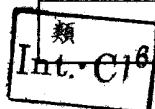


公告本

申請日期	85.08.22.
案 號	85110233

A4
C4

315549



類別 H04B 3/6, H03J 3/8, H04L 3/8 315549
(以上各欄由本局填註)

發 明 專 利 說 明 書

一、發明 名稱	中 文	供具調諧功能之數位衛星接收器用之調諧系統
	英 文	"TUNING SYSTEM FOR A DIGITAL SATELLITE RECEIVER WITH FINE TUNING PROVISIONS"
二、發明 人	姓 名	1. 大衛·馬克·巴德格 2. 約翰·希德尼·史都華 3. 麥克·安東尼·普吉爾
	國 籍	均美國
三、申請人	住、居所	1. 美國印地安納州印地安納波里市柯尼魯斯街5255號 2. 美國印地安納州印地安納波里市西第71街3655號 3. 美國印地安納州諾貝斯維里市克瑞克路20925號
	姓 名 (名稱)	美商湯瑪斯消費者電子公司
	國 籍	美國
	住、居所 (事務所)	美國印地安納州印地安納波里市北子午街10330號
	代 表 人 姓 名	約瑟夫·斯·崔波里

裝

訂

線

315549

(由本局填寫)

承辦人代碼：
大類：
I P C分類：

A6

B6

本案已向：

美 國(地區) 申請專利，申請日期： 1995.12.28. 案號： 579,782 , ☐有 ☐無主張優先權

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

五、發明說明(1)

本發明係有關於一衛星接收器之一調諧系統，特別是一種能以數位格式接收及處理電視信號之調諧系統。

衛星電視接收系統通常包括一含有一“碟形”接收天線及一“區塊”轉換器之“室外單元”，和一含有一諧調器及一信號處理部分之“室內單元”。區塊轉換器將由衛星所傳送RF信號的相當高的整個頻率範圍(“區塊”)轉換成一較易管理且較低的頻率範圍。

在一傳統式衛星電視傳送系統中，電視資訊是以類比格式傳送且由衛星所傳送之RF信號是位於C(即3.7至4.2吉赫)及Ku頻帶(即11.7至14.2吉赫)。由接收系統天線所接收自衛星之RF信號被區塊轉換器轉換成L頻帶(即900至2000百萬赫)。一室內單元調諧器之RF濾波器部分對應所選擇頻道選擇接收自區塊轉換器之RF信號的其中之一，且一調諧器之混頻/區塊振盪器將選擇之RF信號轉換成用於濾波及解調之較低頻、中間頻率(IF)範圍。典型地，IF頻率範圍具有一479.5百萬赫之值稱中心頻率。類比衛星電視系統典型地是利用FM調變，且在經過一IF濾波器濾波後自經過一FM調變器之479.5MHz IF信號容易地得到一基頻帶視訊信號。一相當簡單之彈性表面波(SAW)裝置可在一類比衛星電視接收器中提供適當的濾波。

在較新的衛星電視系統中，諸如Hughes Corporation of California之DirecTv™，其電視資料是以數位格式傳送。RF信號由衛星以Ku頻帶傳送且被區塊轉換器轉換

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

衣

訂

五、發明說明(2)

成L頻帶。由衛星所傳送之RF信號頻率範圍比用於類比衛星電視系統的稍小(即介於12.2與12.7 GHz之間)，且由區塊轉換器所產生之RF信號頻率範圍於是也稍小(即介於950與1450 MHz之間)。

當在類比衛星電視接收系統中時，對應所選擇頻道之RF信號必須降低頻率至一可用於濾波及解調之IF頻率範圍。在一數位衛星接收器中，除了用來選擇所想要的RF信號和拒絕不要的RF信號之正常IF濾波外，我們所期待的是RF信號執行所謂的“代號成型(symbol shaping)”以降低因頻寬限制引起“inter-symbol干擾”所導致的解碼錯誤。然而，代號成型功能在相當高IF頻率不能容易地執行，諸如使用於一類比衛星電視接收器中之479.5 MHz IF頻率，特別是當IF濾波器包含一SAW裝置時。因此，需要一相當昂貴的分離式數位濾波器。有可能使用一第二轉換級將一相當高頻的(即479.5 MHz)第一IF信號在IF濾波之前轉換成第二、較低頻的(即低於100 MHz) IF信號。然而第二轉換級為接收器增加了令人無法接受的成本。

我們亦可預期的是數位衛星電視接收器能夠以已經商業化且相當便宜之零件設計。特別地，在此關係下我們可預期的是調諧系統可以利用商業化之積體電路(IC)來設計，該積體電路結合一相位同步回路(PLL)用於控制本機振盪器之頻率。因為大量的這些用於傳統電視接收器接收且處理傳統地面廣播及有線電視信號之調諧器PLL IC已經廣

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

張

訂

五、發明說明(3)

泛地應用，我們特別期待數位衛星電視接收器之調諧系統能夠以諸如一傳統調諧器PLL IC設計。

一種單一轉換調諧器，用於數位衛星電視接收器允許使用一具有代號成型能力之SAW濾波器和使用一種傳統被使用於地面廣播及有線調諧系統之PLL IC，其被描述於上文之美國專利申請案中。基本上，這兩個期望的特質可由以下達成：(1)當使用一傳統地面廣播及有線調諧控制PLL IC時，選擇一在接收自區塊轉換器之RF信號的最高頻率(即1450 mHz)與最高本機振盪器頻率(即1300 mHz等級)之差(即140 mHz)等級之IF中心頻率；(2)使用一本機振盪器信號，其頻率範圍低於所接收之RF信號的頻率範圍。

剛剛所描述之型式的用於數位衛星電視接收器之單一轉換調諧系統在大部分的工作條件下都能滿意地執行。然而，本發明已解決因為室外單元區塊轉換器之特徵、數位信號解調裝置之特性及地面廣播及有線電視PLL調諧控制IC的先天限制而再生影像偶爾中斷的問題。

更特別地，室外單元區塊轉換器之轉換級通常包括一抗溫度變化及老化且不穩定之本機振盪器。結果是區塊轉換器之本機振盪器的頻率改變，起因於室外單元調諧器所接收之RF信號載波信號頻率的相對改變。如此，調諧器所產生之IF信號頻率亦由其正常值改變。如果IF信號頻率由其正常值改變得太多，調變於IF信號之上的數位信號無法正確地解調它們所代表的資訊也無法再生。要克服此問

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

訂

五、發明說明(4)

題，室內單元調諧器之本機振盪器頻率在一純的調諧操作時可以被改變，爲了補償IF信號頻率的改變。如果本機振盪器頻率以小幅度地被改變，數位解調器的操作追蹤該改變且該數位信號將繼續在一純的調諧操作時正確地解調。然而，如果本機振盪器頻率大幅度地改變，數位解調器的操作可能無法跟著改變且數位信號在一純的調諧操作時可能無法正確地解調。不幸地，傳統使用於地面廣播及有線電視調諧系統之PLL IC典型地提供本機振盪器頻率相當大幅度的改變，例如，62.5 kHz。所以，將一傳統地面調諧控制PLL IC使用於一數位衛星電視接收器可能會導致視訊及音訊回應之中斷。

根據本發明的一方向，在本發明之一較佳具體實例中，其中一數位衛星電視接收器之調諧器包含一使用一傳統地面調諧控制PLL IC之單一轉換級用於控制本機振盪器之頻率，在一純的調諧操作模式下PLL配置控制了本機振盪器信號之頻率的速度將會降低。這樣致能數位資料解調器更容易地在一純的調諧操作模式下追蹤IF信號的改變，且因此降低視訊及音訊響應中斷的可能性。

