

# 發明專利說明書

(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：90118127

※ 申請日期：90.11.10

※IPC 分類：H04B 1/709, H04B 1/38

## 一、發明名稱：(中文/英文)

使用基頻帶載波注入之蜂巢式通訊系統及相關方法

CELLULAR COMMUNICATIONS SYSTEM USING BASEBAND  
CARRIER INJECTION AND RELATED METHODS

## 二、申請人：(共 1 人)

姓名或名稱：(中文/英文)

美商賀利實公司  
HARRIS CORPORATION

代表人：(中文/英文)

史考特 T 米昆  
MIKUEN, SCOTT T.

住居所或營業所地址：(中文/英文)

美國佛羅里達州美爾鉢市西那沙路1025號  
1025 WEST NASA BOULEVARD, MELBOURNE, FL 32919, U. S. A.

國 籍：(中文/英文)

美國 U.S.A.

## 三、發明人：(共 1 人)

姓 名：(中文/英文)

凱斯 安德瑞 歐德斯  
OLDS, KEITH ANDREW

國 籍：(中文/英文)

美國 U.S.A.

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. 美國；2004年05月10日；10/842,742

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。

## 九、發明說明：

### 【發明所屬之技術領域】

本發明係關於使用基頻帶載波注入之蜂巢式通訊系統及相關方法。

### 【先前技術】

蜂巢式通訊系統之流行性連續增長，且已成為個人及商務通訊之一體部分。行動電話允許使用者在其所前往之大多數地方均可撥打或接收語音通話。此外，隨行動電話技術之提高，行動通訊裝置之功能亦有所提高。舉例而言，諸多行動通訊裝置現引入諸如日曆、通訊錄、工作清單等個人數位助理(PDA)特性。此外，此等多功能裝置亦可允許使用者經由一蜂巢式網路來無線存取電子郵件訊息及網際網路。

已為蜂巢式通訊系統而開發多種蜂巢式通訊標準。較為著名之標準之一為用於數位蜂巢式系統之全球行動通訊系統(GSM)。為更易於容納諸如電子郵件、網際網路、視訊等新服務，GSM蜂巢式系統逐漸向第三代(3G)技術靠近。整合封包無線電服務(General Packet Radio Service, GPRS)為向3G靠近過程中之重要進步。GPRS允許用於終端使用者之蜂巢式行動通訊裝置的永久資料連接及免費資訊流。GPRS亦支持更先進之帳務處理及收費系統。意即，其允許基於使用者將存取之服務而收費，而並非僅基於連接之持續時間而收費。

在向3G技術靠近過程中之另一進步為全球演進式資料速

率增強技術(Enhanced Data Rates for Global Evolution, EDGE)。EDGE將允許高達384 kbit/s之資料速度，使得GPRS之優點可經由快速連接建立及較傳統GSM技術高之頻寬而得以充分利用。

在向GPRS及EDGE之演進的一潛在困難為某些GSM系統可能尚未經建立以提供此等服務所需之低位元錯誤率(BER)性能。達成低BER之高資料傳輸率有時需要大規模添加基地台，其將導致蜂巢式服務業者之巨大成本。

此外，蜂巢式通訊時常發生在遭遇嚴重衰落(意即，瑞利(Rayleigh)衰落)之環境中，其易於導致叢發位元錯誤(burst bit error)。諸多當前之GSM/GPRS建構係為語音服務而設計，其在衰落及叢發位元錯誤方面較其它服務容錯率高。意即，資料服務大體上需要改良之錯誤性能，其可導致較低之資料傳輸率及/或增加之重傳輸量。結果，吞吐量減少，其導致蜂巢式服務業者之較高成本。

在Carvers之名稱為"An analysis of Pilot Symbol Assisted Modulation for Rayleigh Fading Channels", IEEE Transaction on Vehicular Technology, 第40卷，第4號，1991年11月中大體上討論了一種處理瑞利衰落之影響的方法。Carvers討論了使用導頻符號協助調變(pilot symbol assisted modulation, PSAM)以減輕行動通訊應用中快速衰落之影響。對於PSAM，傳輸器定期插入已知符號，接收器自該等符號衍生其振幅及相位參考。雖然PSAM降低有效位元率且在接收器處引入延遲(需要額外緩衝空間)，但是Carvers提

及：其亦有效抑制誤差底限(error floor)且啓用多層調變，而無需改變所傳輸之脈衝形狀(pulse shape)或峰值相對平均功率比(peak-to-average power ratio)。

儘管具有此等先前技術之方法，在以現有GSM或其它蜂巢式系統建構新服務及功能時，亦期望有進一步之改良。

### 【發明內容】

鑒於上述背景，因此本發明之一目的為提供蜂巢式通訊系統中經改良之錯誤性能訊號特徵追蹤及相關方法。本發明之另一目的為保持與現有蜂巢式標準基地台及行動通訊設備之相容性及共用性。

根據本發明之此等及其它目的、特徵及優點由一蜂巢式通訊系統提供，該蜂巢式通訊系統可包括至少一蜂巢式基地台及用於與其通訊之複數個蜂巢式行動通訊裝置。更特定言之，該至少一蜂巢式基地台及該等蜂巢式行動通訊裝置之可各包括一用於產生資訊訊號之編碼器。亦可包括一調變器，其用於基於資訊訊號、一具有與其相關之頻率及相位的載波訊號及至少一載波相位參考符號而產生經調變之波形。調變器可包括一偏移電路以使得該經調變之波形包括一載波頻率指示項。此外，亦可包括一傳輸器以用於傳輸該經調變之波形。

以實例說明之，該偏移電路可加偏差於該資訊訊號，且該載波頻率指示項可基於該資訊訊號之該偏差。載波頻率指示項可為一預定量之未經調變的載波能量(意即，載波"洩漏")。更具體言之，資訊訊號可為一二進位數位資訊訊

號，且偏移電路可藉由改變該二進位數位資訊訊號之值(意即，將1改變為0，或相反)來加偏差於該二進位數位資訊訊號。意即，偏移電路較佳創建二進位資訊序列中1與0之間的不平衡以用於加偏差於該資訊訊號資訊訊號，從而創建所傳輸之訊號中之載波洩漏，其向一接收器提供載波頻率指示項。

此外，偏移電路可基於二進位數位資訊訊號中第一邏輯值對第二邏輯值之比率來改變該二進位數位資訊訊號之值。舉例而言，偏移電路可判定資訊序列所具有之邏輯0是否多於邏輯1(或相反)，或邏輯1與邏輯0是否大體上平衡。若1與0大體上平衡，則偏移電路使用1覆寫0(或相反)，使得1與0之比率不再為一比一。

相反，在用於蜂巢式系統之常見先前技術調變器中，資訊中之邏輯1與邏輯0之比率為經謹慎平衡的(意即，一比一之比率)，使得載波受到抑制。在該等先前技術之調變器中，載波洩漏被認為不利於系統操作。然而，根據本發明，在不違反適用之蜂巢式標準之前提下，藉由以偏移電路強加之"不平衡"來故意誘發載波洩漏，以將少量未經調變之載波能量注入經調變之波形中作為載波頻率指示項。此有利地允許接收器更易於(例如)恢復在低訊雜比處之載波頻率，或藉由使用較不複雜之電路來恢復載波頻率。

偏移電路亦可將資訊訊號分離為同相(in-phase)(I)及正交(quadrature)(Q)分量。如此，該偏移電路加偏差於該資訊訊號之一種替代方法為以一直流電(DC)偏移來加偏差於該

I分量與Q分量之一者或全部。

該等蜂巢式行動通訊裝置及該至少一基地台之可各進一步包括一用於接收經調變之波形的前端，及一載波重構器(reconstructor)，後者用於基於該至少一相位參考符號來判定與所接收之經調變波形相關之載波訊號的相位，及用於基於載波頻率指示項來判定載波訊號之頻率。亦可包括一用於基於所判定之載波訊號的相位及頻率來解調變資訊訊號的解調變器，以及一用於解碼經解調變之資訊訊號的解碼器。

此外，該至少一相位參考符號可為複數個。如此，載波重構器可包括一用於使複數個相位參考符號相互關聯之相位符號關聯器。以實例說明之，該經調變之波形可包括訓練符號部分，且偏移電路可在訓練符號部分插入該至少一相位參考符號。同樣，該經調變之波形可包括一或多個保護頻帶部分(guard band)及/或資料符號部分，且偏移電路可在該保護頻帶及/或資料符號部分中插入該至少一相位參考符號。偏移電路可類似地改變訓練符號部分、保護頻帶部分及/或資料符號部分中二進位數位資訊訊號的值，從而提供如上提及之載波頻率指示項。

舉例而言，該調變器可為一高斯濾波最小頻移鍵控(Gaussian-filtered minimum shift keying, GMSK)調變器。同樣，該至少一蜂巢式基地台及該等蜂巢式行動通訊裝置均可根據全球行動通訊系統(GSM)標準、整合封包無線電服務(GPRS)標準及全球演進式資料速率增強技術(EDGE)標

