

公告本

申請日期：90-04-07

案號：90106194

類別：H04L25/03

(以上各欄由本局填註)

發明專利說明書

507443

一、 發明名稱	中文	結合軟性決定為基礎之干擾消除及解碼之方法及裝置
	英文	METHOD AND APPARATUS FOR COMBINED SOFT-DECISION BASED INTERFERENCE CANCELLATION AND DECODING
二、 發明人	姓名 (中文)	1. 芳郁 林
	姓名 (英文)	1. FUYUN LING
	國籍	1. 美國
	住、居所	1. 美國加州聖地牙哥市威爾斯槐克路11382號
三、 申請人	姓名 (名稱) (中文)	1. 美商奎康公司
	姓名 (名稱) (英文)	1. QUALCOMM INCORPORATED
	國籍	1. 美國
	住、居所 (事務所)	1. 美國加州聖地牙哥市摩豪斯大道5775號
	代表人 姓名 (中文)	1. 菲力普 R. 華德渥斯
	代表人 姓名 (英文)	1. PHILIP R. WADSWORTH



本案已向

國(地區)申請專利

美國 US

申請日期

2000/03/16 09/526, 762

案號

主張優先權

有

有關微生物已寄存於

寄存日期

寄存號碼

無



五、發明說明 (1)

發明背景

I. 發明領域

本發明係關於通信系統的訊息編碼領域，並特別地關於符際干擾消除與渦輪編碼。

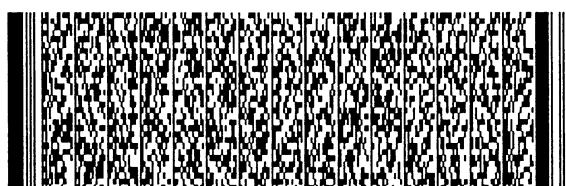
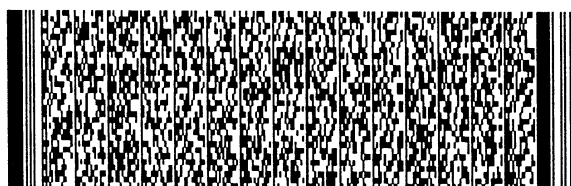
II. 背景

數位資料的傳輸經常含有雜訊與干擾，其可能將錯誤引入到傳送資料中。已經提出錯誤偵測結構盡可能可靠地決定是否已經將錯誤引入資料中。例如，以封包傳送資料並將循環餘數檢測(CRC)場加到每個封包中是常見的，例如帶有封包資料總和檢查的十六位元長度。

當接收器接收到資料時，此接收器計算已接收資料的相同總和檢查並核對計算的結果是否相同於CRC場的總和檢查。

當不是即時使用傳送資料時，當偵測到錯誤時要求錯誤資料重新傳送是可允許的。然而，在接收器減少傳送錯誤可以減少這樣的要求，改善傳送的效率。此外，當即時實行傳送時，例如在電話線，蜂巢式電話，遠端視訊系統等等，要求重新傳送是不允許的。

已經引入不同的向前錯誤更正(FEC)編碼技術已允許數位資料的接收器正確地決定傳送資料，甚至是在傳送期間可能已經發生錯誤的時候。例如，迴旋碼引入多餘於傳送資料中使得每個位元取決於序列的較早位元。因此，當錯誤發生時，此接收器仍然可以在已接收資料追溯回可能的序列來追溯原始資料。此外，此編碼傳送資料可以包裝於



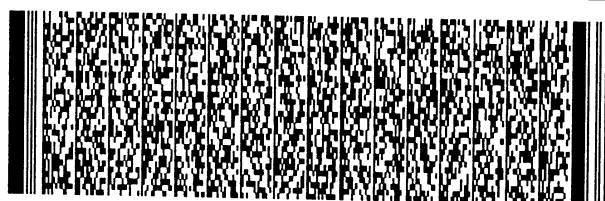
五、發明說明 (2)