本發明的方向將參考下列附圖詳細地說明。

附圖中：

圖1是一數位衛星電視接收器之方塊圖，該接收器包括一根據本發明一方向所組成之調諧系統；

圖2包括一用於圖1所示調諧系統中之相位同步回路調諧控制積體電路的方塊圖，及一根據本發明另一方向所組

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

訂

五、發明說明(5)

成之可控制相位同步回路濾波器的電路圖；

圖3是一用於圖1所示調諧系統根據本發明另一方向之微處理器控制程式之流程圖；

圖4是一用於圖1所示衛星接收器且有用於瞭解一問題根據本發明一方向所解決之數位資料解調器的方塊圖；且

圖5表示關於圖2中所示可控制相位同步回路濾波器之振幅對頻率響應特徵的圖形表示。

在這些不同的圖中，相同或相似的參考符號使用於標識相同或相似的元件。

本發明將參考一數位衛星電視系統來描述，其中電視資料以根據一預定的數位壓縮標準之編碼及壓縮格式傳送，諸如 MPEG。MPEG 是一種由動畫專家群 (Motion Pictures Expert Group) 所發展之國際標準，用於動畫及相關音訊資料之編碼表示法。加州 Hughes 公司之 DirecTv™ 衛星電視傳送系統就是這種數位衛星電視傳送系統。

在發送器中，電視資料是數位化、壓縮且組成一組或一連串符合電視資料關於視訊及音訊部分之資料包封。該數位資料以名為 QPSK (Quaternary Phase Shift Keying) 調變法調變於一 RF 載波信號之上且 RF 信號被傳送至在地球軌道之衛星，且自那裡被傳送回地球。在 QPSK 調變法中，兩正交相位信號 I 和 Q 的相位被控制以對應關於數位資料流之位元。例如，該相位被設定為 0 度 (°) 對應一低邏輯電位 ("0")，且相位被設定為 180° 對應一高邏輯電位

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

訂

五、發明說明(6)

(“1”)。相位位移調變I及Q信號被結合且導致如同一QPSK調變RF載波信號。於是，調變QPSK載波之各個周期將會指示四個邏輯狀態中之一，例如00、01、10及11。

一衛星典型地包括一些的轉發器用於接收及載傳送各自的調變RF載波。在傳統的地面電視系統中，各個RF載波或“頻道”在一時間只能包括一個電視節目的資料。於是，要看一電視節目，只有符合的RF信號必須選取。在一數位衛星電視系統中，各個調變RF載波同時載送數個節目的資料。各個節目符合視訊及音訊包封的群組，這些包封以一附加於識別節目的包封上之特有標頭來辨識。於是，要看一電視節目，符合的RF信號及符合的包封將同時選取。

在圖1所示之數位衛星電視接收器中，RF信號由一碟型天線1所接收(未顯示)，該RF信號與代表被一衛星所傳送的視訊及音訊資料之數位信號調變。相當高頻接收RF信號(例如：介於12.2及12.7 GHz Ku頻率範圍之間)被一區塊轉換器3，包括一RF放大器3-1、一混頻器3-3及一振盪器3-5，相對地轉換成一較低頻率的RF信號(例如：介於950及1450 MHz L頻帶之間)。放大器3-1是一種“低雜訊”之放大器且因而區塊轉換器3時常被用於“低雜訊之區塊轉換器”之初始“LNB”所參考。天線1及LNB 3包含於所謂“室外單元”5之接收系統中。接收器其餘的部分被稱為“室內單元”7。

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

訂

五、發明說明(7)

室內單元7包含一調諧系統9，其用於自從室外單元5所接收之複數個RF信號中選擇具有所要節目包封之RF信號且用於將所選擇之RF信號轉換成一適當較低、中間頻率(IF)信號。本發明重點在調諧系統9的架構且將在下文詳細描述。

室內單元7其餘的部分將以QPSK由IF信號所載送之數位資料解調、解碼且解壓縮以產生符合所要節目的視訊及音訊樣本之資料流，且在此之後，將該數位樣本資料流轉換成適合用於再生或再編碼之分別的類比視訊及音訊信號。更特別地，一QPSK解調器11將IF信號解調產生兩脈衝信號IP及QP，其分別包含符合由傳送器中所產生相位偏移調變I及Q信號所表示資料之資料位元流。一解碼器13將IP及QP信號位元組成資料區塊，依據在傳送器已嵌入傳送資料中之錯誤碼修正資料區塊中的錯誤且再生傳送MPEG視訊及音訊包封。該視訊及音訊包封被一輸送單元分別傳送至一資料處理單元17之視訊及音訊的部分，在此它們被解壓縮且轉換成代表的類比信號。一微處理器19控制室內單元7之不同部分的運作。然而，只有控制信號被微處理器19產生及接收，本發明直接表達且指示於圖1中。

至今所描述之數位衛星電視接收器類似由印第安那州印第安拿坡里市湯姆笙家用電子公司所推出上市之RCATM型式DSSTM數位衛星系統電視接收器。

如較早所指示的，本發明係有關調諧系統9之架構。調

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

五、發明說明(8)

諧系統9在一輸入901接收由LNB 3所提供之RF信號。該RF輸入信號被一寬頻濾波器903濾波、一RF放大器905放大，及一可調帶通濾波器907濾波。可調帶通濾波器(BPF) 907選擇所要之RF信號且拒絕不要的RF信號。因而產生之RF信號被連接至一混頻器909之一第一輸入。本機振盪器(LO) 911所產生之本機振盪器信號被連接至混頻器909之第二輸入。混頻器909之輸出被放大器913放大且被連接至包含有一SAW裝置之IF濾波器915的輸入。IF濾波器915之輸出被連接至調諧系統9之輸出917。

LO 911之頻率是由具有一PLL積體電路(IC)、一外部頻率參考晶體923及一外部濾波網路925之相位閉鎖迴圈(PLL)裝置919所控制。LO信號之頻率是根據微處理器19所產生的資料由PLL 919所控制。PLL 919之細節表示於圖2中。

如圖2中所示，PLL IC 921包括一用於除以LO信號頻率之“預量”頻率除法器921-1，其後是一可程式化頻率除法器($\div N$)921-3。PLL IC 921亦包含一放大器921-5，其結合外部晶體923，包括一參考頻率振盪器。參考頻率振盪器之輸出連接至參考頻率除法器($\div R$)921-7之輸入。可程式化除法器($\div N$)921-3之輸出信號與參考除法器($\div R$)921-7之輸出信號分別連接至相位探測器921-9的兩輸入。相位探測器921-9之輸出是一誤差信號，其代表在可程式化除法器($\div N$)921-3之輸出所產生之LO信

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

張

訂

五、發明說明(9)

號及在參考除法器($\div R$)921-7之輸出所產生之參考信號的頻率除法變形之間頻率與相位的差異。該誤差信號包含具有不是正極性就是負極性的脈衝，正、負極性依在相位探測器921-9兩輸入端之間的相位及頻率差異感測與一隨相位及頻率差異振幅而定之變化工作時間而定。誤差信號被連接至放大器921-11，與外部濾波器網路925連接在一起，包括一迴圈濾波器927，用於濾波誤差信號以產生用於LO 911之調諧控制電壓。該調諧控制電壓亦控制可調式帶通濾波器907。迴圈濾波器927根據本創作之一個發明而設計且將在下文詳細地說明。