準中之一或多個而運行。此外，該編碼器可為一(例如)前向錯誤校正(FEC)編碼器。

本發明之一方法態樣係用於在蜂巢式行動通訊裝置與蜂巢式基地台之間進行通訊。該方法可包括產生一資訊訊號，及基於該資訊訊號、一具有與其相關之頻率及相位的載波訊號及至少一載波相位參考符號而產生一經調變之波形。經調變之波形可藉由使用調變器而產生，其包括一偏移電路以使得該經調變之波形包括一載波頻率指示項。該方法進一步包括傳輸該經調變之波形。

本發明之另一方法態樣係用於在蜂巢式行動通訊裝置與蜂巢式基地台之間進行通訊。該方法可包括接收基於資訊訊號、一具有與其相關之頻率及相位之載波訊號、及至少一載波相位參考符號而產生之該經調變之波形，其中該經調變之波形具有與其相關之載波頻率指示項。該方法可進一步包括基於該至少一相位參考符號來判定載波訊號之相位，基於載波頻率指示項來判定載波訊號之頻率，及基於所判定之載波訊號的相位及頻率來解調變該資訊訊號。

### 【實施方式】

現將參照隨附圖式在下文更充分地描述本發明，在該等圖式中展示本發明之較佳實施例。然而，本發明亦可以許多不同形式實施，且不應將其理解為侷限於本文所陳述之實施例。事實上，此等實施例係為使得本揭示案全面及完整，且將向彼等熟習此項技術者充分傳達本發明之範疇而提供。全文中相同數字指示相同元件，且使用撇號及多個

符號來指示替代實施例中之相似元件。

首先參看圖1至圖6，根據本發明之蜂巢式通訊系統20例示性地包括一或多個蜂巢式基地台21及用於與其通訊之複數個行動蜂巢式通訊裝置22a-22n。更特定言之，該蜂巢式基地台21及該等蜂巢式行動通訊裝置22之各包括各自之傳輸及接收電路，其允許蜂巢式行動裝置將蜂巢式通訊訊號發送至蜂巢式基地台或自其接收該訊號，及相反。以實例說明之，如彼等熟習此項技術者將瞭解，行動無線通訊裝置22可為行動電話或提供除蜂巢式語音功能之外之個人數位助理(PDA)特性(例如，日曆，聯繫人等)及電子郵件(email)、網際網路、影像及其它特性的多功能裝置。

如上所提及，行動電話通道趨於易受瑞利衰落影響。瑞利衰落導致訊號振幅及相位之快速波動。結果，在此種衰落普遍存在之環境中通常避免同調(coherent)調變技術，而使用微分調變。然而，不能使用同調調變技術降低了可達到之性能，即使當在通訊鏈路中使用諸如turbo碼(turbo code)之相當強大的前向錯誤校正(FEC)技術時。

如彼等熟習此項技術者將瞭解，在蜂巢式應用中，衰落通常由多路徑傳輸及堵塞(blockage)導致。當然，衰落並非蜂巢式通訊所獨有，其在諸如基於衛星之通訊之其它應用中亦難以解決。在Cobb等人之美國專利第6,606,357號中揭示了用於處理衛星通訊中由衰落導致之問題的一種特別有利之方法，此專利讓渡於本申請之受讓人，且其以引用的方式併入本文。大體而言，Cobb等人揭示了一種基於載波

注入波形的調變方法，其可用以促進接收器處之載波的偵測及恢復。

本發明將上文提及之Cobb等人的調變方法的益處延伸至蜂巢式通訊系統。特定言之，本發明特別適合於GSM/GPRS/EDGE應用。意即，本發明可用於提高現有GSM系統之性能，使得GPRS及/或EDGE服務在無需顯著網絡改變之情況下更易於得以建構。因此，雖然本發明亦可與其它蜂巢式標準或系統一起使用，但是為便於解釋，其在本文中將參照此種建構而進行描述。

如從下述說明中將進一步瞭解，本發明可允許蜂巢式服務業者更易於建構GPRS及/或EDGE服務。因此，服務業者能夠有利地延遲3G之推出，其將可能需要顯著替代基地台之基礎結構，以及獲取新通訊許可，兩者之成本皆極其昂貴。

基地台21及蜂巢式行動通訊裝置22之各包括各自之傳輸及接收電路，其允許基地台與蜂巢式通訊裝置(及相反)通訊。傳輸電路展示於蜂巢式行動通訊裝置22a中，且接收電路展示於基地台21中，從而說明前者至後者之傳輸。然而，為說明之清楚性起見，未展示蜂巢式行動通訊裝置22及基地台21之每一者的各自之傳輸及接收電路。

更特定言之，舉例而言，傳輸電路例示性地包括一用於自諸如語音及/或資料(例如，本文、影像等)訊號產生一資訊訊號的編碼器23。以實例說明之，編碼器23可執行FEC編碼，其後進行交錯操作以產生資訊訊號。雖然典型GSM

系統可不支持諸如turbo碼之增強的FEC機制，但是其可根據本發明而用於(例如)EDGE建構，此在下文將進一步討論。

在GSM之建構的情況下，一標準傳輸叢發將包括兩個保護頻帶部分(GB)，分別位於叢發開始及結束處，每一該等部分包括三個保護頻帶符號31(圖4)。此外，在叢發之中間處包括一訓練符號部分，其具有26個訓練符號32，且緊靠訓練符號之前及緊隨其後為一發訊符號33。此外，標準GSM叢發亦包括兩個資訊或資料符號部分，每一該等部分包括57個資料符號34。如圖所示，一資料符號部分位於訓練符號部分之前，而另一資料符號部分位於其後。應注意，在圖4-6中，於保護頻帶部分、資料符號部分、及訓練/發訊符號部分之間之空格係僅為說明之清晰性而展示。在實際傳輸中，在不同符號部分之間通常不存在傳輸延遲。

傳輸電路亦例示性地包括調變器25，其用於基於來自編碼器23之資訊訊號、一載波訊號及一或多個相位參考符號而產生經調變之波形，此在下文將進一步討論。根據本發明，調變器25例示性地包括一偏移電路24，以使得經調變之波形包括一載波頻率指示項，此在下文將進一步描述。

在圖2中為GSM實施例說明之例示性實施例中，調變器25為一高斯濾波最小頻移鍵控(GMSK)調變器。然而，彼等熟習此項技術者將瞭解其它調變器可根據本發明用於其它蜂巢式標準，例如在EDGE情況下之8PSK調變器。GPSK調變器25例示性地包括處於偏移電路24下游的高斯相位整形濾

波器(Gaussian phase shaping filter)29，其計算偏移電路之輸出的積分並向其應用高斯頻率脈衝整形(Gaussian frequency pulse shaping)。

餘弦(COS)及正弦(SIN)函數區塊90、91處於高斯相位整形濾波器29下游，且分別產生經濾波之資訊訊號的同相(I)及正交(Q)分量 $d_I$ 及 $d_Q$ 。來自餘弦及正弦函數區塊90、91之I及Q輸出分別由混合器26、27同載波訊號組合，其輸出由加法器28加以求和並被提供至傳輸器40，傳輸器40與一相關天線41合作以將經調變之波形發送至接收電路。

大體而言，偏移電路24藉由在資訊序列中創建邏輯1對邏輯0之比率的不平衡來加偏差於該資訊訊號。該不平衡致使一預定量之載波能量"注入"譜波形(spectral waveform)中，其表現為所期望之載波頻率處的尖峰。換言之，載波頻率指示項為一預定量之未經調變的載波能量(意即，載波"洩漏")，其故意地由偏移電路24注入經調變之波形中。因此，由不平衡導致之所注入的頻率促進接收器處載波之偵測及恢復，而無需先前技術設備中典型的，位於接收器之載波恢復路徑中的，基於非線性的載波再生電路。如此，接收電路能偵測並恢復低水平訊雜比處之載波。

如上提及，由FEC編碼器23產生之資訊訊號為二進位數位資訊訊號。偏移電路24改變資訊訊號之值(意即，自邏輯1至邏輯0，或相反)以創建不平衡。意即，偏移電路24判定資訊序列具有之邏輯1是否多於邏輯0(或相反)，或邏輯1與邏輯0之數量是否大體平衡。若大體平衡，則偏移電路24使

用1覆寫0(或相反)，使得1與0之比率不再為一比一。

大體而言，邏輯1與邏輯0之比率的不平衡愈大，將注入經調變波形中之未經調變之載波能量的數量就愈大。當然，1與0之比率將改變之量將基於給定應用而有所不同。舉例而言，覆寫1與0將向資訊訊號中引入錯誤。能容忍之錯誤的數量將視所使用之錯誤校正的類型而定。此外，過多改變比例可導致不可接受量之訊號損失，以及違反適用之蜂巢式標準。

因此，較佳該不平衡盡可能微小，以在接收端提供適合之偵測。對於GSM波形，邏輯1對邏輯0之比率可僅需要數個位元之不平衡(或更少)，以提供可適當偵測之載波參考指示。相反，在用於蜂巢式系統之常見先前技術調變器中，資訊訊號中之邏輯1與0之比率為經謹慎平衡的(意即，一比一之比率)，使得載波受到抑制。

如熟習此項技術者將瞭解，偏移電路24亦可將經調變之波形格式化為適合給定實施例中正使用之特定類型之傳輸的複數個符號。舉例而言，偏移電路24可插入根據一既定蜂巢式標準(例如，GSM)之訓練符號部分或序列。結果為一包括經偏差之資訊訊號，以及任何適用之參考符號及/或訓練符號的輸入序列訊號，其根據用於一特定蜂巢式系統應用之標準而格式化。