資料封包中。

為了進一步地改善傳送通道的效能，一些編碼架構包括重新排列封包中編碼位元順序的交錯器。因此，當在傳送期間干擾破壞一些鄰接的位元時，此干擾的影響散開於整個原始封包中並可以更容易地利用解碼處理來克服。其他的改善可以包括以平行或連續編碼封包超過一次的多重成分編碼。例如，使用連鎖編碼與連續或平行使用至少兩個迴旋編碼器的錯誤更正方法在技術上是已知的。這樣的平行編碼一般被稱為渦輪編碼。

對於多重成分碼，最佳解碼通常是十分複雜的工作，而且可能要求對於即時編碼通常不允許的長時間週期。已經發展疊代解碼技術以克服此一問題。除了立刻決定接收位元是否為零或一以外，接收器在位元為一的多重位準刻度機率代表中配置每個位元一個數值。一般這樣機率的刻度，被稱為對數相似率(LLR)，利用一個實數或是更一般地在某些範圍的一個整數來表示，例如 $\{-32, 31\}$ 。數值31表示傳送位元有非常高的機率為零，而數值-32表示傳送位元有非常高的機率為一。數值零表示此邏輯位元為不確定的。

表示於多重位準刻度的資料被稱為"軟性資料"，而疊代解碼通常為軟性輸入/軟性輸出，即此解碼過程接收到相對於此位元數值機率的輸入序列並提供作為考慮碼限制的輸出更正機率。一般來說，實行疊代解碼的解碼器使用來自先前疊代的軟性資料以解碼利用接收器所讀取的軟性資



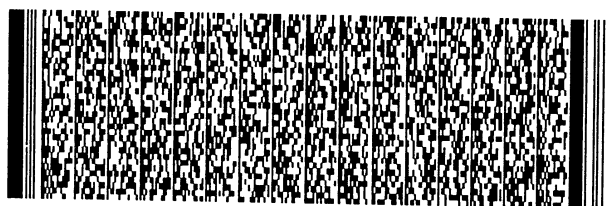
五、發明說明 (3)

料。在多重成分碼疊代解碼期間，解碼器使用來自一種碼之解碼結果以改善第二種碼的解碼。當使用一連串的編碼器時，對於此目的可以連續使用兩個解碼器。這樣的疊代解碼實行複數個疊代直到相信軟性資料接近代表的傳送資料為止。這些有指示他們接近一之機率的位元配置為二進位零，而其他剩下的位元配置為二進位一。

"渦輪編碼"表示一種在FEC領域的重要進展。有許多渦輪編碼的變形，但是大部分的渦輪編碼類型使用利用結合疊代解碼使用之交錯步驟分隔的多重編碼步驟。這個結合在通信系統關於雜訊容忍度提供了先前無法達到的效能。那就是渦輪編碼允許在每個先前不能接受使用存在的向前錯誤更正技術之雜訊功率頻譜密度(E_b/N_0)的每位元能量位準通信。

許多通信系統使用向前錯誤更正技術並因此受惠於渦輪編碼的使用。例如，渦輪碼可以改善無線衛星連結的效能，在此衛星的限制下傳傳送功率需要可以在低 E_b/N_0 位準操作的接收器系統。

數位無線電信系統，例如數位蜂巢式與PCS電話系統，也使用向前錯誤更正。例如，電信工會已經公佈超大氣介面標準TIA/EIA暫時標準95，及其衍生物，例如，IS-95B（以下皆稱為IS-95），其定義使用迴旋編碼提供增益以增加系統容量的數位無線通信系統。一種大體上依照IS-95標準使用之處理射頻(RF)信號的系統與方法描述於美國專利第5,103,459號，其指定於本發明的受託人並利用參考



五、發明說明 (4)