在操作中，LO信號的頻率被控制以對應可調式電壓，直到在可程式化除法器($\div N$)921-3之輸出所產生LO信號之頻率除法變形之頻率及相位實質地等於由參考除法器($\div R$)921-7之輸出所產生參考信號之頻率及相位時。在此點時，相位閉鎖迴圈被“鎖住”且LO信號之頻率以可程式化除法器($\div N$)921-3之可程式化除法因子(N)與由參考頻率除法器($\div R$)921-7所產生參考頻率信號之頻率成比例。可程式化除法因子N被控制以對應由微處理器19所產生資料，為的是控制LO的頻率。

為了成本考量，我們希望調諧系統9具有下列三種特性：(1)在IF濾波器級之前只包括有一單一轉換級；(2)提供一種具有足夠低頻之IF信號以允許一SAW裝置使用於名為“數位符號成型”，如同正常的IF濾波；且(3)能夠利用一傳統使用於廣播及有線電視接收器之PLL調諧控制IC

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

五、發明說明 (10)

來設計。基本上，這些目標可以下列裝置達成：(1)選擇一IF中心頻率成為接收自區塊轉換器之RF信號最高頻率(例：1450 mHz)與利用一傳統地表廣播及有線電視之調諧控制PLL IC使有效之最高本機振盪器頻率(例：在1300 mHz等級)間之差的等級(例：140 mHz)；及(2)利用一具有頻率範圍低於、等於、高於接RF信號頻率範圍之本機振盪器信號。在理想的調諧系統中，IF信號之中心頻率為140 mHz。然而其他IF頻率可能利用上文向前所設定的指導方針。

一相當低的IF中心頻率，例如：在140 mHz等級，允許在IF濾波器部分之前使用單一轉換調諧器而比使用一更貴的雙轉換調諧器要好。其亦允許使用一提供所謂“數位信號成型”之SAW裝置，如同正常的IF濾波。在一數位傳送系統中，被稱作“數位代號成型”在傳送器中執行以降低因傳送頻寬限制所引起之內部代號干擾。我們亦期望在接收器中執行數位代號成型以補助在傳送器中執行的數位代號成型。然而，我們期望IF濾波器提供代號成型，如同正常的IF濾波功能，所以一分離式數位濾波器是不需要的。經由例子解說，在數位濾波器技藝中名為“root raised餘弦”反應適合用於數位代號成型。IF SAW濾波器915具有這一種反應。SAW濾波器的振幅對頻率的特徵圖顯示於圖1中。其具有一中心頻率140 mHz及一符合接收RF信號頻寬之大約為24 mHz相對平的傳送頻帶。

此外，具有一140 mHz之IF中心頻率及一介於950及

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

張

訂

五、發明說明(11)

1450 mHz 之間的 RF 輸入頻率範圍，LO 頻率範圍介於 810 及 1310 mHz 之間。810-1310 mHz 頻率範圍之 LO 信號認可傳統上廣泛使用於廣播及有線電視接收器之 PLL 調諧控制 IC 比一 PLL 調諧控制 IC 特別是更適合用於衛星接收器的設計，且因而相對地更便宜。這樣一種廣播及有線電視 PLL 調諧控制 IC 是由荷蘭飛利浦半導體與其他廠商所推出的 TSA5515T。使用 TSA5515T 或類似 IC 所得之最大 LO 頻率是在 1300 mHz 等級，這是足夠的。

本發明特別是有關於在探測及純粹調諧操作時如何控制 LO 911，將在下文詳細說明。

由衛星所傳送且由天線 1 所接收之 RF 信號的載波具有非常穩定保持於“額定”值之頻率。因此，只要 LNB 3 之振盪器 3-5 的頻率穩定且維持在其額定值，則室內單元 7 調諧系統 9 所接收 RF 信號載波之頻率將在其額定值。不幸地，振盪器 3-5 之頻率會因時間及溫度而改變。與其額定頻率有關之振盪器 3-5 頻率偏移引起符合調諧系統 9 所接收 RF 信號載波頻率之偏移。爲了補償這些頻率偏移，調諧系統 9 之 LO 911 頻率在微處理器 19 之控制下改變以在兩搜尋操作時回應接收自 QPSK 解調器之頻率狀態資料。用於調諧系統 9 之微處理器 19 控制程式的流程圖，包括搜尋操作，被顯示於圖 3。

第一搜尋將在一新節目被初始選擇後的探測模式時可能發生。當一個新的節目被選擇，微處理器 19 引起 LO 頻率被設定成符合用於新節目之轉發器額定 RF 頻率之額定 LO

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

訂

五、發明說明 (12)

頻率。此後，由QPSK解調器11所產生LOCK信號的狀態被監控。該LOCK信號指示QPSK解調器11是否正常地運作將被IF信號載送之數位資料解調。例如，當QPSK解調器11不正確地解調數位資料時，該LOCK信號具有一低邏輯電位，且當QPSK解調器11正確地解調數位資料時，該LOCK信號具有一高邏輯電位。如果在LO頻率已為所選擇之轉發器設定成額定LO頻率後LOCK信號為低邏輯電位，則LO 911之頻率被改變成圍繞額定LO頻率之範圍直到LOCK信號變成高邏輯電位。LOCK信號的產生表示調諧系統9之穩態操作模式開始。

在穩態模式期間，一QPSK解調器11所產生之FREQUENCY信號被監控以決定IF信號載波頻率是否是在IF SAW濾波器915之傳輸頻帶內的中心，即如果IF信號載波頻率是在額定IF中心頻率，例如在本具體實例中為140 mHz。如果IF載波之頻率落於圍繞額定中心頻率之預定範圍外QPSK解調器11的效能將會退降且資料誤差將會發生。如果FREQUENCY信號指示一預定頻率偏移沒有被超過，則LO 911之頻率將從在探測模式時建立之初始值向左改變。然而，如果FREQUENCY信號指示一預定頻率偏移已超出，則LO 911之頻率在第二或“純粹調諧”搜尋操作時將改變直到狀態被修正。本發明明白地指出解決在純粹調諧模式期間可能發生的問題，如現在將被解釋的。

包含地表廣播及有線電視PLL IC 921之調諧系統9已

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

訂

五、發明說明 (13)

被發現在大多數情況下能非常滿意地執行。然而，地表調諧PLL IC 921具有某些可能導致視訊且/或音訊資料暫時損失之限制。由一相位閉鎖迴圈所控制本機振盪器最小的頻率改變大小是與可程式化除法器($\div N$)可程式化除法因子(N)之最小可能增加值及PLL IC 921參考信號之頻率有關係。大地調諧PLL IC，諸如TSA5515T，只能以相對大的加頻率幅度例如62.5 kHz改變LO信號頻率。如此，在兩搜尋操作期間，IF信號之載波頻率將以相同相對地大幅度的改變。不幸地，QPSK解調器11可能不能追蹤這樣相對大地頻率間距，因此可能引起一適當的解調中斷操作及視訊和音訊資料的損失。

在探測模式期間如果第一搜尋操作發生，資料的損失是不引人注目的，因為其為一觀察者所預期的，為一新節目之探測處理將花一些時間。然而，在穩態模式時，第二或純粹調諧變成必需的，則現在正在觀賞節目的視訊及/或音訊反應可能被中斷。根據本創作之一發明，這種中斷的可能性可以減少PLL裝置919之“旋轉速率”來降低，例如在調諧電壓被允許改變振幅之速率，在純粹調諧操作期間。更特別地，迴圈濾波器927的反應時間將增加以回應一由微處理器19所產生之FINE TUNING控制信號。本創作之一發明的問題現在將以更詳細的描述參考圖4，其表示一QPSK解調器11之應用方塊圖。

