

公告本

293219

申請日期	85. 3. 1.
案 號	85102503
類 別	H04L 7/02, 12/66

293219
293219

A4
C4

(以上各欄由本局填註)

發明專利說明書

一、發明 名稱	中 文	一網路同步數據機中之時間回復
	英 文	TIMING RECOVERY IN A NETWORK-SYNCHRONIZED MODEM
二、發明 人	姓 名	1.伊胡德·亞歷山大·基爾布蘭 2.詹姆士·艾米利·馬茲歐
	國 籍	均美國
	住、居所	1.美國紐約州紐約市第5街24號 2.美國新澤西州費哈維市郵政信箱261號
三、申請人	姓 名 (名稱)	美商AT & T IPM公司
	國 籍	美國
	住、居所 (事務所)	美國佛羅里達州哥拉蓋伯斯市波斯里昂大道2333號
	代 表 人 姓 名	羅那德·迪·史陸斯基

293219

(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：1995.3.30. 案號：08/413 678，☐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

經濟部中央標準局員工消費合作社印製

五、發明說明(1)

發明背景

本發明係關於資料通訊設備如數據機，更特別地，係關於與網路同步之數據機。

對於多數用戶而言，市內電話仍是用戶的資料通訊設備如數據機與市內電話局之間的主要傳媒，該電話局是公眾交換電話網路(PSTN)的一部分。市內電話是一種類比傳媒，其中數據機傳送信號限於額定3.5千赫(kHz)頻寬的音帶。由於資料型服務的數目與可用種類的增加如Prodigy®，以及經由著名網際網路可簡單存取資訊，因此用戶已表達要增加比目前數據機使用的市內電話更高的資料傳送速度。

已知的美國專利案如：編號07/963539，由阿亞諾人等於1992/10/20提出申請，名稱：與遠端編碼解碼器同步之高速數據機；編號08/080161，由戴德維於1993/6/21提出申請，名稱：包含信號組具有收發信號之數據機；及編號08/176742，由阿亞諾等人於1994/1/3提出申請，名稱：具等化配置之高速量化級取樣數據機。已有一種高速數據機技術問世，其可大量增加市內電話的資料傳送速度。特別地，這些申請專利案敘述一種高速數據機技術，其中數據機於時間及量化級上，皆與類比至數位(A/D)及數位至類比(D/A)轉換器同步，即PSTN的量化裝置。此同步可有效地將量化級之子集當成一信號字母使用，藉此大量減少量化雜訊，其導因於任何傳送資料信號上之PSTN。因此可大量增加資料傳送速度。例如此同步方式允許數據機在

五、發明說明(2)

PSTN時脈率下操作，以及在某些假設下如市內電話中無頻寬限制，則理論上可在市內電話上達到每秒64千位元(kb/s)的資料率。使用此種高速數據機技術的數據機稱為量化級取樣(QLS)數據機，於QLS資料通訊系統中通訊的信號稱為脈衝信號。

如上所述，為了使上述QLS數據機的調變設計成功，其必須在QLS數據機與PSTN的網路取樣時脈之間，於傳送及接收方向都時間同步。此同步是需要的因為網路取樣時脈控制PSTN內任何量化裝置之取樣時間。例如從QLS數據機傳送至其市內電話局的資料樣本，必須準確地到達市內電話局的A/D轉換器，以使A/D轉換器讀取各樣本。類似地，一接收QLS數據機必須與其市內電話局的網路取樣時脈同步。可惜地，任何時間的偏差，如測量得到的時間跳動，而在個別收到的資料信號中引入符號間干擾。在這些高資料率下，QLS資料通訊系統中最大可允許的時間跳動通常極小。例如大於42 kb/s的資料傳送率時，最大可允許的時間跳動可小於70毫微秒(ns)。

發明之概述

我們提供一時間系統以使QLS數據機與PSTN中的網路取樣時脈同步。特別地，一時間信號加在一脈衝信號上，以便從PSTN傳送至接收QLS數據機。為了響應此收到的時間信號，接收QLS數據機與網路取樣時脈同步。

在本發明之具體實例中，脈衝信號包括：諸帶有資料樣本，其由一遠端QLS數據機或網路源提供，及至少一不帶

五、發明說明(3)

有用戶資料(NUDB)樣本，其中此NUDB樣本級週期性交換或改變。此外，接收QLS數據機使用擷取的時間資訊來消除收到QLS信號的帶有資料取樣上的NUDB樣本之任何失真效應。

根據本發明之特色，我們了解因為PSTN中的A/D與D/A轉換器是在同一網路取樣時脈下操作，使QLS數據機與下游取樣頻率同步，等於使QLS數據機與上游取樣頻率同步。利用此原理我們的時間系統將所有的時間資訊僅送入下游脈衝信號，而接收QLS數據機則得到雙向同步。

附圖之簡單說明

圖1是部分量化級取樣(QLS)資料通訊系統之方塊圖。

圖2繪示脈衝信號之部分DSO表示，該信號由QLS數據機提供。

圖3是網路級QLS數據機之方塊圖。

圖4的時間圖是本發明原理之實施以用於QLS資料通訊系統。

圖5是 μ 律編碼表。

圖6是部分網路級QLS數據機之方塊圖，該數據機是本發明原理之實施。

圖7是部分QLS數據機之方塊圖，該數據機是本發明原理之實施。

圖8是啓始相之流程圖，該啓始相是本發明原理之實施。

圖9是消除時間信號之返回信號方法之流程圖。

五、發明說明(4)

圖10的方塊圖是部分QLS數據機之發射器，該數據機用於圖9的方法中。

發明之詳細說明

於說明本發明概念前，先敘述QLS資料通訊系統之一般操作以提供一些背景資訊。若須要可從上述美國專利案中獲得額外資訊。圖1是QLS資料通訊系統之方塊圖，該系統包括：QLS數據機203，PSTN 309，及QLS數據機205。為了簡化僅在圖1中顯示QLS數據機203至QLS數據機205之傳送方向，並於以下說明。從QLS數據機205至QLS數據機203的反向傳送，其方式也類似。假設QLS數據機205至QLS數據機203之間的資料連接已存在，如通話設定，修正等，且已完成，則資料在QLS數據機205與QLS數據機203之間通訊。

也在例子中假設PSTN網路309以每秒8000個樣本的取樣率操作，並利用 μ 律編碼解碼器301與315，其包括一限頻濾波器以限制市內電話217與219的響應在額定頻率範圍300 Hz-3.3 kHz。因此可視市內電話217與219具有6 kHz的雙邊頻寬。如業界所知， μ 律編碼解碼器301與315是利用 μ 律編碼將類比信號轉換成數位表示，反之亦然。資料以數位格式從PSTN 309跨越通訊至網路級QLS數據機305(如下所述)。類似方案存在於歐洲電話網路中，除了以A律編碼解碼器取代 μ 律編碼解碼器301與315之外。因為歐洲A律編碼完全與美國相對之 μ 律類似，因此本申請專利所述的所有方法皆適用於二者。

五、發明說明(5)

以下 QLS 數據機的概念是 QLS 數據機與類比至數位 (A/D) 及數位至類比 (D/A) 轉換器，即 PSTN 的量化裝置，在時間及量化級皆同步。此同步大量減少量化雜訊，其導因於任何傳送資料信號上之 PSTN，因此可大量增加資料傳送速度。

藉著在各 QLS 數據機中將 μ 律量化級本身當成一信號字母使用，即可達成量化級的同步。因此各資料符號等於 255 個 μ 律量化級或樣本級之一，因此約表示 8 個用戶資料位元。因此傳送資料符號序列明顯的在整個網路上以數位形式傳輸。