此外，偏移電路亦較佳基於載波訊號之相位而在經調變之波形中插入一或多個相位參考符號35(為容易參考起見，在圖4至圖6中展示為實心框)。意即，相位參考符號向

接收電路指示載波訊號之原始相位，使得由於傳輸過程中之衰落而發生之相位中的差距能得以校正，此在下文將進一步討論。

在圖4說明之實例中，相位符號35包括在波形之訓練符號部分中。因為訓練符號係預定義的，所以接收電路將具有對應所接收之相位參考符號35之相位的先驗知識。然而，在其他實施例中相位參考符號35可位於別處。舉例而言，相位參考符號35'可位於保護頻帶部分中(圖5)。此外，如圖6所示，相位參考符號35"可位於資料符號部分中。

有利地分佈相位參考符號提供增強之相位追蹤(phase tracking)。再一次地，雖然其在波形內所傳輸之資訊中引入一故意之錯誤，但是其亦可提供增強之相位追蹤，且因為FEC，一定量之錯誤係可容忍的。在其它實施例中，相位參考符號35可位於一個以上之上述提及的符號部分中。

應注意，如彼等熟習此項技術者將瞭解，相位參考符號35較佳處於服從正使用之特定蜂巢式標準的形態中，且因此能由為彼標準設計之典型蜂巢式接收器讀取。此外，如彼等熟習此項技術者亦將瞭解，複數個相位參考符號35可一個接一個地連續安置，且亦可使用多種相位參考符號之間隔法(包括非對稱間隔法)。

偏移電路24可覆寫邏輯1或0，以與剛才針對相位參考符號而描述相同之方式提供載波頻率指示項。意即，在一實施例中，偏移電路24在資料符號部分中(而非訓練符號部分中)隨機選定或預定之位置處覆寫一或多個位元，以創建所

期望之1與0之比率。在另一實施例中，偏移電路24覆寫訓練符號部分中之一或多個位元。在另一實施例中，偏移電路24可覆寫保護頻帶部分中之符號，而不覆寫資料或訓練位元，以使1與0之數量不平衡。當然，可在各GSM波形部分中之一個以上覆寫符號。

現參看圖9，描述用於提供載波頻率指示項的另一實施例。在此實施例中，如上文所論述，偏移電路24'包括用於將相位參考符號35加至資訊訊號之加法器95'。然而，I及Q分量之產生係 $d_I$ 及 $d_Q$ 係由偏移電路24'中之解多工器(DEMUX)96'來完成，而非使用餘弦及正弦函數區塊90、91。

此外，偏移電路24'包括用於加偏差於分量 $d_I$ 、 $d_Q$ 中之一者(或兩者)，從而使得表示資料"1"之振幅偏移的絕對值不同於表示資料"0"之振幅偏移的絕對值的DC偏移電路97'，而非如以上所討論之使邏輯1對0之比率不平衡。在所說明之實施例中，使 $d_I$ 分量偏差一常數DC值 $k$ 。如彼等熟習此項技術者將瞭解，此做法類似地將未經調變之載波能量(意即，洩漏)引入經調變之波形中，從而提供載波頻率指示項。應注意，DC偏移 $k$ 可呈多種形態，意即，此可藉由使用經限流的(chopped)DC偏移等來完成。關於建構不平衡以經由載波洩漏導致載波注入的進一步的細節及其優點可在上文所提及之Cobb等人的專利中發現。

提供載波頻率指示項之另一相關方法係將DC偏移電路97'安置於餘弦處理器90與混合器26之間(及/或在正弦處理器91與混合器27之間)，而非如圖2中所說明，使用餘弦及

正弦函數區塊 90、91 將資訊訊號分為 I 及 Q 分量。如彼等熟習此項技術者所瞭解的，來自每一情況之最終結果將為如以上描述之其他方法一般，將未經調變之載波能量注入經調變之波形中，從而提供載波頻率指示項。當然，除本文所描述之彼等以外的其它合適之偏移電路 24 配置亦可用於提供載波頻率指示項。

現開始討論接收電路，基地台 21 亦包括一或多個天線 42 (例示性地展示為天線塔) 及一用於接收經調變之波形的前端 43。更特定言之，如彼等熟習此項技術者將瞭解，儘管前端 43 例示性地包括 (圖 3) 一用於過濾所接收之波形的匹配濾波器 44，但是亦可使用其他合適之濾波器。

前端 43 亦例示性地包括一位於 RRC 濾波器 44 下游，用於獲取所接收之訊號並將所獲物傳輸至剩餘組件之初始獲取區塊 (initial acquisition block) 45。一亦處於 RRC 濾波器下游之位元/訊框定時區塊 (bit/frame timing block) 46 係用於基於所接收之訊號產生一系統定時訊號。一相位轉動抵消器 (phase de-rotator) 47 接收來自位元/訊框定時區塊 46 之系統定時訊號，且相位轉動抵消器之輸出連同 RRC 濾波器 44 之輸出一起作為混合器 48 之輸入而提供。混合器 48 之輸出由解多工器 49 基於系統定時訊號而解多工。

解多工器 49 之輸出分別連接至一載波重構器 50 及一解調變器 51。載波重構器 50 在不依賴先前技術接收器中通常為必須之非線性操作 (諸如將訊號 (連同雜訊) 提高至一功率) 的情況下，得出載波之局部估計。在此情形下，載波重構

器 50 利用由傳輸電路注入之載波頻率指示項及相位參考符號，從而使用線性操作來重構載波。此具有避免非線性操作之雜訊增強的影響的優點，且允許接收器重構位於較需要非線性操作而可能者低的訊雜比處的載波。參考上述提及之 Cobb 等人之專利而獲取此影響之進一步細節。

更特定言之，載波重構器 50 例示性地包括連接至解多工器 49 之第一輸出的相位符號關聯器 52，及處於該相位符號關聯器下游的相位/頻率估計器 53。相位符號關聯器 52 執行所接收之相位參考符號 35 連同雜訊與區域相位符號相乘的複數乘法。該乘法產生包括雜訊之複數乘積  $r(t)$ ，其相位  $\varphi$  可被量測為：

$$\varphi = \tan^{-1} \left[ \frac{\text{Im}(r)}{\text{Re}(r)} \right]$$

其中應考慮象限。如彼等熟習此項技術者將瞭解，在高偏移頻率處，亦可能需要考慮相位"返轉(wrapping)"。

如彼等熟習此項技術者將瞭解，根據相位符號關聯器 52 之輸出及存在於所接收波形之 I 及 Q 分量中之載波頻率指示項(意即，未經調變之載波能量的預定量)，相位/頻率估計器 53 判定(意即，估計)載波訊號之原始相位及頻率。以實例說明之，如上述提及之 Cobb 等人之專利中所進一步論述，相位/頻率估計器 53 可包括一鎖相迴路。

可使用多種方法以基於相位參考符號 35 而估計相位。一種方法為使用平均估計(mean estimation)，意即，測量存在於一給定 GSM 叢發中之相位參考符號 35 的平均相位。大體而言，如彼等熟習此項技術者將瞭解，此可藉由分別求相

關聯之相位參考符號 35 之實數部分及虛數部分的和，並反轉虛數和之符號來達成。

另一方法為使用端對端方法，其中經由一線來表示相位，其中第一及最後一參考符號界定該線之端點。更特定言之，藉由使用該方法，取樣每一訊框中之第一及最後一相位參考符號並求每一相位參考符號之實數及虛數部分的和，且判定所得和的相位。計算該訊框上相位之改變並將其轉變為每一符號之相位中之改變。基於初始相位及每一符號之相位改變來計算每一符號之相位。如彼等熟習此項技術者將瞭解，每一符號之各自相位的相反數及其實數部分為解調變該符號提供載波參考。

同樣，相位可由傾斜度適合最小均方錯誤之線來表示。為實行之，取樣叢發中之所有相位參考符號 35，及判定每一符號之相位。使用最小均方演算法，得到通過此等點之最佳擬合線 (best fitting straight line) 的偏移及傾斜度。使用該線之方程式，為每一符號計算相位估計。再一次地，每一符號之相位的相反數及其實數相對物為解碼該符號提供載波參考。

如彼等熟習此項技術者將瞭解，亦可使用其它適合之相位估計方法。如彼等熟習此項技術者將瞭解，應使用之特定方法將根據諸如對於一給定實施例而言，叢發中之相位參考符號 35 的數量及置放、能容忍之位元錯誤率 (BER) 的量、需要之相位精度等因素而定。

解調變器 51 (例如，GMSK 解調變器) 基於由相位/頻率估

計器 53 判定之載波訊號的相位及頻率，來解調變資訊訊號之 I 及 Q 分量，以創建所接收波形之資料部分中之位元的 "軟決策 (soft decision)" 估計。彼等熟習此項技術者將瞭解，軟決策包括一資料位元的初步估計，其與該位元決策之置信度量測耦合。此外，如彼等熟習此項技術者亦將瞭解，解調變器 51 可包括一均衡器 (未圖示) 以補償無線通道之影響。彼等熟習此項技術者亦將瞭解，此實施例中 GMSK 調變器之使用係由意欲使接收器運作於其中之蜂巢式系統的波形標準 (此情形中為 GPS 及 GPRS) 來判定，且解調變器 51 對於適用之蜂巢式系統標準中提供之其它調變格式 (例如，QPSK、8PSK、QAM) 可採取其它形式。