如圖4所示，由IF SAW濾波器915所產生之IF信號分別被連接至混頻器1101I及1101Q之第一輸入端。字母

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

訂

五、發明說明 (14)

“I”與“Q”表示“同相位”與“90°相位差”。一相對穩定的頻率振盪器1103之輸出信號經由一90度(90°)相位偏移網路1105直接地連接混頻器1101I且直接地連接混頻器1101Q。混頻器1101I產生一“同相位”，“近似”基帶(非常低頻)之IF信號版本(IA)，同時混頻器1101Q產生一“90°相位差”，近似基帶之IF信號版本(QA)，其對“同相位”信號(IA)偏移了90°。字母“A”表示“類比”。

IA與QA信號分別被連接到類比-數位轉換器(ADC)1107I與1107Q。類比-數位轉換器1107I與1107Q亦自一“時序回復迴圈”接收一時鐘信號且各自產生一組數位樣本ID及QD。字母“D”表示“數位”。時鐘信號之頻率及相位決定與IA及QA類比信號有關之ID及QD。數位信號之頻率數位樣本及數位樣本之相位。時序回復迴圈1109包含一控制振盪器(未顯示)，自此可得ADC 1107I及1107Q之時鐘信號。控制振盪器受控於一數位相位閉鎖迴圈(未顯示)所以數位樣本與IA及QA類比信號之符合振幅電位同步，即最大及最小樣本值對應類比信號之最大及最小振幅。換言之，時序回復迴圈1109以IF信號同步ADC 1107I及1107Q之取樣操作。

ID及QD信號亦連接至一“載波回復迴圈”1111。載波回復迴圈1111將代表數位取樣信號ID及QD之IA及QA類比信號相位偏移解調，這樣可分別形成脈衝信號IP及QP。字母“P”代表“脈衝”。各IP及QP脈衝信號包含一組對應資料位元之脈衝。資料位元不是一邏輯低電位(“0”)

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

訂

五、發明說明 (15)

就是邏輯高電位(“1”)分別對應傳送QPSK RF載波I及Q信號 0° 及 180° 相位偏移。IP及IQ信號分量被連接至解碼器13，在此不同之資料位元被格式化成MPEG資料包封。

載波回復回路1111包含有一數位相位同步回路(PLL)，其包含一控制振盪器1111-1、一相位檢測器1111-3及一路濾波器1111-5。相位檢測器1111-3一相位誤差信號回應ID和QD信號及回應控制振盪器1111-1之輸出信號。控制振盪器1111-1輸出信號之額定頻率及額定相位對應IF信號之額定頻率及額定相位且因此IA及QA類比信號之額定頻率及相位對應ID及QD數位取樣信號。

在操作中，由ID及QD信號所代表信號之相位偏移可確實地自相位誤差信號決定，如果IF信號之相位及頻率正確的話。然而，如果IA及QA的相位及頻率不對，則檢測到的相位偏移將不會在 0° 及 180° ，但將由這些值偏移。在本質上，一相位誤差引起與在一稱為資料“群體”(constellation)中兩位元資料之理想位置有關之兩位元解調資料之“位置”的“傾斜”。一頻率誤差，例如因得自所選擇RF信號之頻率偏移之LNB，引起一種隨時間稱為QPSK信號之兩位元解調資料位置之“旋轉”。旋轉的方向依據頻率偏移是正是負而定。如圖4中所示，用於QPSK調變之資料群體具有4個對應I及Q信號之兩可能相位偏移值所分別代表之兩可能邏輯電位之4個可能邏輯組

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

訂

五、發明說明 (16)

合(00、01、10及11)的點。相位檢測器1111-3判斷與在資料群體中之理想位置有關的解調資料的位置。修正資料旋轉與傾斜，控制振盪器1111-1輸出信號的頻率及相位被改變以回應相位檢測器1111-3的輸出信號直到旋轉停止及傾斜消除。在這點上，一高邏輯電位之LOCK信號產生以指示資料正確實地解調且可以解碼。當相位誤差的改變落於預定限制之下時，LOCK信號被相位誤差信號之檢查以決定產生。如上文所示，在探測模式期間，LOCK信號被微處理器19所監控且LO 911之頻率被微處理器19所調整，直到LOCK信號變成一高邏輯電位。

在限制之內，剛好當IF信號頻率及因而IA及QA信號之頻率不正確或偏移時，載波回復回路1111可解調QPSK資料。然而，如果頻率偏移過大，則IF信號的一部份頻譜會因為與SAW濾波器915之中心頻率有關的IF信號偏移落於SAW濾波器915通帶之外。這將會引起接收器信號-雜訊比的退降。所以，如上文所示，微處理器19監控由載波回復回路1111所產生之FREQUENCY信號以指示IF信號的頻率偏移。如果頻率偏移超過一預定的限制，微處理器19引起LO頻率被修正以在一純粹調諧模式期間降低頻率偏移。FREQUENCY信號是由相位檢測器1111-3所檢測相位誤差的積分所產生。

如上文所示，LO信號之頻率，且為此IF信號之頻率，以相對大頻率間距(例62.5 kHz)改變且QPSK解調器11不可能追蹤這樣相對大的頻率間距。如此，適當解調操作

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

訂

五、發明說明 (17)

之中斷及視訊、音訊之損失將會發生。QPSK解調器11追蹤相當大的頻率變化之能力是載波回復回路1111回路頻寬的一項功能，更特別地對應回路濾波器1111-5。載波回復回路1111之回路頻寬不能調成任意地大，所以減少其反應時間，因為回路頻寬的降低會退降接收器信號-雜訊的特徵且因而影響接收器接收低電位信號的能力。我們亦不希望降低PLL 919之回路頻寬所以降低其反應時間，因為減少反應時間會在當新的轉發器頻率被選擇時導致非常長的探測時間。如上文所示，在純粹調諧操作期間減少解調程序中斷的可能性，調諧控制PLL 919之反應時間是選擇地增加以降低速率，在此速率調諧電壓，且因而LO 911之頻率，將在純粹調諧操作中被允許改變。此解決方案將從現在作詳細的解說。

回到參考圖2，且更特別地是標示“LOOP FILTER 927”的電路部分。如以前所描述的，回路濾波器927包含在PLL IC 921及一外部濾波網路925內之放大器921-11。外部濾波網路925包含一第一濾波器級925-1及一第二、可控制濾波器級925-2，它們串接於內部放大器921-11與LO 911之間。

第一濾波器級925-1與放大器921-11pf PLL IC 921形成一積分器。更特別地，第一濾波器級925-1包含一配置成一共射極放大器之雙極電晶體Q1。電晶體Q1之基極經由一IC端點連接至放大器921-11之輸出。電晶體Q1之射極信號接地。一負載電阻R6連接在電晶體Q1之集極與

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

訂

五、發明說明 (18)

供應電壓源(+VCC)之間。一包括一電阻R1及電容C1、C2之濾波器分經由一IC端點連接在電晶體Q1之集極與放大器921-11之輸入之間的負回授路徑之中以完成積分器。回授為負是因為由電晶體Q1組織之共射極所提供之信號倒轉。

一包含放大器921-1及第一濾波器級925-1以負回授組態連接之積分器的使用使得PLL 919成為一型II相位同步回路。一型II相位同步回路同時將在可程式化頻率除法器($\div N$)輸出所產生之LO信號頻率分割版本與在參考頻率除法器($\div R$)輸出所產生之參考頻率信號之間的頻率及相位差異最小化，且因而同時將LO 911之相位及頻率穩定化。