由基本奈奎斯理論可知，具 W Hz 的雙邊頻寬可在不大於每秒 W 個符號的率下支援低失真信號。因此在約 6 kHz 的已知雙邊市內電話頻寬下，極大符號率約為每秒 6000 個符號。因為將 μ 律取樣級當成信號字母使用，因此極大符號率等於每秒 6000 個符號。

與假設能每秒取樣 8000 個樣本的 PSTN 309 成對比。因此每 8 個由 PSTN 309 接收的樣本中至多有 6 個可以隨意選擇。換言之當限制數據機輸出頻寬在每秒 6000 個樣本時，不可能每秒選擇 8000 個獨立樣本，並將其通過數據機。因而在此例中這些每秒 6000 個樣本中的每一個都表示 8 位元，接著即使當考慮實際頻寬時，仍可在市內電話中達到 48 kbps 的傳送率。

一般而言從 QLS 數據機 203 發出的合成類比信號稱為脈衝信號，其中類比樣本在一序列框中以 M 個符號或樣本群

五、發明說明(6)

送出。各框包含 N 個時脈週期，而各時脈週期等於PSTN 309網路取樣時脈的 T_s 週期。因此框週期 T_p 等於 NT_s 。於脈衝信號的各框中， M 個樣本的群稱為帶有用戶資料(NUDB)樣本，而 $(N-M)$ 個樣本的群稱為不帶有用戶資料(NUDB)樣本。在此例中，於包含 $N=8$ 個時脈週期的框送出 $M=6$ 個樣本，對於每秒8000個樣本而言則網路取樣時脈的週期 T_s 等於125微秒因此 $T_p=1$ 毫秒。因此驅動每8個輸出樣本中的6個至傳送量化級，即UDB樣本，而剩餘的2個樣本是NUDB樣本。因為在奈奎斯理論下不能隨意選擇NUDB樣本，它們是由QLS數據機203與網路級QLS數據機305設定為0(如下所述)。

QLS數據機203為了在市内電話217上提供每秒6000個樣本率，必須考慮額外的設計。如上述阿亞諾等人提出申請的美國專利，外稱：具等化配置之高速量化級取樣數據機，其已顯示若一信號 $h(t)$ 在至少 M 個奈奎斯頻率移動 $(f+1/T)$ ， $l=0, \pm 1, \pm 2, \dots$ 所有的 f 符合 $|f| \leq 1/(2T)$ 中具雙邊不消失光譜支援，則可能指明發射器與接收器濾波器，以使來自 M 個用戶的 M 個資料串中的每一個，在不受其他資料串的干擾下回復。達成這種狀態的一種發射器與接收器濾波器，業界稱為符合一般強迫零(GZF)標準。如上述阿亞諾等人提出申請的美國專利可知，延伸此分析以顯示若發射器濾波器或接收器濾波器是固定的，假設固定者滿足某些光譜需求，即可彈性選擇另一者。特別地若固定濾波器的元件是純延遲元件，而且若沒有2個延遲值相

五、發明說明(7)

等，則似乎可以一直滿足這些光譜需求，因此可能選擇另一濾波器以達成GZF標準。此概念形成QLS數據機設計之基礎，其中單一用戶傳送M/T符號序列率，但是在符號之間具有非均勻的時間間距。

圖1是QLS數據機203發射器部分之方塊圖，其於線路217上提供一脈衝信號。若不限制量化級的使用，則以約48 kbps率將用戶資料229施在QLS數據機203。編碼器223將用戶資料229編碼成6個並列，每秒1000個符號之頻道符號串235-240，即編碼器233提供M/T樣本串的率，其中 $M=6$ 而 $1/T=1$ kHz。如上所述，編碼器223利用 μ 律量化級本身當成一信號字母使用，發射元件221包括6個發射器濾波器251-256，各個這種濾波器(或發射器等化器)在一頻道符號串上操作。在發射器總和器270中將發射器濾波器輸出261-266相加，並將總和器輸出信號272轉換成類比形式，並且用數位至類比轉換器279濾波。後者提供脈衝信號以便經由用戶線路217傳送至PSTN 309的市內電話局(未顯示)。

在PSTN 309的電話局(未顯示)，編碼解碼器301以每秒8000個樣本率濾波並取樣脈衝信號，將這些樣本電壓量化且編碼成DS0數位序列，其經由PSTN 309通過網路級數據機305(如下所述)至編碼解碼器315。圖2繪示此修正DS0數位序列之部分，DS0部分302是框303與框307上線路217中脈衝信號之數位表示。用 d_i ，($i=1$ 至12)表示UDB樣本，並將NUDB樣本設定為0。

五、發明說明(8)

爲了完成從傳送QLS數據機203的信號傳送，編碼解碼器315將DS0轉換成另一脈衝信號，在用戶線路219上傳至接收QLS數據機205。A/D轉換器281將收到的脈衝信號轉換成數位形式，該轉換器以每秒8000個樣本率取樣。用6個並列接收器濾波器291-296來操作合成數位信號283。第k接收器濾波器(或接收器等化器) RX_k 294以每秒1000個樣本率產生一串數位樣本454，這些樣本是對應傳送樣本串238輸入至QLS數據機203的第k個發射器等化器 Tx_k 254之估計。用分割器461-466來操作樣本串451-456，以便將各樣本對映至8位元字，其對應255個可能 μ 律樣本級之中最接近者。用解碼器480來操作6個分割器輸出符號串471-476，該解碼器以48 kbps率將6個每秒1000個符號之頻道符號串對映至單一用戶資料輸出串230。

已將QLS資料通訊系統之操作作了一般性說明，現在則敘述網路級QLS數據機305。網路級QLS數據機305表示一串這種網路級QLS數據機，其係PSTN 309提供的高速資料服務的一部分。可以任何方式存取此串，如經由一個與此高速資料服務有關的預定電話號碼。一旦存取此串，接著將後續資料連接切換至網路級QLS數據機305。後者實施一種碼轉換過程，可參考上述戴德維提出申請的美國專利，名稱：包含信號組具有收發信號之數據機。此碼轉換過程補償發生於PSTN 309中的混合洩漏並確保NUDB樣本設定爲0。欲達此例子的目的，假設各網路級QLS數

五、發明說明(9)

據機僅接收及傳送脈衝信號的數位表示。

圖3是網路級QLS數據機之繪示具體實例。網路級QLS數據機305包括數位信號處理器(DSP)與相關電路，以處理回音消除與碼轉換之工作。假設線路304與306已是數位DS0格式，且已在市內電話局的A/D轉換器中濾波與量化。網路級QLS數據機305經由線路304與306聯結至QLS資料連接。特別地，回音消除器70用數位信號301估計線路302中的回音。碼轉換器60在線路303上，將帶有資料樣本從其接收群轉換成其傳送群，並經由線路306送至市內電話載波。在此說明的目的上，碼轉換器60與65執行的碼轉換並不重要。

任一網路QLS資料通訊設備如QLS網路級數據機305中的時間回復並不重要，因為任一網路裝置在網路中隱含地接收明析的時間信號。然而如上所述，為了使上述QLS數據機的調變設計成功，其必須在QLS數據機與PSTN的網路取樣時脈之間，於傳送及接收方向都與時間同步。此同步是需要的，因為網路取樣時脈控制PSTN內任何量化裝置之取樣時間。例如從QLS數據機傳送至其市內電話局的資料樣本，必須準確地到達市內電話局的A/D轉換器，以使A/D轉換器讀取各樣本。類似地，一接收QLS數據機必須與其市內電話局的網路取樣時脈同步。可惜地，任何時間的偏差，如測量得到的時間跳動，而在個別收到的資料信號中引入符號間干擾。在這些高資料率下，QLS資料通訊系統中最大可允許的時間跳動通常極小。例如大於42