如彼等熟習此項技術者將瞭解，解碼器 54 (例如，FEC 解碼器) 處於調變器 51 下游，且基於經解調變之 I 及 Q 分量  $d_I$  及  $d_Q$  而再現該資訊。如彼等熟習此項技術者亦將瞭解，解碼器 54 可執行與錯誤校正解碼連續進行之解交錯操作。

應注意，以上描述之組件可以多種形態建構。舉例而言，如彼等熟習此項技術者將瞭解，在某些實施例中組件可建構為電子電路，而在其它實施例中其可使用處理器 (例如，數位訊號處理器 (DSP)) 及軟體而建構。

參看圖 7 及圖 8，現描述用於在蜂巢式行動通訊裝置 22a 與蜂巢式基地台 21 之間進行通訊之本發明的方法態樣。如先前於上文中論述，在方塊 70 處開始，在方塊 71 處產生資訊訊號，且在方塊 72 處，基於該資訊訊號、一載波訊號及至少一相位參考符號，而產生經調變之波形，使得其包括一

載波頻率指示項。該方法進一步包括在方塊73處將經調變之波形傳輸至蜂巢式基地台，如此結束所說明之方法(方塊74)。

如上文中所論述，在方塊80處開始，蜂巢式行動通訊裝置22或基地台21在方塊81處接收一經調變之波形，基於其中之相位參考符號35來判定載波訊號之相位，且基於載波頻率指示項來判定載波訊號之頻率(方塊82)。此外，基於所判定之載波訊號的相位及頻率來解調變資訊訊號(方塊83)，如此結束所說明之方法(方塊84)。

因此，基於上述描述，吾人將瞭解本發明提供諸多優點。舉例而言，可延伸解調變器51之鎖頻範圍(lock range)從而提供極低訊雜比處經改良之鏈路獲取。此外，本發明允許蜂巢式系統20利用此等低訊雜比處進行錯誤校正之優點。此外，本發明允許諸如EDGE之服務更充分地實現與諸如turbo碼之強大的錯誤校正碼相關的改良編碼增益之優點。最後，其允許波形與既定之蜂巢式標準一致，使得未合併本發明之傳統基地台及行動裝置可以與合併本發明之基地台及行動裝置共同操作。

### 實例

上述內容將參看其實例而被進一步瞭解，該實例現將參看圖10-13而加以描述。此實例係針對一MSK調變配置。此設計尤其適用於使用GMSK調變之GSM/GPRS系統，且在使用GMSK及8PSK之EDGE系統中亦為有益的。此實施例中所描述之調變器具有保持訊號之恆定包絡屬性(constant

envelope property)的額外優點，其為改良之功率效率(power efficiency)提供機會。此在諸如蜂巢式通訊系統中使用之彼等電池操作的行動通訊裝置中尤其重要。

如上述提及，根據本發明，將預定量之未經調變的載波能量加入至標準經調變之波形，從而提供載波頻率指示項。更特定言之，少量載波洩漏(下文中為"載波注入")係經由對基頻帶訊號之處理而創建。此為設計效率以及調整訊號以保持諸如恆定包絡或低頻帶外發射之所期望特徵提供機會。然而，如上提及，若需要，則此亦能在調變過程中完成。

一恆定包絡經相位調變之訊號的一般形態為：

$$x(t) = A \cos(\omega t + \varphi(t)) \quad (1)$$

其中A為常數且 $\varphi(t)$ 為載運資訊之相位調變。隨者載波注入，此訊號修改為：

$$s(t) = A \cos(\omega t + \varphi(t)) + B \cos(\omega t + \theta) \quad (2)$$

然而，此訊號不保持恆定包絡。較佳發現一同時具有載波項及恆定包絡之替代公式。為達成此目的，將方程式(1)如下重寫為帶通形態較為簡便：

$$x(t) = \cos(\varphi(t)) \cos(\omega t) - \sin(\varphi(t)) \sin(\omega t) \quad (3)$$

其中為簡便起見假定 $A=1$ 。此外，方程式(2)能重寫為下述形態：

$$s(t) = [\cos(\varphi(t)) + b] \cos(\omega t) - [\sin(\varphi(t)) + b] \sin(\omega t) \quad (4)$$

在方程式(4)中， $b$ 、 $B$ 及 $\theta$ 可任意選擇。

如先前所提及，方程式(4)不展示一恆定包絡。然而，其

暗示下述基本形態：

$$s(t) = [\cos(\varphi(t)) + f_1(\varphi(t)) + c]\cos(\omega t) - [\sin(\varphi(t)) + f_2(\varphi(t)) + c]\sin(\omega t) \quad (5)$$

在方程式(5)中，選擇補償函數 $f_1(\varphi(t))$ 及 $f_2(\varphi(t))$ 以確保恆定包絡，且偏移常數 $c$ 提供載波注入。彼等熟習此項技術者將瞭解，此等函數及常數存在諸多選擇。然而，因為需要平衡調變之效果，所以下述形態為一合理選擇：

$$s(t) = [\cos(\varphi(t)) + f(\varphi(t))\sin(\varphi(t)) + c]\cos(\omega t) - [\sin(\varphi(t)) - f(\varphi(t))\cos(\varphi(t)) + c]\sin(\omega t) \quad (6)$$

為判定函數 $f(\varphi(t))$ ，如下判定方程式(5)之包絡的平方：

$$|s(t)|^2 = [\cos(\varphi(t)) + f(\varphi(t))\sin(\varphi(t)) + c]^2 + [\sin(\varphi(t)) - f(\varphi(t))\cos(\varphi(t)) + c]^2 = K \quad (7)$$

其中 $K$ 為常數。擴展此表達式並應用二次公式生成下述 $f(\varphi(t))$ 之表達式：

$$f(\varphi(t)) = c[\cos(\varphi(t)) - \sin(\varphi(t))] \pm \{K - 2c^2\sin(\varphi(t)\cos(\varphi(t)) - 2c[\cos(\varphi(t)) - \sin(\varphi(t))] - c^2 - 1\}^{1/2} \quad (8)$$

圖10中展示用於實施上述內容之調變器25"的一實施例。如先前在上文中所描述，具有相位參考符號之資訊訊號輸入至高斯相位整形濾波器29"，接著輸入餘弦及正弦函數區塊90"、91"。餘弦函數區塊90"之輸出( $\cos(\varphi(t))$ )連接至函數產生器100"及混合器(意即，乘法器)101"。同樣，正弦函數區塊91"之輸出( $\sin(\varphi(t))$ )連接至函數產生器100"及另一混合器102"。函數產生器100"亦將常數 $K$ 及載波注入值 $c$ 作為輸入接收，且其根據上述方程式(8)輸出 $f(\varphi(t))$ 。

函數產生器 100" 之輸出連接至混合器 101"、102"，其各自提供輸出  $f(\varphi(t))\cos(\varphi(t))$  及  $f(\varphi(t))\sin(\varphi(t))$ 。混合器 101" 之輸出連接至減法器 103"，其亦將  $\sin(\varphi(t))$  作為第二輸入接收，且因此將  $\sin(\varphi(t)) - f(\varphi(t))\cos(\varphi(t))$  作為其輸出提供。同樣，混合器 102" 之輸出連接至加法器 104"，其亦將  $\cos(\varphi(t))$  作為輸入接收，且因此將  $\cos(\varphi(t)) + f(\varphi(t))\sin(\varphi(t))$  作為其輸出提供。

載波注入值  $c$  經由加法器 105" 及 106" 加至減法器 103" 及加法器 104" 之輸出，以分別提供值  $\sin(\varphi(t)) - f(\varphi(t))\cos(\varphi(t)) + c$  及  $\cos(\varphi(t)) + f(\varphi(t))\sin(\varphi(t)) + c$ 。此等值隨後經由混合器 26"、27"，同由將  $\cos(\omega(t))$  作為輸入接收的載波產生器 107" 產生之各自的載波分量組合，從而提供值  $\cos(\varphi(t)) + f(\varphi(t))\sin(\varphi(t)) + c$  及  $[\sin(\varphi(t)) - f(\varphi(t))\cos(\varphi(t)) + c]\sin(\omega(t))$ 。此等值隨後輸入至減法器 108"，其將如方程式 6 中所陳述之值  $s(t)$  作為經調變之波形提供。

上述方法之效果可在圖 11-13 之曲線圖中發現。更特定言之，圖 11 展示與方程式 (1) 及 (3) 所表示相似之典型先前技術的 QPSK 波形。應注意，之所以為清晰說明之目的起見而為此例示性實例選擇 QPSK 波形，是因為 QPSK 為使用相對簡單之相位調變函數  $\varphi(t)$  之恆定包絡調變。然而，彼等熟習此項技術者將瞭解，此選擇不影響該實例對於其他調變類型的一般可應用性。與其對比，圖 12 說明如方程式 (2) 及 (4) 中加入一偏移(常數)的波形。應注意，在此等圖中  $A = 1$  且  $b$