第二濾波器級925-2包括一兩雙極、雙零濾波器部分，其包括電阻R2、R4及R5和電容C3、C4，和一包括場效電晶體Q2及相對低值電阻R3之電控開關部分。電晶體Q2之導通狀態是控制於由微處理機19所產生之FINE TUNE信號。第二濾波器部分925-2選擇性地受控不是有效地旁通雙極、雙零濾波器部分(R2、R4、R5、C3及C4)就是在介於第一濾波器部分925-1及LO 911之間的路徑中包含雙極、雙零濾波器部分。更特別地，當調諧系統9不在操作之純調諧模式中，FINE TUNE信號具有一低邏輯電位且電晶體Q2之導通通道在低阻抗狀態或“開”。因此，第二濾波器部分925-2之元件電阻R2、R4、R5及電容C3、C4有效地旁通因為“開”電晶體Q2且及相當低值的

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

表

訂

五、發明說明 (19)

電阻R3。在純調諧模式中，FINE TUNE信號具有一高邏輯電位且電晶體Q2之導通通道在高阻抗狀態或“關”。因此，第二濾波器部分925-2之電阻R2、R4、R5及電容C3、C4被連接在介於第一濾波器部分925-1及LO 911之間的路徑中。

第二濾波器部分925-2之雙零濾波器部分(R2、R4、R5、C3及C4)之波德振幅對頻率特性曲線顯示於圖中之特性曲線#1。振幅水準以分貝(dB)指示而頻率軸以對數表示。特性曲線#1看起來包括兩“極”P1、P2和兩“零”Z1、Z2，它們發生在依序：極P1、零Z1、零Z2和極P2依次地較高頻率。極P1是由電阻R2及電容C4所引起；零Z1是由電阻R2及電容C3所引起；零Z2是由電阻R5及電容C4所引起；極P2是由電阻R5及電容C3所引起。

PLL 919之全部回路響應之兩個波德振幅對頻率特性曲線亦顯示於圖5中。特性曲線#2是當調諧系統9不是在純調諧模式且回路濾波器927只包含第一濾波器級925-1，即第二濾波器級925-2之雙極、雙零濾波器部分(R2、R4、R5、C3及C4)旁通時之回路響應。特性曲線#3是當調諧系統9是在純調諧模式且回路濾波器927包含第一濾波器級925-1及以串接連接之第二濾波器級925-2之雙極、雙零濾波器部分(R2、R4、R5、C3及C4)旁通時之回路響應。特性曲線#2沒有以振幅的刻度來畫，因為避免與特性曲線#1及特性曲線#2特性重疊。

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

五、發明說明 (20)

當振幅以分貝表示(dB)時，回想以串接連接之兩級的全部振幅對頻率特性曲線結果是兩個別特性曲線的倍數乘積，或是加法的和，特性曲線#3是自特性曲線#1與特性曲線#2加法組合而成。特性曲線#1之一極導致特性曲線#3之斜率(在負的方向)增加。特性曲線#1之一零導致特性曲線#3之斜率(在負的方向)減少。極P1降低了整體回路增益及整體回路頻寬。若沒有零點Z1、Z2，特性曲線#3之斜率將越過0 dB振幅水準而具有大於每10倍頻20 dB的斜率，引起回路的不穩定而因此易發生振盪。極點P2的偶然發生是因為電路拓撲圖需要電阻R5及電容C3。雖然如此，極點P2在降低諸如PLL 919之參考頻率信號之出頻信號回路增益(即增加衰耗)是有利益地。

在圖5中可見，當調諧系統9不是在純調諧模式(特性曲線#2)，則回路頻寬相對地大且PLL 919之響應相對地快。反之，當調諧系統9不是在純調諧模式(特性曲線#3)，則回路頻寬相對地小且PLL 919之響應相對地慢。

第二濾波器級925-2在圖2所示之應用中，電阻R4爲了下述原因用來將第一濾波器級925-1(在電晶體Q1之集極)之輸出與電容C4隔離。電容C4具有相對高的電容值。若沒有電阻R4(即如果電阻R4以直接連接取代)，當調諧系統在取得模式且開關電晶體爲“開”時，電容C4與電阻R5之串聯將被直接地連接分流第一濾波器級925-1之輸出。這樣將有助於不好地增加取得時間。然而，相對高值的電阻R4將第一濾波器級925-1之輸出自電容C4隔離且抑制

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

五、發明說明 (21)

電容C4從重要地增加取得時間。

更進一步的注意這相對高值的電容器C4，我們所期望的是在允許一純調諧操作之前提供一預定時間延遲以開始在取得模式之後允許電容器C4充電(或放電)至在取得操作期間所產生之調諧電壓。這種延遲可以在程式控制下由微處理機19提供，如同圖3所示流程圖指示的。

我們所期望的是在第一濾波器級925-1加上如圖2中所示之動態“加速”電路925-3以改變PLL 919的響應時間如同加速取得操作。加速電路925-3包含推拉式組態反向傳導型雙極電晶體Q3、Q4及電阻R7。共基極之電晶體Q3和Q4連接至電容C1的一側且共射極的連接經由電阻R7連接至大電容C1的另一邊。電晶體Q3、Q4之集極分別被連接至正極性供應電壓源+VCC及-VCC。

在操作中，當一大頻率改變發生時，諸如一新的轉發器頻率被選擇時，一個大的誤差信號產生且一相當的大電壓跨於電阻R1。依據改變的極性，電晶體Q3或Q4的其中一個會“開”且“供應”或“吸收”電流。這樣導致回路增益有效地增加(即特性曲線#2向上偏移)且取得時間間接地降低。如同PLL 919接近所要的頻率且誤差信號減小，“開”的電晶體轉變成“關”。

外部濾波器網路925之範例的元件值表示於下表。

元件	值
電阻器R1	24 K(仟歐姆)
電容器C1	4700 pf(皮法)

五、發明說明(22)

電容器 C2	0.1 μ f(微法)
電阻器 R6	2 K
電阻器 R7	10 K
電阻器 R2	1 M(兆歐姆)
電容器 C3	0.27 μ f
電阻器 R3	2 K
電阻器 R4	20 K
電阻器 R5	470 歐姆
電容器 C5	220 μ f

當本創作以一特殊具體實例用於一特別的應用之例子來描述，那些精於此技藝者適合其他應用之修正。例如，本創作不限於使用在一衛星接收器之調諧系統且可以利用在任何本機振盪器之間距大小過大影響到載波回復回路的追蹤能力。此外，當本創作以接收器的形式來加以說明，其中調諧控制相位同步回路之響應時間在純調諧模式期間增加以選擇性地改變在純調變模式期間調諧控制相位同步回路及載波回復回路之相關響應時間以允許載波回復回路追蹤該IF信號之頻率改變，是因為本機振盪器之頻率改變且維持該IF信號適當的解調，在純調諧模式期間降低載波回復回路之響應時間是可能的。然而，增加調諧控制相位同步回路之響應時間較適宜考慮，因為，如上文所示，降低載波回復回路之響應時間可能因為一解調器之信號-雜訊效能下降引起視訊及音訊響應的退降。更進一步，當本創作以影響利用於載波回復回路解調一QPSK調變載波之系

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

訂

五、發明說明 (23)