五、發明說明 (10)

kbps的資料傳送率時，最大可允許的時間跳動可小於70毫微秒(ns)。

在上述阿亞諾等人提出申請的美國專利，名稱：與遠端編碼解碼器同步之高速數據機，其中提到數種同步法。所有的這些技術一般都強調於QLS資料連接的啓始部分，接收QLS數據機等化一修正信號。業界了解由此等化可調整時間延遲。然後採用傳統適應等化法來保持正常時間。因為收發二個方向都需要在QLS數據機中同步，因此要在傳送與接收路徑上執行此等化。

雖然可用上述等化法使QLS數據機與網路樣本時脈同步，在此仍提供另一種時間系統。根據本發明將一時間信號加在一脈衝信號上，其從PSTN傳送至接收QLS數據機。為響應此收到的時間信號，使接收QLS數據機與網路取樣時脈頻率同步。

在以下說明中隱含地假設任何內部網路時間跳動若非極小的高頻跳動，以致樣本至樣本變異不嚴重，如在10至20 ns之間，即該跳動是長期性且可用鎖相迴器(PLL)追蹤，僅有少許惡化是導因於PSTN至接收QLS數據機再返回路徑中累積的整個迴路延遲。

如上所述在一脈衝信號中不能用NUDB樣本來傳輸隨意資料，因為這會違反市內電話線路上6 kHz可用頻寬每秒6000個樣本的奈奎斯限制。特別地，以M=6及N=8為例，嘗試使用2個NUDB樣本來傳送隨意資料會導致符號間干擾，而這無法用任何線性接收等化器將其減輕。然而我

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

五、發明說明 (11)

們了解可用一種非零NUDB樣本使接收數據機與網路取樣時脈同步，且不在接收器產生無法減輕的干擾。特別地我們建議累加通話，即明顯地從網路將一純音(與伴隨的諧波)加入接收QLS數據機的下游傳送串。僅用各框中一個未用樣本來操控此音的插入，以不改變任何帶有資訊資料樣本的值。

連續以上的例子，假設使用8取6的脈衝信號設計，因而送出6個樣本，即UDB樣本，接著是2個未用時槽。雖然連續的目的是為了說明，但不要求一框內的NUDB樣本或UDB樣本是連續。在本發明具體實例中，各8個樣本框的最後樣本，其通常是0，在連續框中可交替的設定為+A與-A。亦即在一框週期 T_p 中脈衝信號包括：帶有資料樣本，其由遠端QLS數據機提供；及至少一不帶有用戶資料(NUDB)樣本，其中並交換此NUDB樣本的級。如圖4的框11與12所示，其表示加在傳至接收QLS數據機的脈衝信號上的時間樣式。大致上全雙工式傳送的A選擇，是數據機的強力接收音與音經由混合產生的低串音間之妥協。在下游方向如從PSTN網路304至接收QLS數據機，可選擇為級64或從極大的4015.5個單位中選擇247.5個，這些單位符合圖5中的已知 μ 律編碼。

此[...-A0000000A0000000-A...]的附加樣式產生個別音的薈集，但是中帶音(≤ 4 kHz)是500，1500，2500及3500 Hz。在此例中將1500 Hz當成時間參考來使用。其他音是多餘的。僅製造一個音需要將一個信號加在6 UDB樣

五、發明說明 (12)

本上。雖然可以如此，但是有二個理由使我們並不期望如此，第一，因為下游信號是從不同值字母(μ 律級)中選擇，因此不可能產生完美的音。第二，要求帶有資料樣本與時間資訊共享動態範圍，會有效減少供實際資料使用的動態範圍。

事實上也可使用新更普通的週期樣式[...-A0000000B0000000-A...], 如在此例中若 $A \neq B$ 則也可產生1000 Hz的倍數音。

因為D/A轉換器在電話局送出下游傳送時脈，4個到達接收QLS數據機的附加中帶音的處理頻率是由網路裝置的頻率作精確決定。接收QLS數據機從此週期交換信號級擷取時間資訊，以使QLS數據機與網路取樣時脈同步，並且在接收QLS信號的帶有資料樣本上消除NUDB樣本的任何失真效應。

在此例中假設用網路級QLS數據機將時間信號加在傳送的脈衝信號上。圖6是網路級QLS數據機之方塊圖，該數據機是本發明原理之實施。圖6的網路級QLS數據機405取代圖1與3的網路級QLS數據機305。網路級QLS數據機405與網路級QLS數據機305類似，除了加入時間程序80，85，90與95之外。與圖3相同假設線路304與306提供數位DS0資訊至市內電話局，或從市內電話局送回DS0資訊，回音消除器70與75提供對於交越混合回音的較高免疫性，而碼轉換器60與65在接收與傳送群之間作媒介。此外過程90與95使NUDB樣本的能量歸零，該能量導因

五、發明說明 (13)

於符號干擾的蓄集與近似的混合回音。過程80與85產生的時間樣本，於信號304與306傳送回市內電話局之前插入剛才被歸零的NUDB樣本。

圖7是部分QLS數據機之方塊圖，該數據機是本發明原理之實施。爲了簡化僅說明QLS數據機505的接收器部分。如上所述，網路級QLS數據機405以資料格式 $[\cdots d_1 d_2 d_3 d_4 d_5 d_6 0 A d_7 d_8 d_9 d_{10} d_{11} d_{12} 0 - A \cdots]$ 送出一串交錯著時間音(±A)的資料(d_i)。此資料串通過編碼解碼器濾波器及市內電話線路及接收器濾波器，頻道響應函數 $C(\omega)$ 代表此級聯並由元件500來表示，並經由線路501到達接收QLS數據機505，而類比至數位轉換器575則轉換成數位形式。

將收到的信號送入QLS數據機505的消音器580。QLS數據機505包括時間響應濾波器565與加法器510。時間響應濾波器565提供表示一取樣估計的信號至收到的時間信號本身。用 $\hat{C}_2$ 表示頻道響應對於時間信號的估計，而 $\hat{C}_2$ 是在啓始相決定，如以下所述。加法器510將時間響應濾波器565的輸出信號從收到的脈衝信號中減去，藉此去除或消除收到的脈衝信號中的時間信號。因此加法器510經由線路511提供的信號是一理想的唯資料信號，其送至回音消除器560，等化器550，及分割器545以回復資料信號，其位於線路546上。

回復的資料信號也送入資料消除器585，後者包括：再定框元件570，頻道模型濾波器530，延遲元件520，及

五、發明說明(14)

加法器525。回復資料信號後，用再定框元件570將其再定框為8個方塊(6個資料符號接著是2個0)，並傳回頻道模型濾波器530。此濾波器530提供頻道響應的估計至資料信號。由 $\hat{C}(\omega)$ 表示此估計，其由啓始相決定，如下所述。最後加法器525從原始輸入信號的延遲者中減去頻道模型濾波器530的輸出信號，該輸入信號由延遲元件520提供(如以下所述)，藉此消除資料信號並經由線路526提供時間信號的估計。用鎖相迴路(PLL)535執行時間回復，PLL鎖住收到的1500 Hz音並控制時間參考555，並在線路556上提供一參考時間信號 $\hat{T}_s$ ，其表示產生該音的同一8000 Hz樣本時脈。特別地，時間參考555於線路556上提供參考時間信號 $\hat{T}_s$ ，也從 $\hat{T}_s$ 中導出1500 Hz的信號，其位於線路554上。PLL 535將時間參考555產生的1500 Hz信號與收到的1500 Hz音相比，以調整時間參考555以便與2個1500 Hz信號同步，藉此也使 $\hat{T}_s$ 與網路時脈同步。實驗地，使用具.1 Hz頻寬的PLL，此外接著將參考時間信號 $\hat{T}_s$ 加入轉換器540，其與再定框元件570相同，會再生時間樣式，其經由線路541送入時間響應濾波器565。為了響應此再生時間樣式，時間響應濾波器565提供頻道響應至時間信號，這可參考上述說明。