$= 0.1$ 。在此圖中可發現，偏移 $b$ 之增加導致經調變之訊號失去其恆定包絡屬性。此外，圖13展示對應於方程式(6)且具有在方程式(8)中衍生之函數的波形，其中 $K = 2$ 且 $c = 0.1$ 。可發現恆定包絡藉由消除"直流偏移"而得以恢復。

對經調變之波形之期望的解調變可使用圖3中展示之接收器結構來完成，其中解調變器51建構為習知相關解調變器，其中局部相關參考訊號具有方程式(6)及(8)中定義之形態。在此種解調變器中之載波恢復電路將利用波形中之載波分量及相位參考符號以使其能運作於極低訊雜比處。然而，藉由比較圖11及圖13中之波形可發現，方程式(6)中之額外項對調變器而言將表現為小失真項，其中該調變器係針對作為不包括本發明之先前技術蜂巢式接收器的情況的方程式(1)而設計。因此，當接收器經設計以利用補償函數及偏移常數時，經調變之波形中補償函數及偏移常數之組合添加提供優良性能，而並非為利用此等功能而設計之標準先前技術解調變器仍可解調變資料。

### 【圖式簡單說明】

圖1為一根據本發明之蜂巢式通訊系統的示意方塊圖。

圖2為進一步說明圖1之蜂巢式通訊系統之傳輸電路的示意方塊圖。

圖3為進一步說明圖1之蜂巢式通訊系統之接收電路的示意方塊圖。

圖4至圖6為波形圖，其為圖1之蜂巢式通訊系統之一GSM建構說明包括相位參考符號之波形的符號。

圖 7 至 圖 8 為描述根據本發明之蜂巢式通訊方法的流程圖。

圖 9 為說明圖 1 之偏移電路之一替代實施例的示意方塊圖。

圖 10 為圖 2 之調變器之一替代實施例的示意方塊圖。

圖 11 為說明根據先前技術之 QPSK 波形的曲線圖。

圖 12 為說明根據本發明以提供載波頻率指示項之 QPSK 波形偏移的曲線圖。

圖 13 為說明根據本發明之恆定包絡波形的曲線圖。

#### 【主要元件符號說明】

21	蜂巢式基地台
22a、22b、22n	蜂巢式行動通訊裝置
23	編碼器
24、24'	偏移電路
25、25''	調變器
26、27、26''、27''	混合器
28	加法器
29、29'	高斯相位整形濾波器
31	保護頻帶符號
32	訓練符號
33	發訊符號
34	資料符號
35、35'、35''	相位參考符號
40	傳輸器

41、42	天線
43	前端
44	匹配濾波器
45	初始獲取區塊
46	位元/訊框定時區塊
47	相位轉動抵消器
48	混合器
49	解多工器
50	載波重構器
51	GMSK解調變器
52	相位符號關聯器
53	相位及頻率估計器
54	FEC解碼器
90、90"	餘弦函數區塊
91、91"	正弦函數區塊
95'	加法器
96'	解多工器
97'	DC偏移電路
100"	函數產生器
101"、102"	混合器
103"、108"	減法器
104"、105"、106"	加法器
107"	載波產生器

## 五、中文發明摘要：

一種蜂巢式通訊系統(20)，其可包括一或多個蜂巢式基地台(21)及用於與其通訊之複數個蜂巢式行動通訊裝置(22)。更特定言之，該蜂巢式基地台(21)及該等蜂巢式行動通訊裝置(22)之可各包括一用於產生一資訊訊號之編碼器(23)。此外，一調變器(25)可基於該資訊訊號、一具有與其相關之頻率及相位的載波訊號及至少一載波相位參考符號，而產生一經調變之波形。該調變器(25)亦可包括一偏移電路(24)，其使得該經調變之波形包括一載波頻率指示項。亦可包括一傳輸器(40)，其用於將經調變之波形傳輸至所期望之蜂巢式基地台(21)或蜂巢式行動通訊裝置(22)。

## 六、英文發明摘要：

## 十、申請專利範圍：

1. 一種蜂巢式通訊系統，其包含：

至少一蜂巢式基地台及用於與其通訊之複數個蜂巢式行動通訊裝置；

該至少一蜂巢式基地台及該等蜂巢式行動通訊裝置各包含：

一用於產生一資訊訊號之編碼器，

一用於基於該資訊訊號、一具有與其相關之一頻率及相位之載波訊號及至少一載波相位參考符號而產生一經調變之波形的調變器，該調變器包含一偏移電路使得該經調變之波形包含一載波頻率指示項，及

一用於傳輸該經調變之波形的傳輸器。

2. 如請求項1之蜂巢式通訊系統，其中該載波頻率指示項包含一預定量之未經調變的載波能量。

3. 如請求項1之蜂巢式通訊系統，其中該偏移電路加偏差於該資訊訊號，且其中該載波頻率指示項係基於該資訊訊號之該偏差。

4. 如請求項3之蜂巢式通訊系統，其中該資訊訊號包含一二進位數位資訊訊號，且其中該偏移電路藉由改變該二進位數位資訊訊號之值來加偏差於該二進位數位資訊訊號。

5. 如請求項4之蜂巢式通訊系統，其中該偏移電路基於該數位資訊訊號中第一邏輯值對第二邏輯值之一比率而改變值。

6. 一種用於在一蜂巢式行動通訊裝置與一蜂巢式基地台之間通訊之方法，其包含：

產生一資訊訊號；

使用一調變器，基於該資訊訊號、一具有與其相關之一頻率及相位之載波訊號及至少一相位參考符號，而產生一經調變之波形，該調變器包含一偏移電路，使得該經調變之波形包含一載波頻率指示項；及