統描述，本創作亦可應用於用於載波回復回路解調與數位信號以角度調變載波，諸如 QAM(90°相位差放振幅調變)。這些或其他修正列入由以下申請專利範圍所定義之本創作目的之內。

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

訂

四、中文發明摘要(發明之名稱：供具調諧功能之數位衛星接收器用之調諧系統)

一種供數位衛星電視接收器用之經濟的調諧系統包括一相位同步回路(PLL)調諧控制IC，其正常地使用於一調諧系統中傳統地表廣播或有線電視接收器以控制本機振盪器(LO)之頻率。不幸地，PLL IC只能以相當大幅度的改變LO之頻率。以致於，解調由調諧器所產生之數位編碼IF信號之載子回復回路的操作在一純調諧模式時可能會被打斷，因為載子回復回路無法追蹤LO的頻率改變。為了降低這種可能性，與PLL IC有關之積分電路濾波器被修改以在純調諧模式時減少改變LO頻率之比率。

英文發明摘要(發明之名稱：

"TUNING SYSTEM FOR A DIGITAL
SATELLITE RECEIVER WITH FINE TUNING
PROVISIONS")

An economical tuning system for a digital satellite television receiver includes a phase locked loop (PLL) tuning control IC of the type which is normally used in a tuning system of a conventional terrestrial broadcast or cable television receiver to control the frequency of the local oscillator (LO). Unfortunately, the PLL IC is only capable of changing the frequency of the LO in relatively large steps. As a result, the operation of a carrier recovery loop which demodulates the digitally encoded IF signal produced by the tuner may be interrupted during a fine tuning mode because the carrier recovery loop may not be able to track frequency changes of the LO. To reduce such possibility, the integrator filter associated with the PLL IC is modified to decrease the rate of change of the LO frequency during the fine tuning mode.

六、申請專利範圍

1. 用於處理數位信號之裝置，該信號受調於複數個RF載波信號之一，該裝置包含：

- 一RF輸入，其用於接收該複數個調變RF載波信號；
- 一調諧控制相位同步回路，其包含一用於產生本機振盪器信號之本機振盪器；
- 一混頻器，其連接該RF輸入及該本機振盪器，用於產生一與符合一所選擇該複數個RF信號之IF信號之數位信號調變；
- 一IF濾波器，其具有一中心頻率；該IF信號具有一符合該IF濾波器該中心頻率之額定頻率；
- 一數位信號調變器，其包含一用於解調變該IF之載波回復回路裝置以產生由該IF信號載送之該數位信號；及
- 用於控制該調諧控制相位同步回路，以回應該載波回復回路所產生之指示載波回復回路操作狀態之至少為一之控制信號的裝置；

該控制裝置控制該調諧控制相位同步回路(1)建立在一取得模式期間一符合該所選擇RF信號之初始本機振盪器頻率，開始於當該所選擇RF信號是初始的選擇，且結束於當該第二閉回路正確實地解調該IF信號，且(2)自初始本機振盪器頻率改變本機振盪器頻率，以在一純調諧模式期間從該額定IF頻率減少該IF信號之頻率偏移；

該控制裝置尚選擇性地在該純調諧模式期間改變調諧控制相位同步回路及該載波回復回路之相關響應時間，以允許該載波回復回路追蹤因為該本機振盪器頻率改

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

六、申請專利範圍

變，且因而維持該IF信號適當的解調而該IF信號之頻率改變。

2. 根據申請專利範圍第1項之裝置，其中：

該本機振盪器頻率在該純調諧模式期間以足夠大的間距，改變以暫時地中斷該IF信號被數位解調器適當的解調，因為該載波回復回路無能力夠快地追蹤該本機振盪器頻率大間距地改變。

3. 根據申請專利範圍第1項之裝置，其中：

該RF信號具有比用於傳統地表廣播及有線電視傳送頻率範圍更大之頻率；且

該相位同步回路裝置包含一普通用於地表廣播及有線電視接收器中相位同步回路調諧控制積體電路。

4. 根據申請專利範圍第3項之裝置，其中：

該RF輸入適合於自一區塊轉換器接收該RF信號，該轉換器能夠偏移分別來自額定頻率之RF載波信號之頻率。

5. 根據申請專利範圍第1項之裝置，其中：

該RF信號是以該數位信號調變之QPSK；且

該解調器是一QPSK解調器。

6. 根據申請專利範圍第1項之裝置，其中：

該控制裝置在該純調諧模式期間增加該調諧控制相位同步回路之響應時間。

7. 根據申請專利範圍第6項之裝置，其中：

該調諧控制相位同步回路包含一可控制濾波器，用以

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

六、申請專利範圍

決定該調諧控制相位同步回路之響應時間之可控制濾波器；且

該控制裝置控制在該純調諧模式期間增加該調諧控制相位同步回路之響應時間之濾波器。

8. 根據申請專利範圍第7項之裝置，其中：

該濾波器包括第一及第二濾波器級；且

該控制裝置控制該第二濾波器級在該純調諧模式期間增加該第一閉回路之響應時間。

9. 根據申請專利範圍第8項之裝置，其中：

該本機振盪器回應一決定其振盪頻率之調諧控制信號；

該第一閉回路包括用於將該本機振盪器振盪頻率與一參考值比較以產生一誤差信號；

該濾波器連接至用於過濾該誤差信號之該比較裝置以產生用於該本機振盪器之該調諧控制信號；

該第一及第二濾波器級串接在該比較裝置與該本機振盪器之間；且

該第二濾波器級包含一濾波器部分及一切換部分用於選擇地旁通且該第二濾波器級之該濾波器部分在該控制裝置的控制下。

10. 根據申請專利範圍第9項之裝置，其中：

該比較裝置經由一放大器連接至該濾波器裝置；且

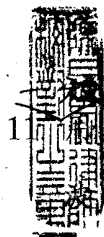
該第一濾波器級包含一以負回授組態與該放大器連接之濾波器部分。

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

六、申請專利範圍



1. 一種用於處理數位信號之裝置，該信號受調於複數個RF載信號之一，該裝置包含：

- RF輸入，其用於接收該複數個調變RF載波信號；
- 第一閉回路裝置包含一用於產生一本機振盪器信號之本機振盪器；
- 混頻器，其連接該RF輸入及該本機振盪器，用於產生一與符合一所選擇該複數個RF信號之IF信號之數位信號調變；
- IF濾波器，其具有一中心頻率；該IF信號具有一符合該IF濾波器該中心頻率之額定頻率；
- 數位信號調變器，其包含一用於解調變該IF之載波回復回路裝置以產生由該IF信號載送之該數位信號；及
- 用於控制該第一閉回路裝置之操作以回應指示該第二閉回路裝置操作狀態之該第二閉回路裝置所產生之至少為一之控制信號的裝置；

該控制裝置控制該第一閉回路(1)建立在一取得模式期間一符合該所選擇RF信號之初始本機振盪器頻率，開始於當該所選擇RF信號是初始的選擇且結束於當該第二閉回路正確實地解調該IF信號，(2)在穩態期間保持該初始本機振盪器頻率，且(3)自初始本機振盪器頻率改變本機振盪器頻率以在一純調諧模式期間從該額定IF頻率減少該IF信號之頻率偏移；