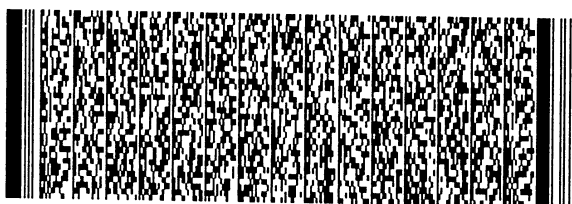
文獻完全體現於此。

數位資料的傳輸也經常含有符際干擾(ISI)造成的雜訊。ISI是一種通信通道引入的常見損害。為獲得合理的頻寬效率，通常選擇通道頻寬比得上通道(調變)符號率。結果，此通道脈衝響應必須橫跨超過一個通道符號。因此，除了要求信號的成分外，取樣接收信號通常包含來自鄰近要求信號之多重通道資料符號的貢獻。此鄰近符號造成要求資料符號的干擾稱為ISI。通信通道的多重路徑也引入ISI。

如果在符號區間取樣的接收信號頻疊頻率頻譜為常數，將可以消除在取樣接收信號的ISI。因此，一種更正ISI的方法為將接收信號通過一種線性濾波器使得此取樣信號頻譜變成常數。這樣的濾波器傳統稱為線性等化器。在技術上已知之更正ISI的方法被視為等化技術。已知的等化技術包括線性等化器，決定反饋等化器(DFE)，以及最大相似序列預估(MLSE)等化器。

一種最大化接收信號雜訊比的最佳接收器前端為匹配濾波器(MF)前端是大家所熟知的。如果在匹配濾波器的輸出沒有ISI，則此接收器可以達到在有加成性高斯雜訊之通道的最佳化效能，稱為MF界限。不幸的是，匹配濾波器通常也會引入ISI。結果，通常需要一種等化器來接在MF前端之後。如果需要等化器，此接收器將時常有較MF界限為差的效能。

如果已知當前要求符號的先前與未來符號，利用檢去這



五、發明說明 (5)

些符號造成的ISI來達到MF界限的效能是有可能的。這種技術稱為ISI消除。不幸的是，這些符號通常並不是已知的而且ISI消除只可以利用這些符號的預估來履行。因此，傳統的ISI消除技術通常完全不是最佳的，而且甚至較其他等化技術為差。

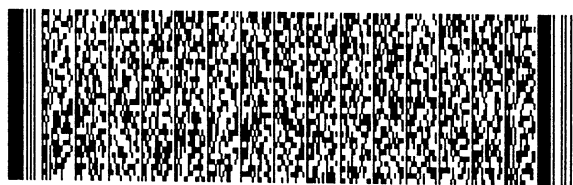
在通信工業有一種前進的裝置一再地改善編碼增益。我們可以發現結合最大化後驗(MAP)演算法與渦輪解碼勝過ISI消除等化技術。然而，此結合MAP與渦輪解碼改善編碼增益的方法非常複雜，履行的複雜度隨著通道階數以及根據通道符號調變信號分佈表面配置的數目以指數方式增加。

以利用最佳化ISI消除技術之更簡單實現的方式來達到結合MAP與渦輪解碼技術的效能將會是有益的。可以利用結合ISI消除與渦輪解碼最佳化ISI消除。因此，對於可以簡單實現的減少改善通信通道編碼增益之結合渦輪解碼與ISI消除方法的複雜度是有需要的。

發明摘要

本發明提供一種實行疊代結合干擾消除與解碼之最佳化通信接收通道編碼增益的方法。所有編碼位元的LLRs有利地在每個解碼疊代的末端計算。此LLRs對應到通道符號的軟性決定。接著再下一個疊代之前匹配濾波器輸出減去這些軟性決定。

因此，在本發明的一個觀點，在一種干擾消除器利用匹配濾波器信號減去信號干擾預估最佳化接收無線通信通道



五、發明說明 (6)