這種技術的優點是，因為音的週期性而使得時間響應濾波器565變的簡單。亦即分接頭的數目是框中樣本數的二倍。在此例中因為使用8取6脈衝信號的設計，僅需要16個分接頭長的時間響應濾波器565。此外用簡單的關係

五、發明說明 (15)

$\hat{C}_2(i) = -\hat{C}_2(i-8)$ ，而 $8 \leq i \leq 15$ ，使最後 8 個分接頭與前 8 個產生關係，因此僅需要將 8 個記憶體中的位置儲存在時間濾波器 565 中。

例如 +A 序列放在 $T = 16 T_s$ ，音的頻率光譜可以下面的式子表示基本本體

$$A \sum_{m=-\infty}^{\infty} \exp(i \omega n T) = \frac{A}{T} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \delta(f - m f_0) \quad (1)$$

其中 $f_0 = 1/T$ 。在 $f_0 = 500$ Hz 的情況下也有 -A 脈衝的類似表示，其位移為 $T/2$ ，特別地

$$-A \sum_{m=-\infty}^{\infty} \exp(-i \omega (nT + \frac{T}{2})) = -\frac{A}{T} \sum_{m=-\infty}^{\infty} (-1)^m \delta(f - m f_0) \quad (2)$$

將公式 1 與相 2 相加得到

$$\frac{2A}{T} \sum_{\substack{m=-\infty \\ m \text{ 奇數}}}^{\infty} \delta(f - m f_0) \quad (3)$$

因此由公式 3 可知，產生的時間信號之時間域運算式稱為 tones(t) 可以下面公式表示：

$$\text{tones}(t) = \frac{4A}{T} \sum_{\substack{m=1 \\ m \text{ 奇數}}}^{\infty} \cos(2 \pi m f_0 T) \quad (4)$$

通過線性頻道後，由上述頻道響應函數 $C_2(\omega)$ 表示，

五、發明說明 (16)

QLS 數據機接收一音信號而等於

$$\text{收到的 tones}(t) = \sum_{\substack{m=1 \\ m \text{ 奇數}}}^{\infty} a_m \cos(2\pi m f_0 t + \psi_m) \quad (5)$$

式中 a_m 與 ψ_m 表示頻率 $m f_0$ 時 $C_2(\omega)$ 的衰減與相移分量。假設 $m > 7$ 可忽略 a_m ，因為有頻道與濾波器衰減。

回到公式 5，頻率 $m f_0$ 的各個個別分量音具有一週期，其是 T 的幾分之一，而各音改變 $T/2$ 時間位移的正負號，因此

$$\text{收到的 tones}(t) = \text{收到的 tones}(t + kT), \text{ 而 } k = 0, \pm 1, \pm 2 \cdots \quad (6)$$

$$\text{收到的 tones}(t) = -\text{收到的 tones}(t + T/2) \quad (7)$$

因此假設離帶音具有可忽略的功率，並可消除中帶音，方法是減去時脈的 16 個分接頭延遲線路的輸出，其值是音信號的 $16 T_s$ 間距值。這是圖 7 回音消除器 580 的函數。如下所述這些值是在未送出資料時，於啓始修正步驟中得知。此外由公式 7 可知僅需要記住 8 個連續值，而其他 8 個是這些值的負數。

以上假設個別頻道響應函數 $\hat{C}_2$ 與 $\hat{C}(\omega)$ 分別由時間響應濾波器 565 與頻道模型濾波器 530 使用，並且在啓始即修正相中決定。圖 8 顯示啓始相的部分，修正相的其他元件如資料率協調等則未顯示。

在圖 8 的步驟 605 中網路級 QLS 數據機 405 僅傳送時間信

五、發明說明(17)

號至QLS數據機505如圖4所示。從此參考時脈QLS數據機505於步驟610在線路541上產生一時間信號。特別地，延遲元件520提供N個分接頭的總延遲並通過等化器550表示傳播延遲。N的值應該是等化器長度的一半，因等化器可以100個分接頭，N等於50個分接頭延遲。因為現在未傳送資料信號，加法器525將延遲元件520的輸出直接送入PLL 535。後者鎖住1500 Hz音，並導出8000 Hz取樣時脈 $\hat{T}_s$ 的估計。此估計則送入時間響應濾波器565。

鎖住PLL 535並估計 $\hat{T}_s$ 之後，QLS數據機505接收估計頻道響應相對於時間信號的估計，即QLS數據機505在步驟615決定 $\hat{C}_2$ 。在此步驟時間響應濾波器565每 $\hat{T}_s$ 秒取樣一次，並將收到的信號平均，其僅是時間信號，以正確得到時間信號的16樣本頻道響應(如上所述僅需要16個分接頭即可實施對於時間信號的頻道響應)。這些得到的樣本接著儲存在時間響應濾波器565的記憶體(未顯示)中，當成時間響應濾波器565的16個分接頭。

步驟615後網路級QLS數據機405於步驟620將時間信號中斷，並開始於步驟625傳送一預定的修正信號。此修正信號是一預定的偽隨機序列 a_k ，其可是二進位值，即以 $1/T_s$ 率使用所有的時槽，將其從網路級QLS數據機405送出。在步驟630用QLS數據機505形成頻道估計 $\hat{C}(\omega)$ 。(因為無法正確得知 $C(\omega)$ 的值，因此用 $\hat{C}(\omega)$ 來估計，其是整個頻寬上頻道響應的約值)。延遲元件520將收到的修正信號延遲並送入加法器525。此外處理器590將同一序

(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)

列 a_k 的延遲 N 者經由再格式器 570 送入頻道模型 530。頻道模型是一改裝濾波器可調整頻道與頻道模型輸出之間的誤差為 0。此誤差信號由加法器輸出 526 提供。假設步驟 630 執行的夠快以使 PLL 535 不能開始漂移，即假設 PLL 535 於此步驟不受限制。應該注意的是最後的 $\hat{C}(\omega)$ 包括頻道延遲。

一旦完成頻道模型改裝，網路級 QLS 數據機 405 即於步驟 635 中斷偽隨機資料信號，並於步驟 640 再開啓時間信號以便再將 QLS 數據機 505 的 PLL 535 鎖住。此外，QLS 數據機 505 以離線方式使用估計頻道模型 $\hat{C}(\omega)$ ，以便於步驟 635 快速修正等化器 550。欲知更多這方面的資訊可參考上述阿亞諾等人提出申請的美國專利，名稱：具等化配置之高速量化級取樣數據機。或者可從另一修正信號直接修正等化器 550，但是因輕微的暫時時間錯誤調整而產生即時的緩慢與不可避免的雜訊，都使得它變成一種欠佳選擇。

最後於步驟 645 開始穩態操作，引入消音，將等化器 550 引上線，並將其輸出資料估計經由頻道模型 530 送入以除去資料背景，提供較純(高信雜比(SNR))的時間信號至 PLL 535，以最後鎖住。

在上述設定相中假設總頻道響應 $\hat{C}(\omega)$ 與時間信號 $\hat{C}_2$ 的頻道響應皆未改變，或是若其改變，每一個也是很慢的改變。若在資料通訊中誤差率增加到超過預定點，則假設執行再修正以重新估計這些頻道響應。