該控制裝置尚控制該第一閉回路裝置以增加該第一閉同步回路裝置以允許該第二閉回路裝置追蹤因為該本機

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

六、申請專利範圍

振盪器頻率改變且因而在該純調諧模式期間維持該IF信號適當的解調而該IF信號之頻率改變。

12. 根據申請專利範圍第11項之裝置，其中：

該RF信號具有比用於傳統地表廣播及有線電視傳送頻率範圍更大之頻率；且

該第一閉回路裝置包含一普通用於地表廣播及有線電視接收器中相位同步回路調諧控制積體電路。

13. 根據申請專利範圍第11項之裝置，其中：

該RF輸入適合於自一區塊轉換器接收該RF信號，該轉換器能夠偏移分別來自額定頻率之RF載波信號之頻率。

14. 根據申請專利範圍第11項之裝置，其中：

該第一閉回路裝置是一相位同步回路；且

該第二閉回路裝置是一載波回復回路。

15. 根據申請專利範圍第14項之裝置，其中：

該RF信號是以該數位信號調變之QPSK；且

該解調器是一QPSK解調器。

16. 根據申請專利範圍第11項之裝置，其中：

該第一控制回路裝置包括一決定該第一閉回路裝置之響應時間之可控制濾波器；且

該控制裝置控制在該純調諧模式期間增加該第一閉回路裝置之響應時間之濾波器。

17. 根據申請專利範圍第16項之裝置，其中：

該濾波器包括第一及第二濾波器級；且

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

六、申請專利範圍

該控制裝置控制該第二濾波器部分在該純調諧模式期間增加該第一閉回路裝置之響應時間。

18. 根據申請專利範圍第17項之裝置，其中：

該本機振盪器回應一決定其振盪頻率之調諧控制信號；

該第一閉回路包括用於將該本機振盪器振盪頻率與一參考值比較，以產生一誤差信號；

該濾波器連接至用於過濾該誤差信號之該比較裝置以產生用於該本機振盪器之該調諧控制信號；

該第一及第二濾波器級串接在該比較裝置與該本機振盪器之間；且

該第二濾波器級包含一濾波器部分及一切換部分用於選擇地旁通且該第二濾波器級之該濾波器部分在該控制裝置的控制下。

19. 根據申請專利範圍第18項之裝置，其中：

該比較裝置經由一放大器連接至該濾波器裝置；且

該第一濾波器級包含一以負回授組態與該放大器連接之濾波器部分因而形成一積分器；

該比較裝置及該放大器包含於一積體電路中；

該第一濾波器級之該濾波器部分，該第二濾波器級之濾波器部分是在該積體電路的外部。

20. 用於處理數位信號之裝置，該信號受調於複數個RF載波信號之一，該裝置包含：

一RF輸入，其用於接收該複數個調變RF載波信號；

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

六、申請專利範圍

一第一閉回路裝置包含一用於產生一本機振盪器信號之本機振盪器；

一混頻器，其連接該RF輸入及該本機振盪器，用於產生一與符合一所選擇該複數個RF信號之IF信號之數位信號調變；

一IF濾波器，其具有一中心頻率；該IF信號具有一符合該IF濾波器該中心頻率之額定頻率；

一數位信號調變器，其包含一用於解調變該IF之載波回復回路裝置以產生由該IF信號載送之該數位信號；及

用於控制該第一閉回路裝置之操作以回應指示該第二閉回路裝置操作狀態之該第二閉回路裝置所產生之至少為一之控制信號的裝置；

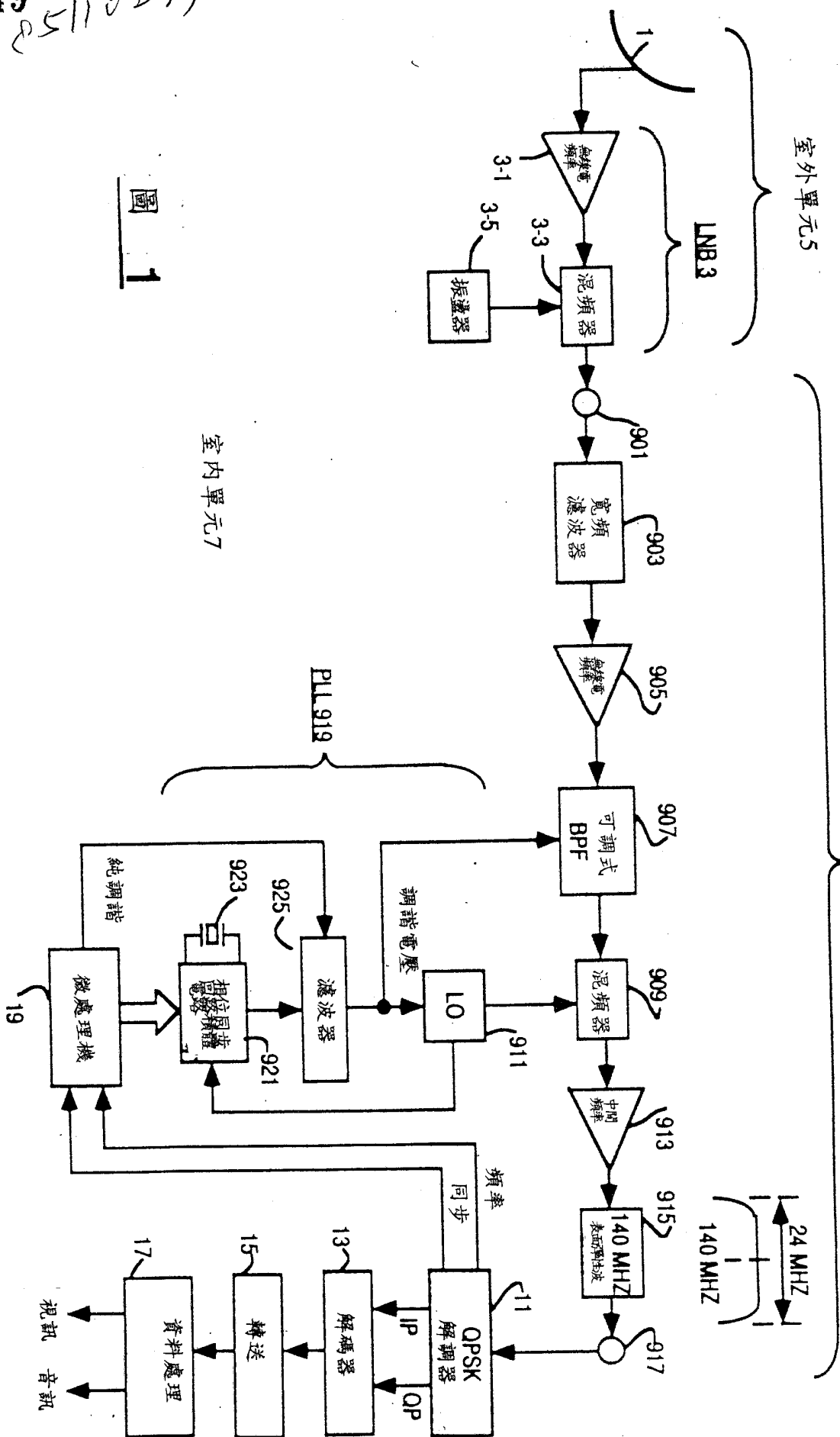
該控制裝置控制該第一閉回路(1)建立在一取得模式期間一符合該所選擇RF信號之初始本機振盪器頻率，開始於當該所選擇RF信號是初始的選擇且結束於當該第二閉回路正確實地解調該IF信號，(2)在穩態期間保持該初始本機振盪器頻率，且(3)自初始本機振盪器頻率改變本機振盪器頻率以在一純調諧模式期間從該額定IF頻率減少該IF信號之頻率偏移；