之編碼增益的方法以產生預估信號，解碼預估信號以產生解碼信號，以及從解碼信號產生信號干擾預估。

在一種實施例，下一個疊代信號干擾預估基於當前疊代信號干擾預估，當前解碼信號，以及先前疊代信號干擾預估來產生。

在本發明的另一個觀點，一種在接收無線通信信號上實行編碼增益最佳化的裝置有利地包括在使用信號干擾預估以產生預估信號之通信信號上實行干擾消除的裝置，解碼此預估信號以產生解碼信號的裝置，以及從該解碼信號產生該信號干擾預估的裝置。

在本發明的另一個觀點，一種在接收無線通信信號上實行編碼增益最佳化的裝置有利地包括一種干擾消除器，一種連接到此干擾消除器的解碼器，其中解碼器接收來自干擾消除器的輸入，而其中解碼器的輸出連接到干擾消除器，產生信號干擾預估。

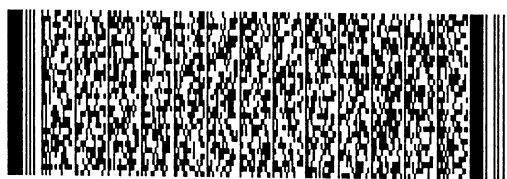
圖式簡述

當與類似參考符號相對應地識別貫穿的圖式結合時，本發明的特徵，目的與優點將從下面提出的詳細描述變得顯而易見，而其中：

圖1為一種說明用於結合軟性決定基底符際干擾消除與渦輪解碼之裝置的區塊圖；

圖2為一種說明用於實行結合軟性決定基底符際干擾消除與渦輪解碼之方法步驟的流程圖；以及

圖3為一種用於實行結合軟性決定基底符際干擾消除與



五、發明說明 (7)

渦輪解碼之方法的詳細流程圖。

較佳實施例詳述

圖1顯示一種為改善通道編碼增益依照一種實施例使用於結合ISI消除與渦輪解碼之裝置的區塊圖。顯示的裝置接收到傳送的無線通信信號並在ISI消除與渦輪編碼之前為了錯誤更正濾波此信號以最大化信號雜訊比。

天線102有利地為一種將射頻(RF)場轉換到類比信號或等等的轉換器。一種接收天線典型地攔截RF能量並傳送一種類比電子信號到電子裝備。此接收類比信號到達天線元件102並利用接收解調器元件104降頻到一種基頻類比信號。

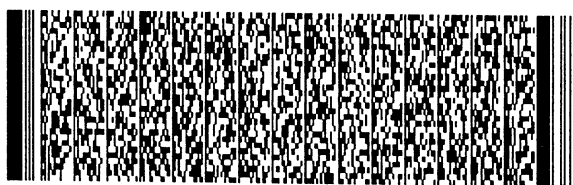
在降頻104之後，此接收信號利用I/Q分離器106分解為其同相(I)與相移(Q)信號成分，以產生I與Q信號串。

此I與Q信號利用A到D轉換器108轉換為數位取樣。

匹配濾波器112濾波此數位取樣以產生最大信號雜訊比的信號取樣串。此匹配濾波器的輸出典型地包含ISI。

匹配濾波器112的輸出輸入到干擾消除器114，其中在一種示範實施例中，使用一種ISI消除器。在ISI消除器114中，接收符號減去ISI的預估。熟習此項技藝之人士將了解本發明的指導可以很快地延伸到其他類型的干擾，例如多重使用者干擾與多重通道干擾。

利用ISI消除器114產生的調整符號值輸入到解碼器116，其中在此示範實施例中，使用一種渦輪解碼器。熟習此項技藝之人士將了解本發明的指導可以很快地延伸到



五、發明說明 (8)

其他類型的解碼器，例如迴旋解碼器。在渦輪解碼器116，進一步發生錯誤更正。此結果反饋到ISI消除器114，其使用渦輪解碼器116的資訊以產生一種ISI消除器114使用為改善削減值的改善ISI消除預估。此反饋與改善削減處理持續等於渦輪解碼疊代數目的疊代數目，產生一種接收符號的最終，最準確值。

