢莫特·舒伯特                                                                                                                                                                                |

裝

訂

線

經濟部中央標準局員工消費合作社印製