傳輸該經調變之波形。

7. 如請求項6之方法，其中該載波頻率指示項包含一預定量之未經調變的載波能量。

8. 如請求項6之方法，進一步包含：

接收該經調變之波形；

基於該至少一相位參考符號來判定與所接收之該經調變的波形相關之該載波訊號的相位，及基於該載波頻率指示項來判定該載波訊號之頻率；及

基於該載波訊號之所判定的該相位及該頻率來解調變該資訊訊號。

9. 如請求項6之方法，其中該偏移電路加偏差於該資訊訊號，且其中該載波頻率指示項係基於該資訊訊號之該偏差。

10. 如請求項9之方法，其中該資訊訊號包含一二進位數位資訊訊號，且其中該偏移電路藉由改變該二進位數位資訊訊號之值來加偏差於該二進位數位資訊訊號。

十一、圖式：

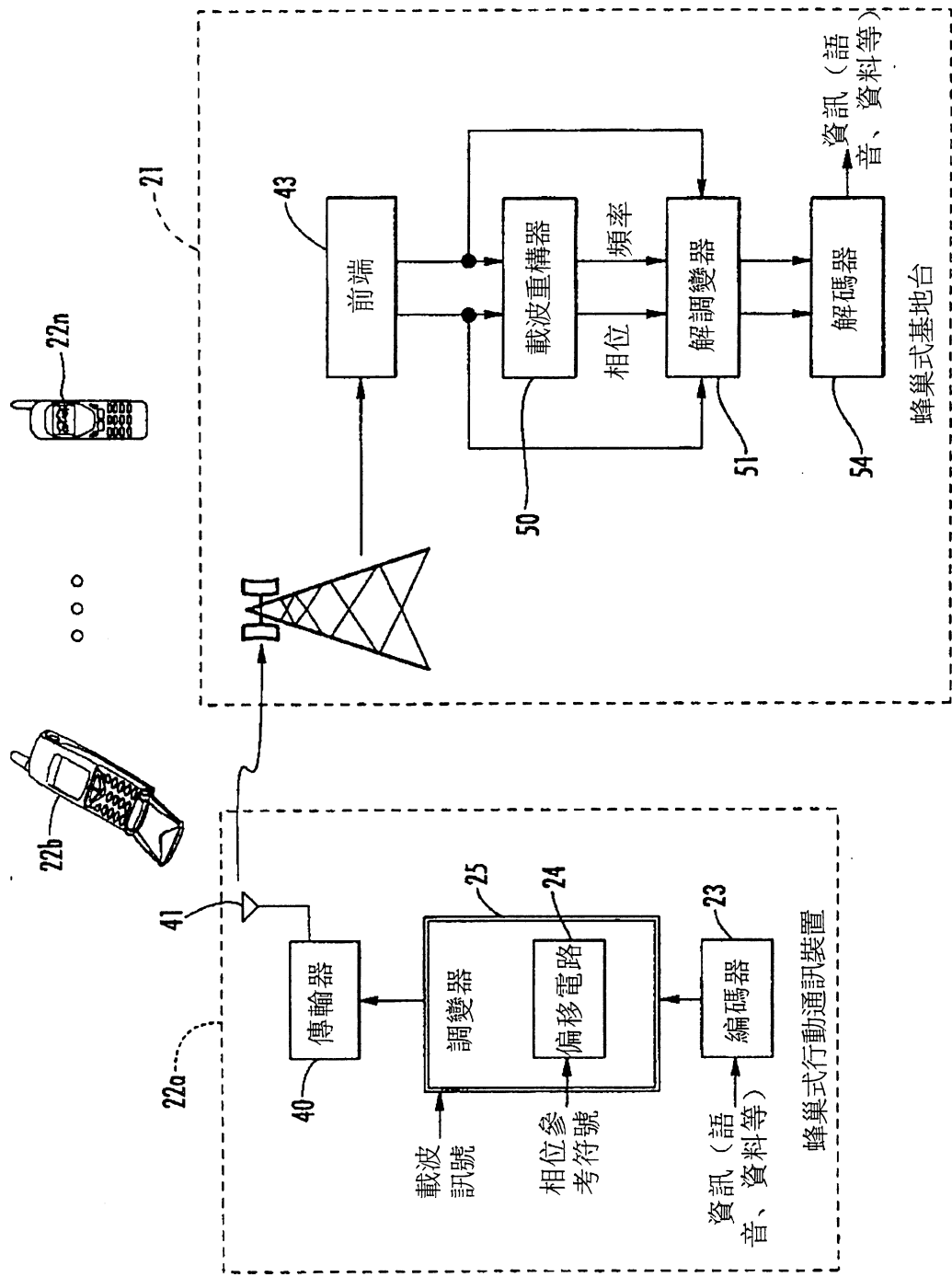


圖 1