五、發明說明 (19)

根據本發明之特色，我們已了解因為 PSTN 中的 A/D 與 D/A 轉換器都以同一網路取樣時脈操作，使 QLS 數據機與下游取樣頻率同步，等於使 QLS 數據機與上游取樣頻率同步。亦即因為傳送 QLS 數據機視網路 A/D 轉換器為使用同一網路時脈，而且傳送 QLS 數據機也知道網路 A/D 取樣頻率。接著網路與傳送 QLS 數據機之間任何固定的相對相移都要算入，這是藉著將其包括在上游方向作為頻道特性的一部分。於上述啓始相中網路級 QLS 數據機先得知頻道。在此啓始相中，網路級 QLS 數據機接收一偽隨機資料序列，其由 QLS 數據機提供，並計算頻道響應。此頻道響應包括任何時間延遲。網路級 QLS 數據機接著將計算好的頻道響應送回 QLS 數據機。利用此原理我們的時間系統將所有的時間資訊僅加在下游脈衝信號，而 QLS 數據機的接收部分得到雙向同步。

為了求完整有一點要注意的是即使上游方向的半雙工傳送方式，一時間信號仍必須向上送至 QLS 數據機。然而因為 PSTN 電話局的混合，此時間信號導致上游方向類比段中產生串音。亦即此時間信號的回音出現在上游傳送。此回音可視為出現在全雙工傳送方式中一般的混合感應串音，例如可以在上述網路級 QLS 數據機中用回音消除器將回音消除。然而我們了解消除此時間信號回音的另一種可能方法是，上游傳送時在傳送 QLS 數據機中加入適當的類比樣本。換言之，現在傳送 QLS 數據機將一額外類比信號加入以消除因網路混合而導致傳送時間信號的任何回音。這

五、發明說明(20)

允許傳送時間信號在與回音信號中的對應增加無關下增加功率，因為藉著額外類比信號的傳送可將後續回音消除。時間信號的傳送功率愈高，接收QLS數據機追蹤它的能力就愈好。

圖9繪示消除時間信號傳送時產生的回音信號之方法，該傳送是從PSTN至接收QLS數據機。後者與圖8相同，除了加入步驟805，810與815之外。在步驟405網路級QLS數據機測量收到的回音信號量，作為啓始相時，時間信號傳送至QLS數據機505的結果。此測量可以任一方式執行，如，因為沒傳送資料信號，上游方向中，框的任何樣本應該理想地設定為0。因此任何測量到的信號級都等於傳送時間信號的回音。後者在啓始相中於步驟815，將測量回音信號的相反值傳至QLS數據機505。接收QLS數據機815於步驟820，將等於此相反值的額外類比信號加在任何傳送的脈衝信號中。因此根據本發明之原理，藉著PSTN的混合將回音信號後續加入傳送信號中，都導致回音信號的消除。

圖10顯示部分的QLS數據機505發射器，其類似圖1的發射器221，除了加入處理器905外。後者產生相反值以便經由加法器270將相反值的類比信號加入傳送的脈衝信號。此相反值類比信號的加入是在框的所有樣本中。因此下面資料信號的動態範圍就減少了。

雖然本發明概念的說明，是藉著使用至少一交換NUDB樣本而將時間信號附加在一脈衝信號上，應該了解的是任

五、發明說明 (21)

何時間信號也可附加在至少一UDB樣本上。在此例中時間信號不必從網路級裝置中產生。事實上時間信號源可以在任何地方如傳送QLS數據機。然而如先前所述，UDB樣本的使用限制了下面信號的動態範圍，因為此UDB樣本表示下面資料信號與時間信號的加入。此外應該了解的是若位於個別市內電話局的量化裝置太粗糙，則可將某些時間信號解釋為資料，而將某些資料信號解釋為時間信號。類似地，也可用NUDB與UDB的合併來傳送時間信號。

以上僅說明的原理，將會了解的是業者可想出許多種替代配置，其雖然未在此明顯表示，也算本發明原理之具體實施，且應在本發明之精神與範圍內。

例如雖然本發明的說明僅係以不同功能建構方塊如鎖相迴路等之實施為例，仍可用一或多個適當的程式處理器，如數位信號處理器來執行這些建構方塊的任一或多個功能。此外雖然在各框中以脈衝信號作說明，此信號具有8個樣本中的6個UDB樣本，即8取6設計，但仍可用其他組合，如各框中5個樣本中取4個UDB樣本，各框中7個樣本中取6個UDB樣本等。應該了解的是脈衝信號格式的改變會改變產生的對應音。例如在5取4設計或7取6設計中，基本頻率 f_0 分別是 $8000/10=800$ Hz與 $8000/14=571.4286$ Hz。應該注意的是在這些後續例子中這些頻率都是4000 Hz的單倍數，因此很難消除此頻率的任一成分。然而4000 Hz的頻道衰減可有效抑制此頻率成分。

最後雖然本發明的敘述是以2個用戶QLS數據機間的連

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

五、發明說明 (22)

接為主，但並不表示一直如此。例如資料連接的端點可以是資料伺服應用，亦即數位至類比。此資料伺服應用經由一數位設施與一網路級QLS數據機，與用戶的QLS相容資料通訊設備通訊。

(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： 一網路同步數據機中之時間回復)

一種用於量化級取樣(QLS)數據機之時間技術，將一下游脈衝信號中之時間資訊，從公眾交換電話網路(PSTN)送入QLS數據機。為響應此時間資訊，QLS數據機與PSTN之網路取樣時脈同步。特別地，脈衝信號包括：諸帶有資料樣本，其由一遠端QLS數據機提供，及至少一不帶有用戶資料(NUDB)樣本，其中此NUDB樣本之級週期性地交換。QLS數據機從此週期交換信號級擷取時間資訊，以使QLS數據機與網路取樣時脈同步。

英文發明摘要 (發明之名稱： TIMING RECOVERY IN A NETWORK-SYNCHRONIZED MODEM)

A timing technique for a Quantization-Level-Sampling (QLS) modem puts timing information in a downstream pulsed signal transmitted from the public switched telephone network (PSTN) to the QLS modem. In response to this timing information, the QLS modem synchronizes to the network sampling clock of the PSTN. In particular, the pulsed signal includes data-bearing samples, which were provided by a far-end QLS modem, and at least one non-user-data-bearing (NUDB) sample in which the level of this NUDB sample periodically alternates. The QLS modem extracts timing information from this periodic alternating signal level to synchronize the QLS modem to the network sampling clock.