在一種使用疊代渦輪解碼的接收器中，所有編碼位元的相似值可以直接從在技術上已知渦輪解碼之渦輪解碼器116的輸出來產生。因此，先前與未來符號的預估可以從這些相似值產生並可以使用於每個疊代。此外，如果ISI消除是完美的，ISI消除器114的輸出提供渦輪解碼器116需要的編碼位元對數相似比。接著，ISI消除與渦輪解碼有利地結合已達到接近最佳化的效能。在這個實施例，提供一種結合軟性決定基底ISI消除與渦輪解碼的方法。此方法適用於平行渦輪碼，以及串接連鎖渦輪碼與簡單的迴旋碼。熟習此項技藝之人士將了解這個方法也可以適用於其他干擾消除技術。

圖2顯示一種說明在無線通信系統為達到編碼增益結合ISI消除與渦輪解碼方法之實施例的流程圖。

開始於區塊202，已經對於信號雜訊比有利地最大化的匹配濾波器信號輸出輸入到ISI消除處理204。

ISI消除處理204反覆地減去匹配濾波器輸出之當前ISI預估直到已經達到最佳結果為止。對於ISI消除的第一個疊代，使用一種基於匹配濾波器輸出的預估。對於其後的



五、發明說明 (9)

疊代，匹配濾波器輸出減去以渦輪解碼器產生之額外外部的資訊計算之更準確的ISI預估。每個疊代，匹配濾波器輸出減去干擾符號的預估而ISI消除處理204的輸出輸入到渦輪解碼處理206。ISI消除處理204可以利用例如微處理器，數位信號處理器或連接到包含ISI消除指令之可讀式記憶體的处理裝置之應用特定積體電路的處理裝置來實行。

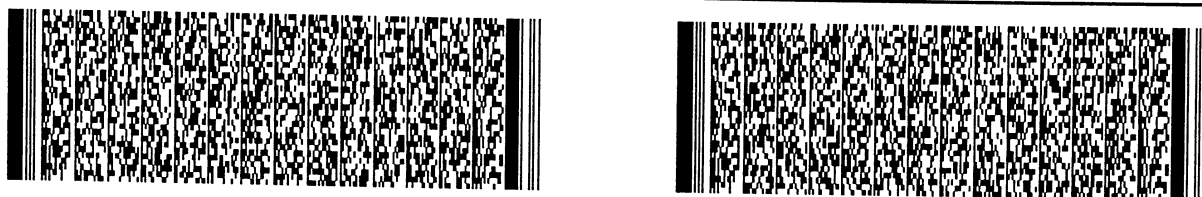
渦輪解碼處理206實行基於區塊204之ISI消除結果輸出的MAP解碼。渦輪解碼處理206可以利用例如微處理器，數位信號處理器或連接到包含渦輪解碼指令之可讀式記憶體的處理裝置之應用特定積體電路的處理裝置來實行。

在區塊208，渦輪解碼處理決定是否達到最終渦輪解碼疊代。如果已經達到最終渦輪解碼疊代，則最佳結果更正符號為區塊210所說明的輸出。

如果在區塊212還沒有達到最終渦輪解碼疊代，則渦輪解碼處理206的輸出用於產生ISI消除處理204之下一個疊代減去的符號預估。

在這種方法，使用渦輪解碼輸出的ISI消除使用為一種匹配濾波器等化的新方法。此ISI消除方法有利地不需要通道的ISI不同地處理其他通道的干擾。圖2說明的方法可以選擇地使用單一通道狀況或多重通道狀況。多重通道狀況可以視為結合ISI消除與渦輪解碼的綜合，其允許考慮以及更正只有干擾的特定通道。

圖3顯示一種說明結合ISI消除與渦輪解碼方法之實施例



五、發明說明 (10)