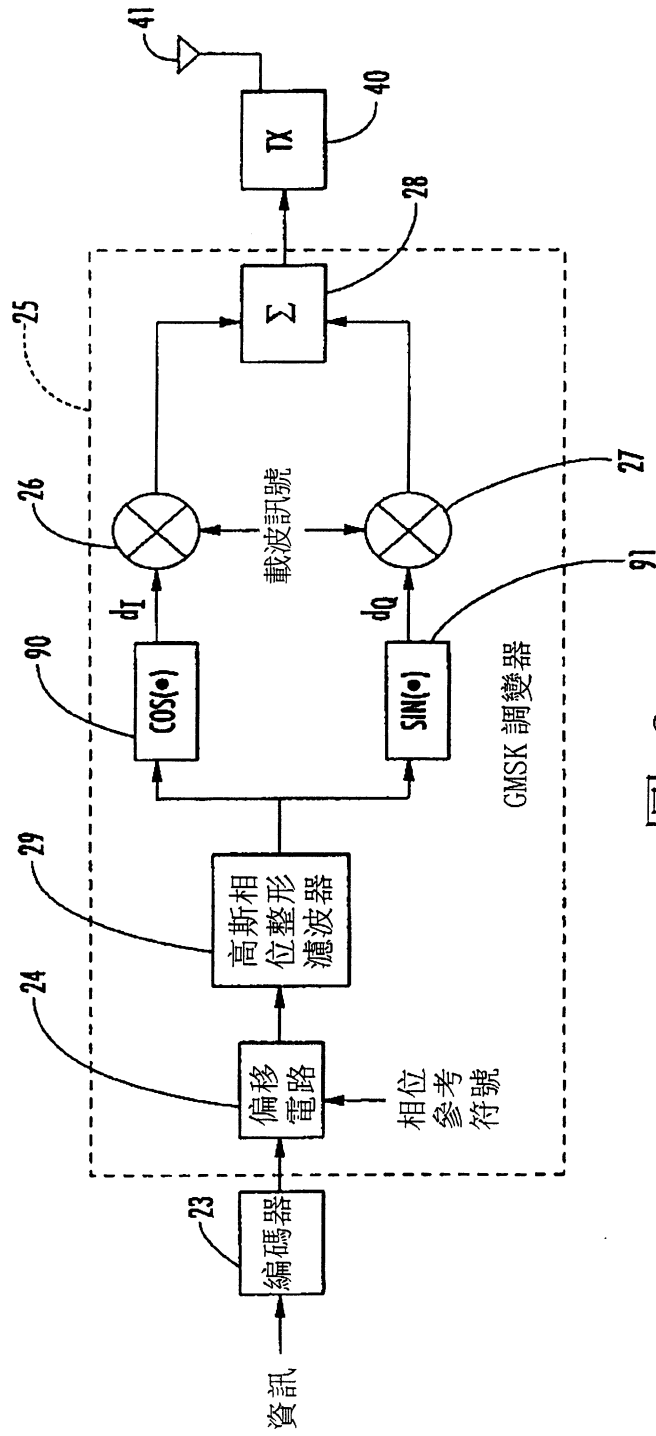


圖 2

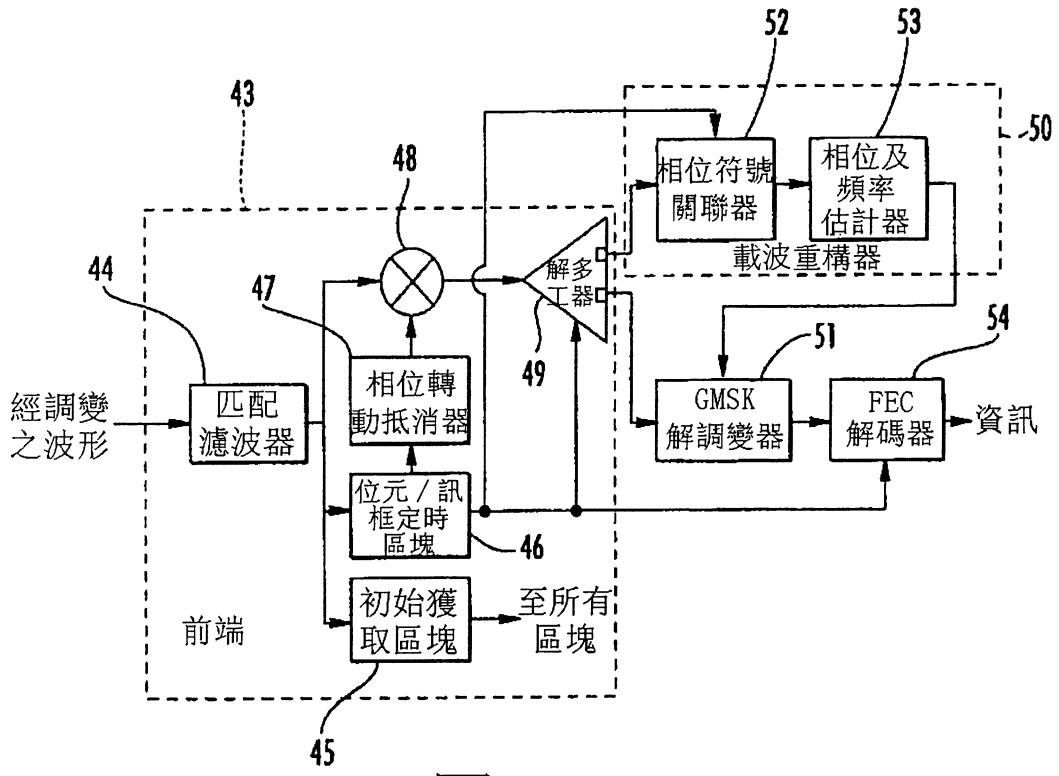


圖 3

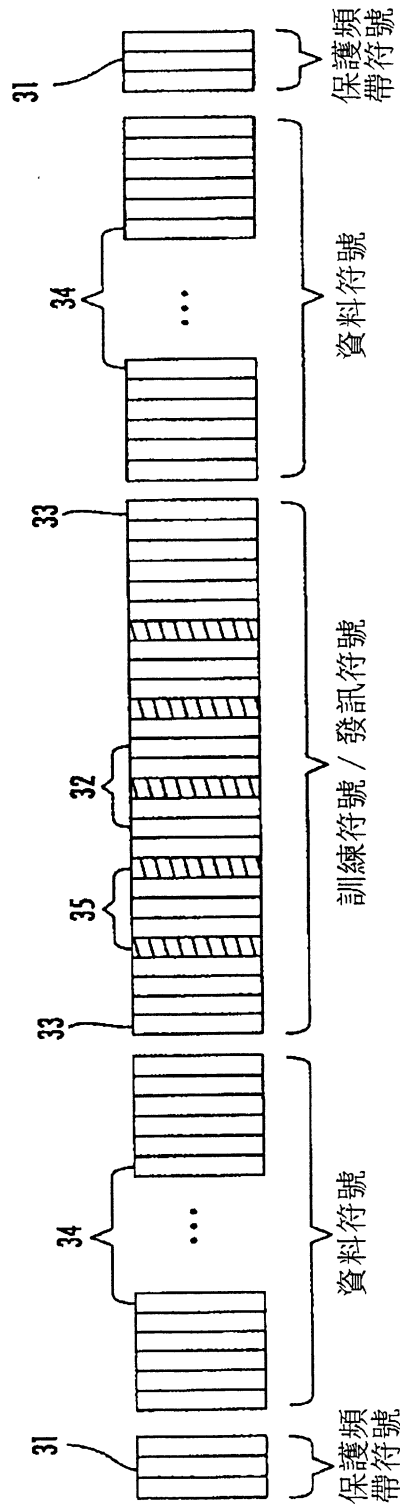


圖 4

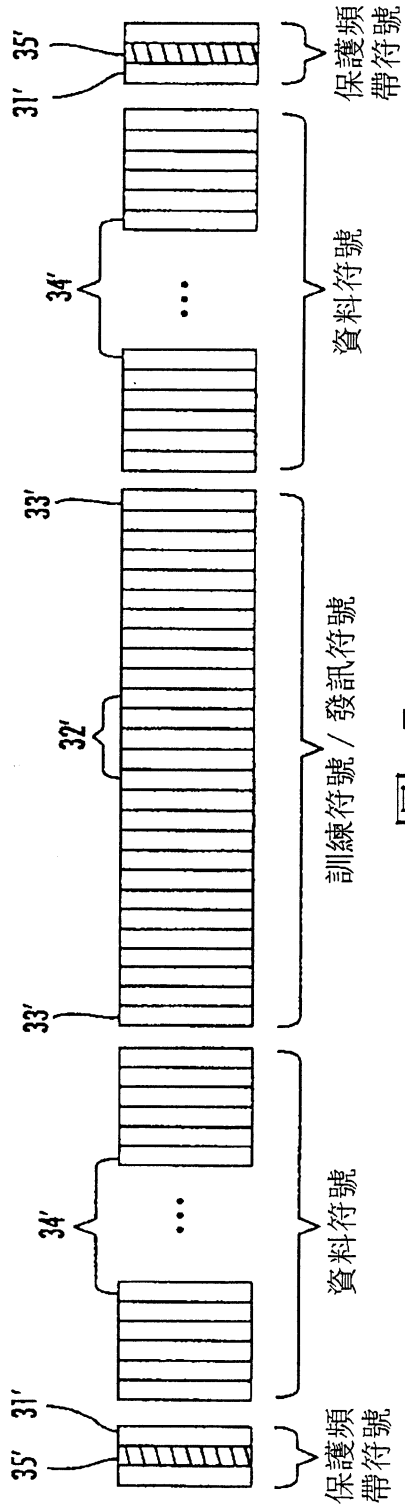


圖 5

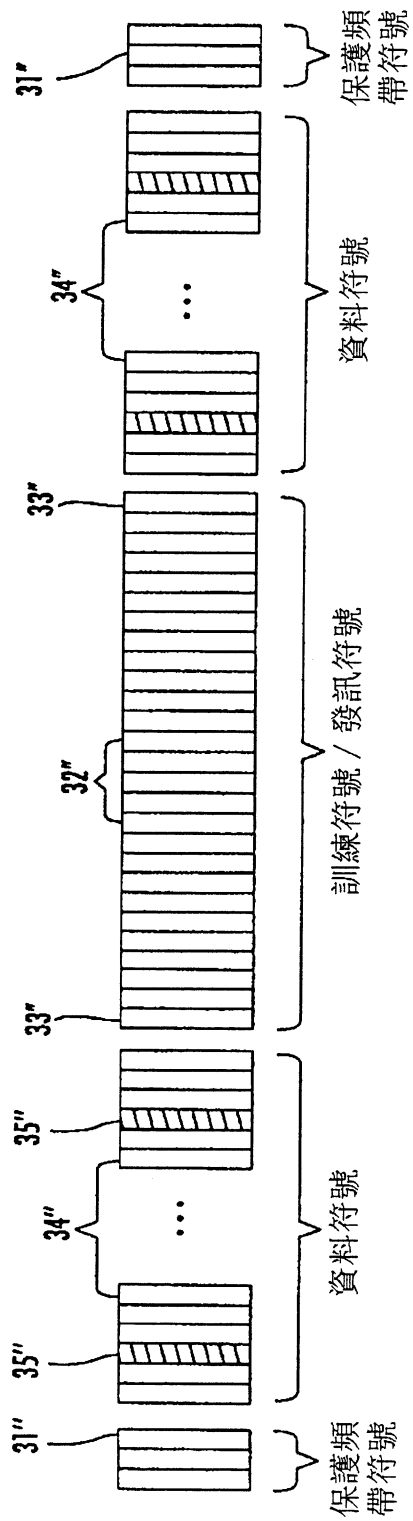


圖 6

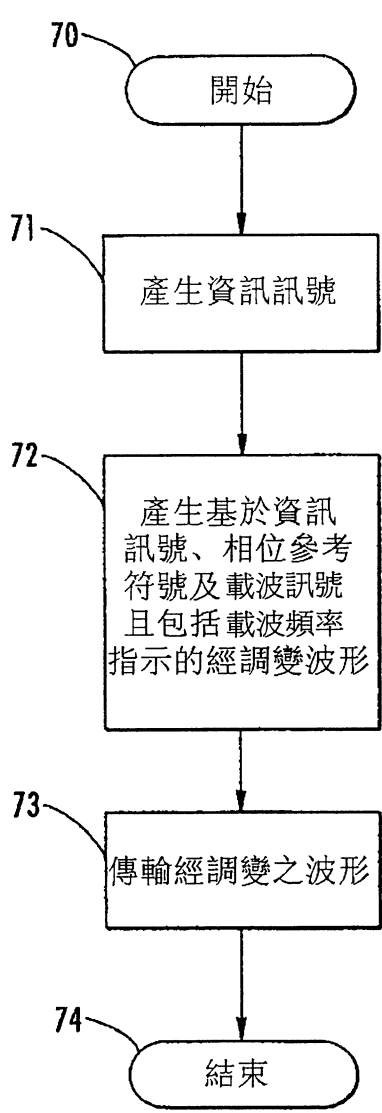


圖 7

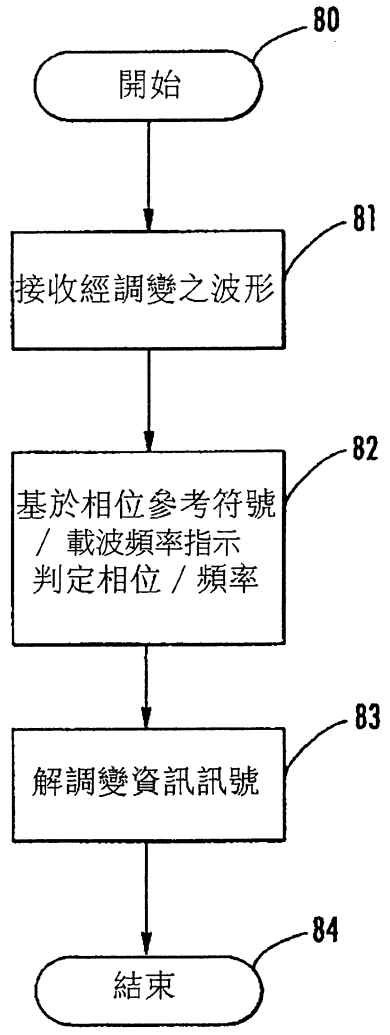


圖 8

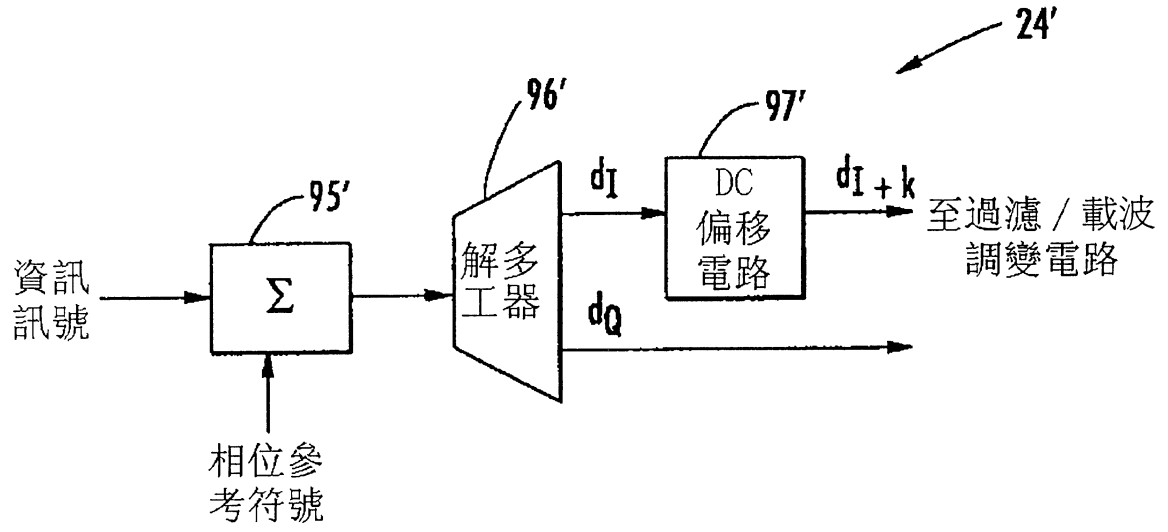


圖 9