六、申請專利範圍

1. 一種數據機裝置，包括：

裝置，用以接收一脈衝信號，其表示一附加時間信號；及

裝置，回應該收到之附加時間信號，以使該數據機之時脈頻率與一電信網路之網路取樣時脈同步。

2. 根據申請專利範圍第1項之裝置，其中該時間信號係複數音。
3. 根據申請專利範圍第1項之裝置，其中該時間信號係一單音。
4. 根據申請專利範圍第1項之裝置，其中該脈衝信號表示一序列框，各框表示複數個樣本，而其中該時間信號加入至少一樣本中。
5. 根據申請專利範圍第4項之裝置，其中該複數個樣本包括數個帶有用戶資料樣本與至少一個不帶有用戶資料樣本，而其中該時間信號於該一不帶有用戶資料樣本中，由一週期交換信號級表示，而其中該回應裝置包括裝置，用以從此週期交換信號級中導出該時間信號。
6. 根據申請專利範圍第4項之裝置，其中該複數個樣本包括數個帶有用戶資料樣本與至少一個不帶有用戶資料樣本，而其中該時間信號加入至少一該帶有用戶資料樣本中。
7. 一種用以使一接收資料通訊設備與一網路時脈同步之方法，該方法包括以下步驟：

從一傳送資料通訊設備接收一資料信號；

(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

附加一時間信號在該資料信號中，以提供一合併信號；及

傳送該合併信號至該接收資料通訊設備。

8. 根據申請專利範圍第7項之方法，其中該資料信號表示一序列框，各框包括複數個樣本，而其中該附加步驟包括將該時間信號加入至少一該樣本之該步驟。
9. 根據申請專利範圍第8項之方法，其中該複數個樣本包括數個帶有用戶資料樣本與至少一個不帶有用戶資料樣本，而其中該附加步驟包括於該一不帶有用戶資料樣本中，將一週期交換信號級相加成為該時間信號之該步驟。
10. 根據申請專利範圍第8項之方法，其中該複數個樣本包括數個帶有用戶資料樣本與至少一個不帶有用戶資料樣本，而其中該附加步驟包括將該時間信號加入至少一該帶有用戶資料樣本中之該步驟。