該第一閉回路裝置在該取得模式期間具有第一響應時間，在穩態模式期間第二響應時間大於該第一響應時間，且在純調諧模式期間第三響應時間大於該第二響應時間。

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂



室內單元7

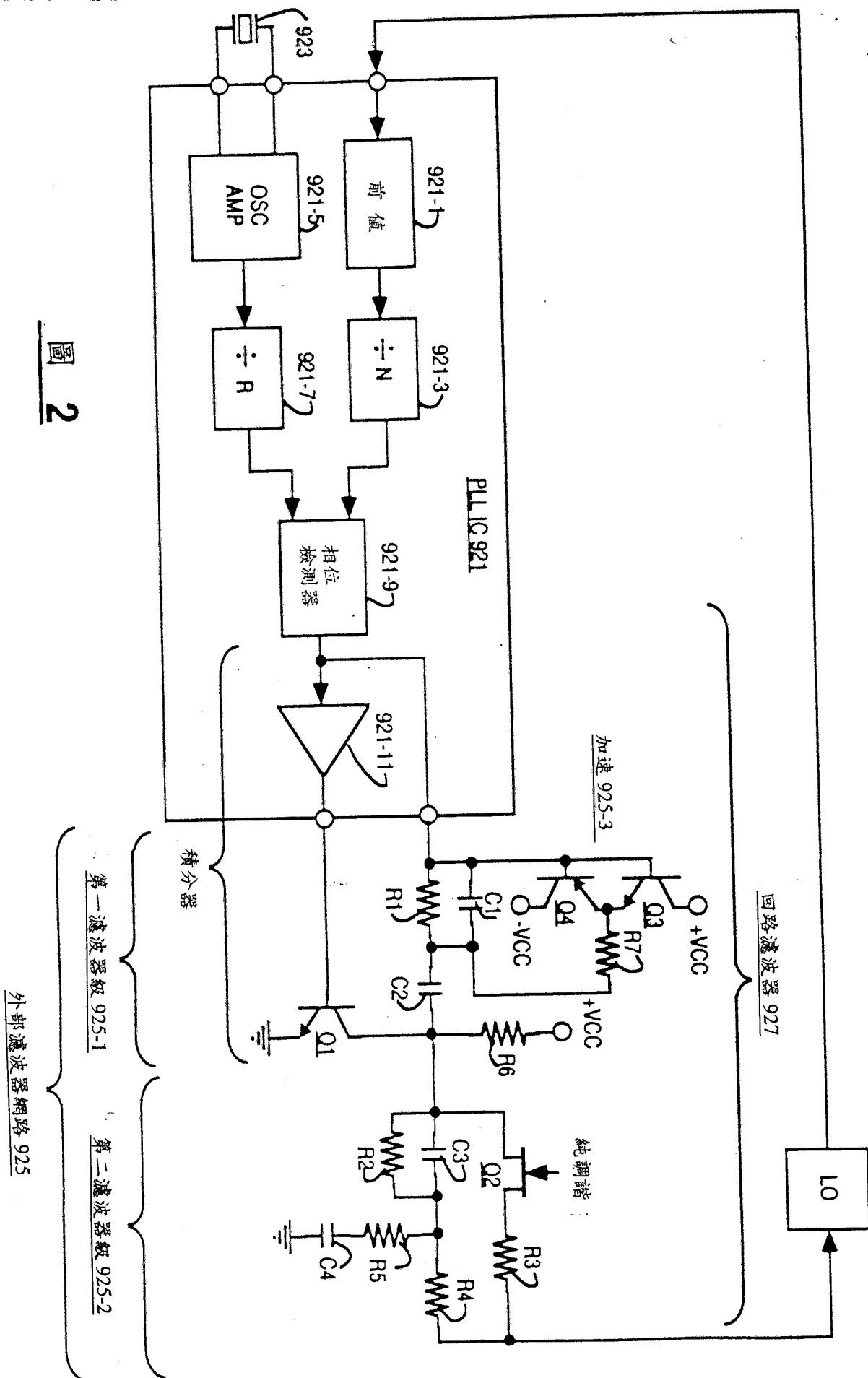


圖 2

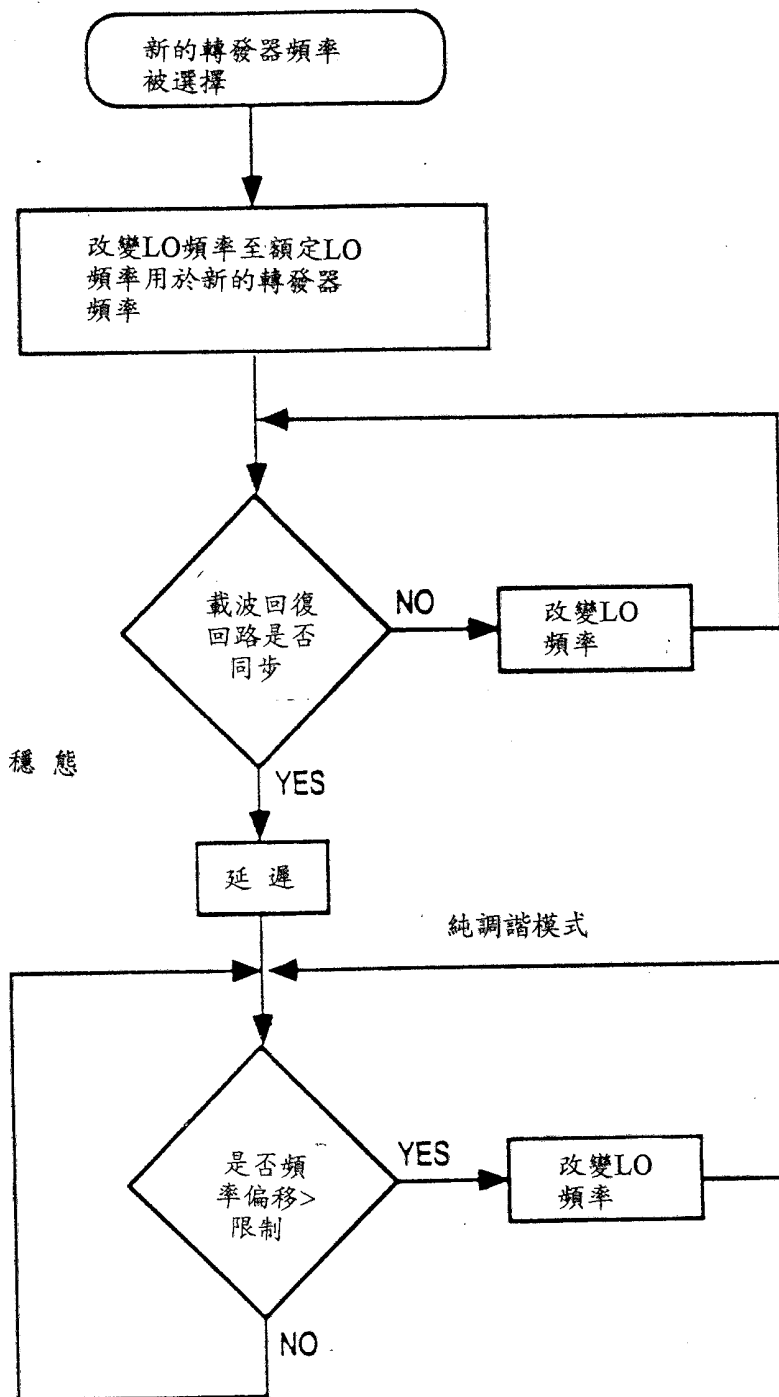


圖 3