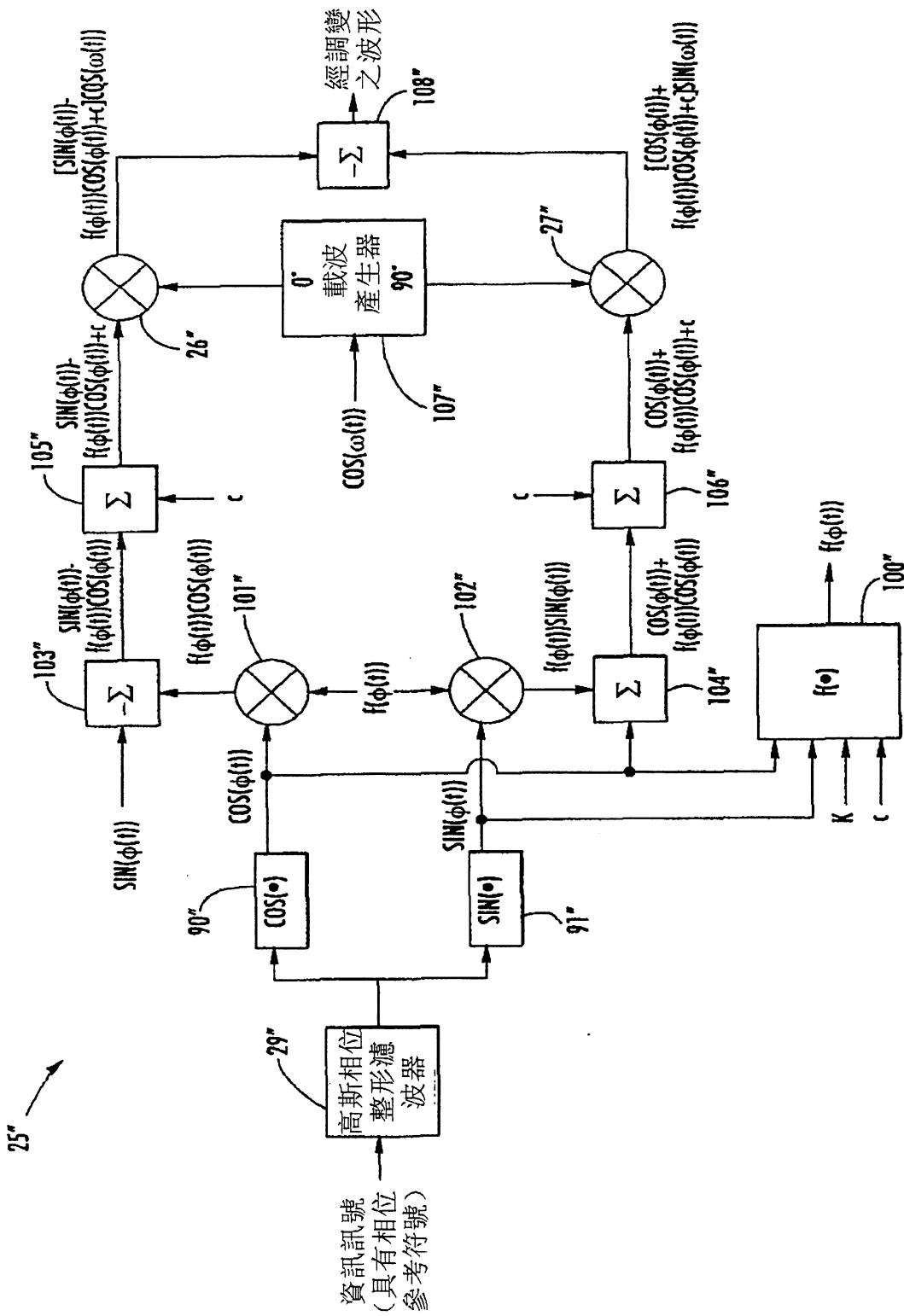


圖 10

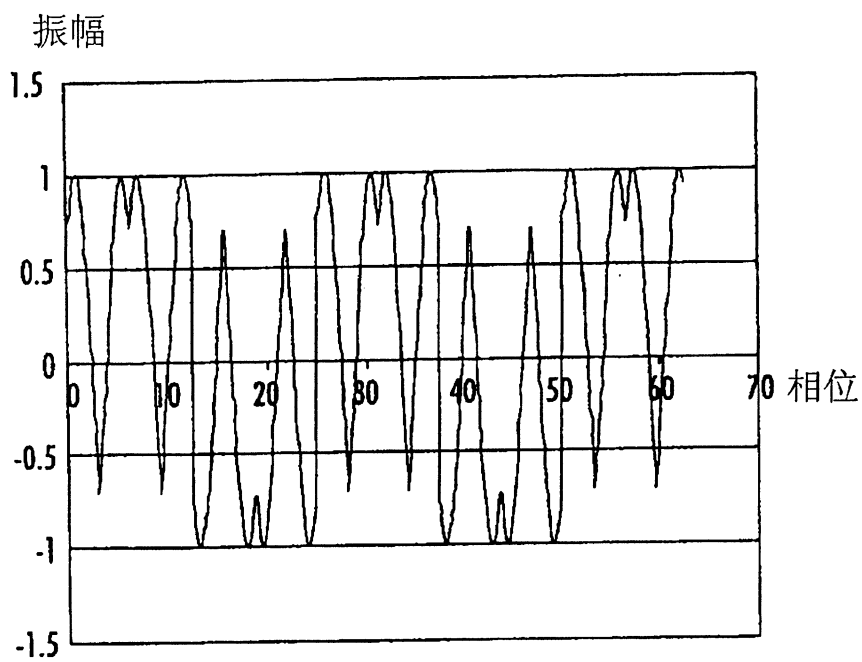


圖 11

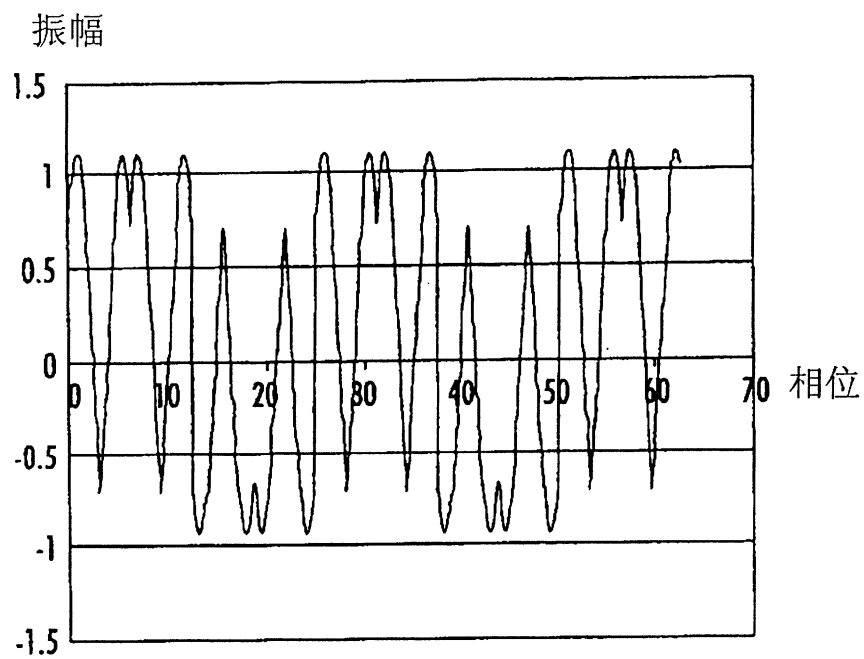


圖 12

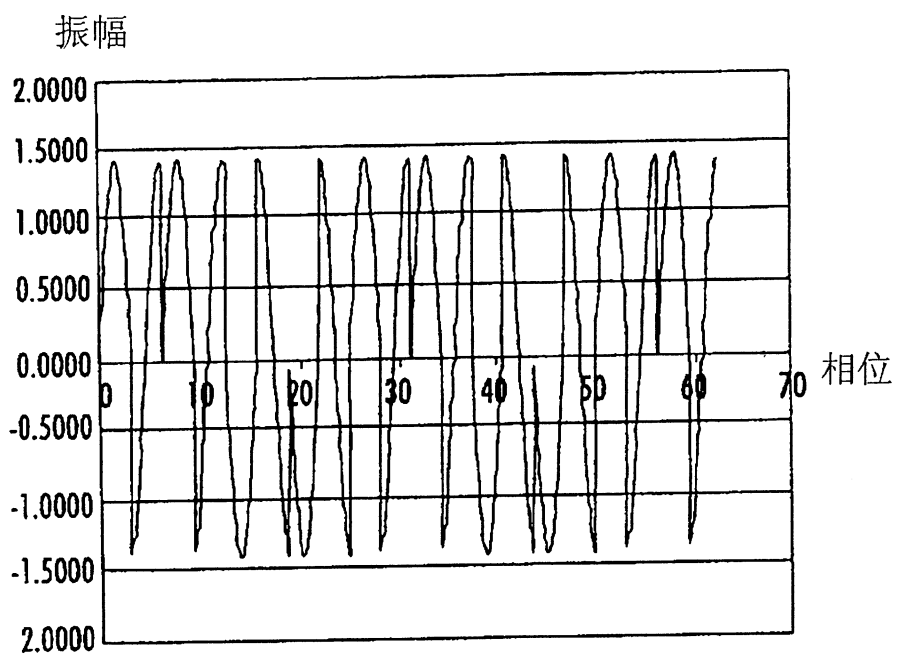


圖 13

七、指定代表圖：

(一)本案指定代表圖為：第 ( 1 ) 圖。

(二)本代表圖之元件符號簡單說明：

21	蜂巢式基地台
22a、22b、22n	蜂巢式行動通訊裝置
23	編碼器
24	偏移電路
25	調變器
40	傳輸器
41	天線
43	前端
50	載波重構器
51	解調變器
54	解碼器

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)