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

圖 1

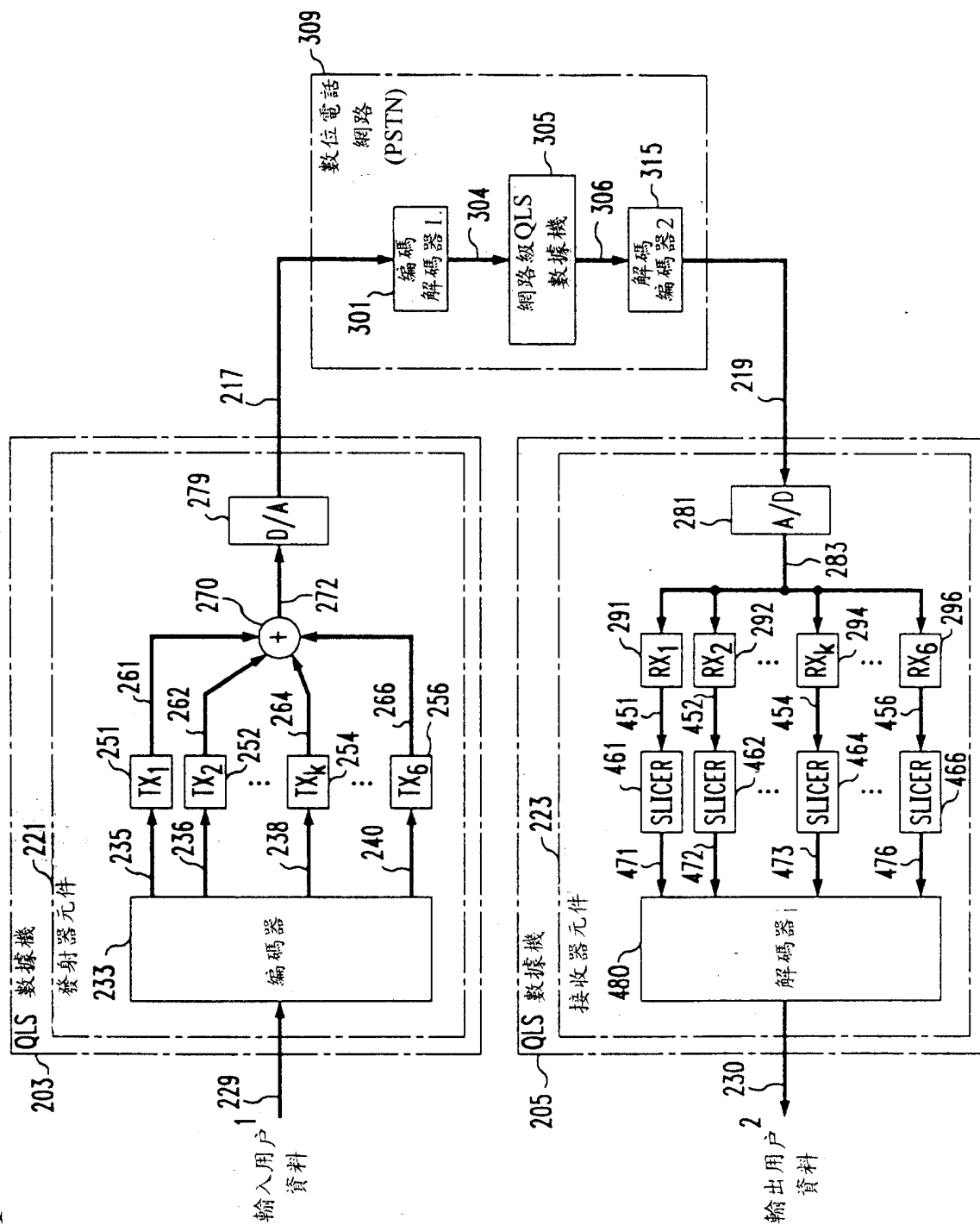


圖 2

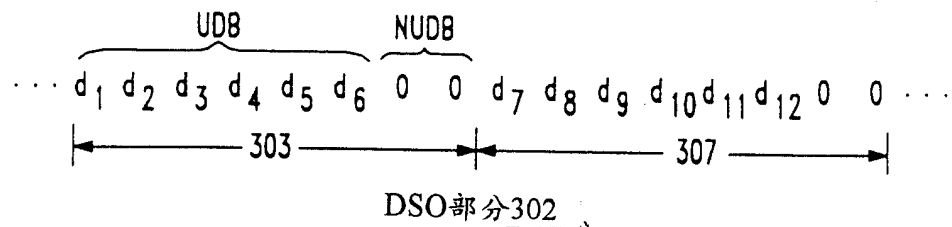


圖 3

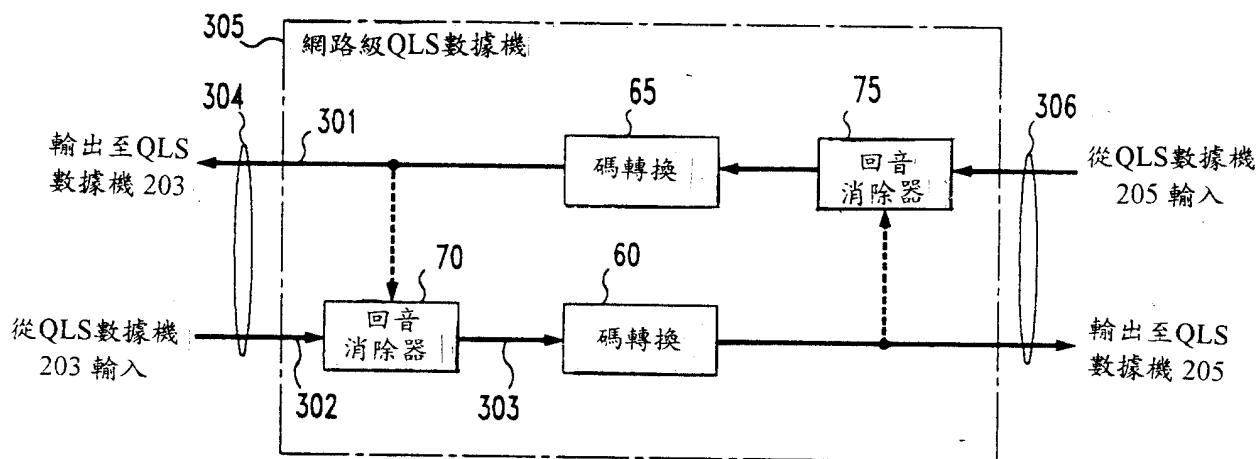


圖 4

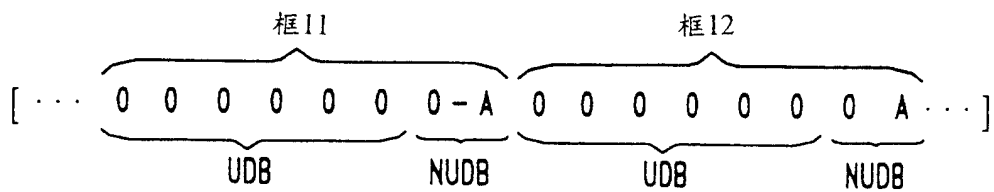


圖 5

n	a_n	n	a_n	n	a_n	n	a_n	n	a_n
0	0.00	26	36.50	52	147.50	78	471.50	104	1551.50
1	1.00	27	38.50	53	155.50	79	487.50	105	1615.50
2	2.00	28	40.50	54	163.50	80	511.50	106	1679.50
3	3.00	29	42.50	55	171.50	81	543.50	107	1743.50
4	4.00	30	44.50	56	179.50	82	575.50	108	1807.50
5	5.00	31	46.50	57	187.50	83	607.50	109	1871.50
6	6.00	32	49.50	58	195.50	84	639.50	110	1935.50
7	7.00	33	53.50	59	203.50	85	671.50	111	1999.50
8	8.00	34	57.50	60	211.50	86	703.50	112	2095.50
9	9.00	35	61.50	61	219.50	87	735.50	113	2223.50
10	10.00	36	65.50	62	227.50	88	767.50	114	2351.50
11	11.00	37	69.50	63	235.50	89	799.50	115	2479.50
12	12.00	38	73.50	64	247.50	90	831.50	116	2607.50
13	13.00	39	77.50	65	263.50	91	863.50	117	2735.50
14	14.00	40	81.50	66	279.50	92	895.50	118	2863.50
15	15.00	41	85.50	67	295.50	93	927.50	119	2991.50
16	16.50	42	89.50	68	311.50	94	959.50	120	3119.50
17	18.50	43	93.50	69	327.50	95	991.50	121	3247.50
18	20.50	44	97.50	70	343.50	96	1039.50	122	3375.50
19	22.50	45	101.50	71	359.50	97	1103.50	123	3503.50
20	24.50	46	105.50	72	375.50	98	1167.50	124	3631.50
21	26.50	47	109.50	73	391.50	99	1231.50	125	3759.50
22	28.50	48	115.50	74	407.50	100	1295.50	126	3887.50
23	30.50	49	123.50	75	423.50	101	1359.50	127	4015.50
24	32.50	50	131.50	76	439.50	102	1423.50		
25	34.50	51	139.50	77	455.50	103	1487.50		

圖 6

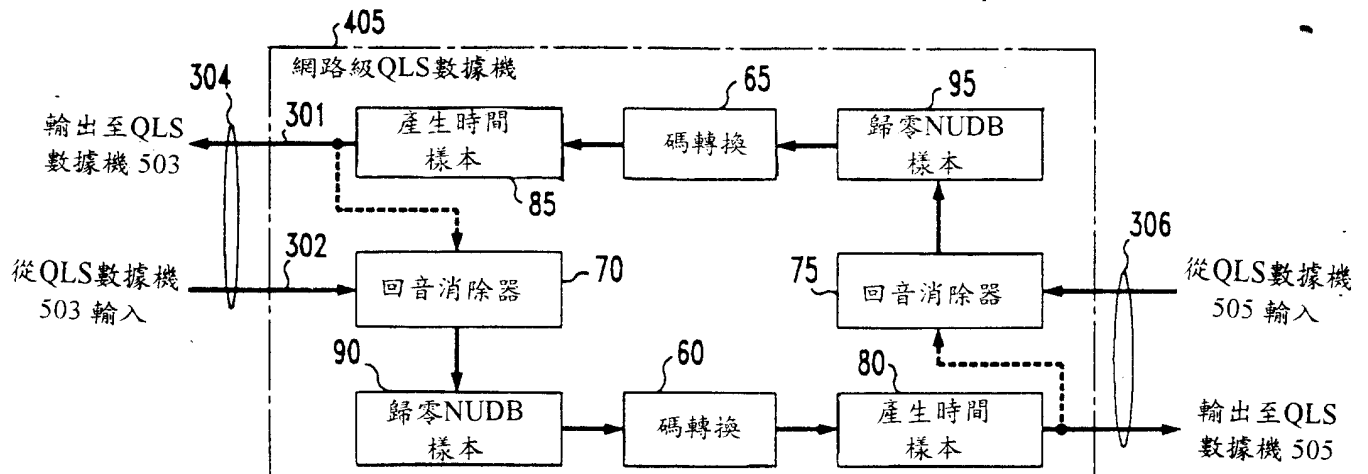


圖 7

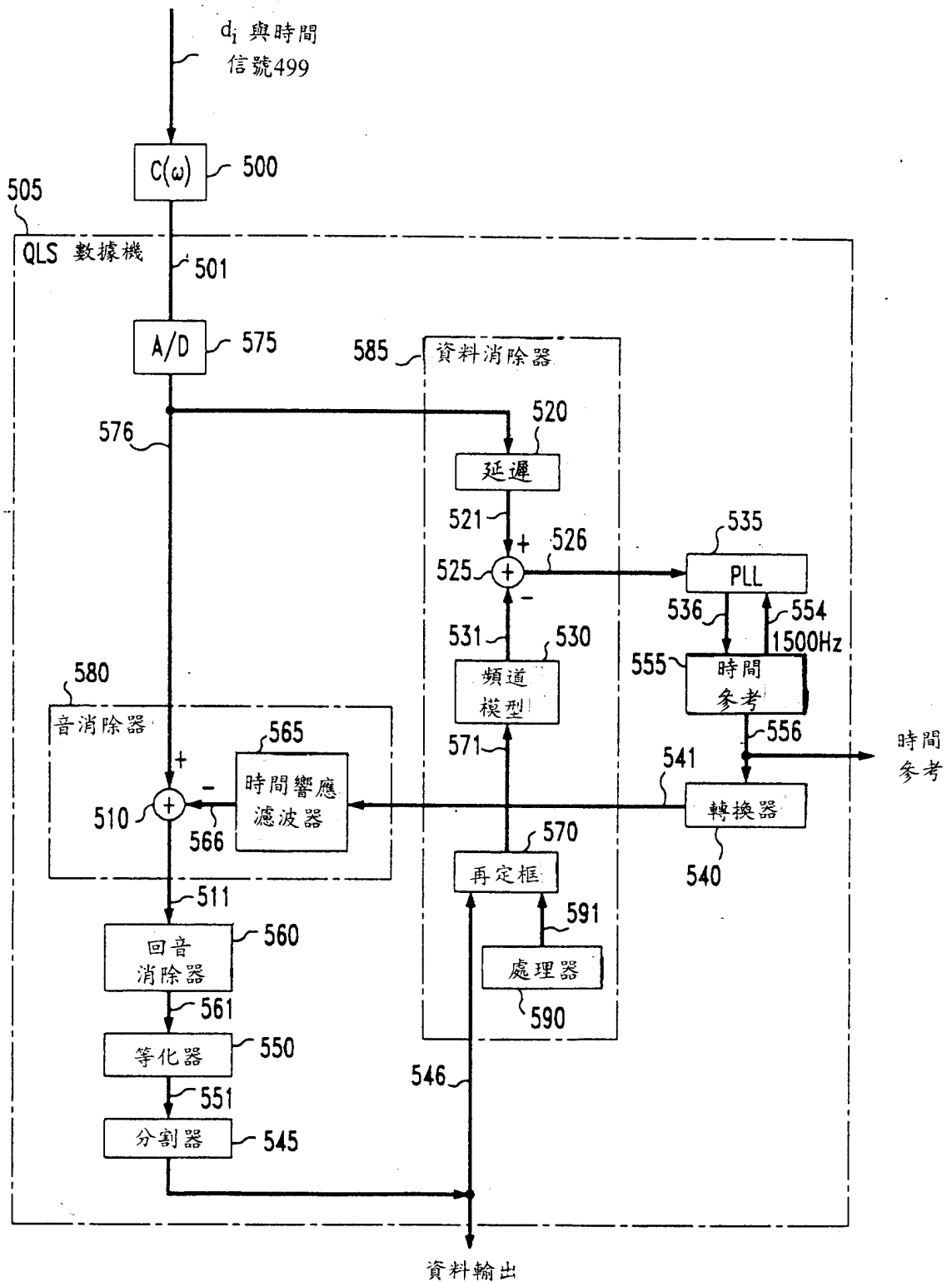


圖 8

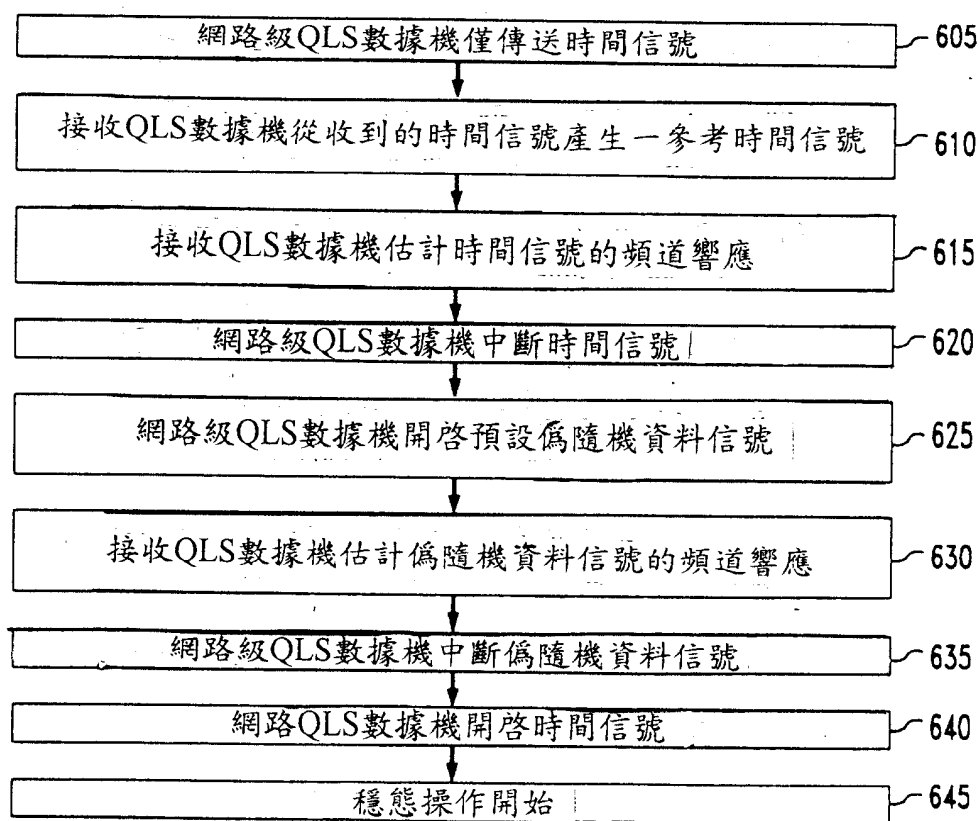


圖 9

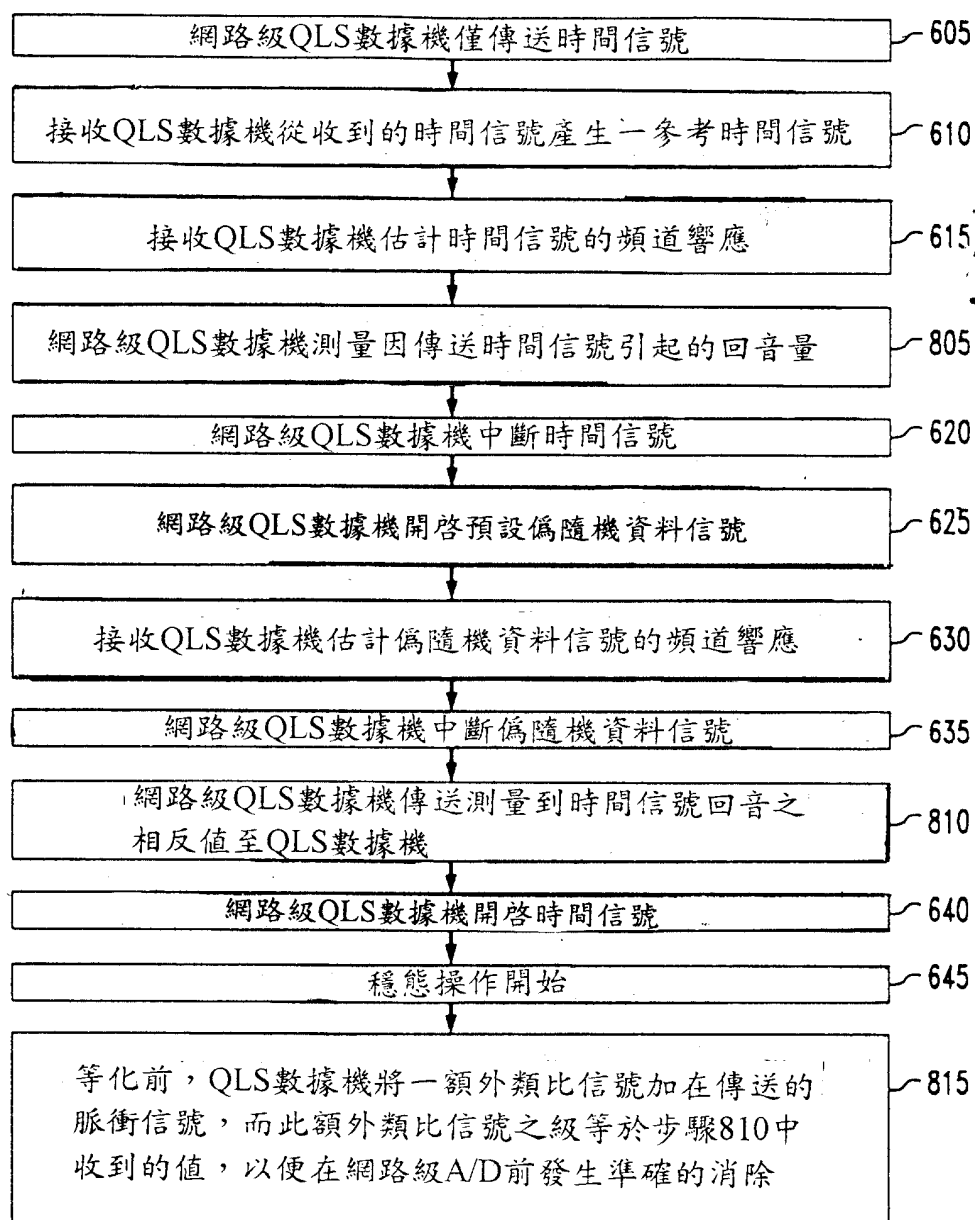


圖 10