的流程圖。

匹配濾波器的輸出輸入到區塊302。區塊302說明軟性決定ISI消除，其中 k 為疊代數目，其初始化為零並連續地執行1到 K_{final} ，其中 K_{final} 等於最號渦輪解碼疊代的數目。ISI消除實行於所有在例如二元相移鍵(BPSK)或四項移鍵(QPSK)調變的不同調變之封包的通道符號。然而，為簡化起見，只有說明一種BPSK調變通道符號的ISI消除，例如，第 n 個符號。區塊302對於每個疊代 k 輸出一個數值 LLR_{in} ，其中 LLR_{in} 等於匹配濾波器輸入減去 k 個疊代產生之干擾符號的所有權重預估總和除以1加上 S' 。每個疊代 k 的預估BPSK干擾符號值為產生於先前疊代 $k-1$ 之相關編碼位元的二分之一LLR之弧正切。 S' 的數值是對於每個疊代 k 模型化ISI降低的單調減函數，其取決於MF輸出的所有ISI之變異數 S 。對於此處理的第一個疊代，LLR的數值有利地設定為匹配濾波器輸入。對於每個疊代 k ，數值 LLR_{in} 輸入到渦輪解碼步驟304。

區塊304的渦輪解碼步驟每個疊代產生輸出值 LLR_{out} 。在渦輪解碼期間，在每個疊代計算並精鍊編碼位元的LLR值以產生逐漸更準確的干擾預估。

在區塊306，一種渦輪解碼器決定是否已經達到最終渦輪解碼疊代 K_{final} 。如果已經達到最終渦輪解碼疊代，則輸出最佳結果更正符號。

如果在區塊308還沒有達到最終渦輪解碼疊代，則輸出每個疊代 k 另一個更精鍊的干擾預估 $ExLLR$ 。 $ExLLR$ 包括利



五、發明說明 (11)

用當前疊代(LLR_{in})之渦輪解碼器輸出LLR_{out}減去當前疊代之軟性決定ISI消除產生的外部資訊。

接著，在區塊310，利用將當前疊代的ExLLR加到先前疊代的LLR_{in}來計算當前疊代的新LLR。因為使用LLR_{in}的延遲數值有利地增加穩定度於處理中，所以將先前疊代而不是當前疊代的LLR_{in}值加到ExLLR(當前疊代的外部資訊)。在計算為了穩定度用於ISI消除之下一個疊代LLR之延遲LLR_{in}值的使用是新穎的，而熟習此項技藝之人士將了解它可以適用於其他干擾消除技術中。

描述於圖2與圖3在此方法結合的軟性決定基底ISI消除與渦輪解碼是一種達到通信通道之接近最佳效能的新穎結合。使用一種結合軟性決定ISI消除與渦輪解碼之方法的接近最佳效能的達成利用下述分析來證實：

對於特定實施例的範例目的，數位匹配濾波器前端的接收信號在T/2取樣，其中T為通道符號率。當通道雜訊為白雜訊且已知取樣瞬間的通信係數，或可以準確地預估時，匹配濾波器係數簡單地為逆時間通信係數的共軛。匹配濾波器的輸出降低取樣頻率在每個T取樣。最大化a(n)之訊號干擾率(SIR)的匹配濾波器輸出，在nT傳送的資料符號可以表示為：

$$y(nT) = \sum_{i=-m}^m s_i a(n-i) + z(n) \quad (1)$$

其中z(n)為匹配濾波器輸出的加成性雜訊/干擾(除了ISI)而s_ia(n-i), i=-m, ..., -1, 1, ..., m為ISI項。在這個分析



五、發明說明 (12)

中，除了一般損失以外，取在MF輸入之信號取樣的雜訊/干擾之變異數等於1。對於BPSK(QPSK)信號， $a = \pm 1 (\pm 1 \pm j)$ 。ISI係數 s_i 利用通道係數決定而且它們為複數共軛對稱，即 $s_{-i} = s_i^*$ 。

當輸入信號取樣的雜訊變異數等於1時，BPSK $a(n)$ 的LLR可以表示為：

$$\lambda(n) = 4s_0a(n) = 4 \times \left(y(nT) - \sum_{\substack{i=-m \\ i \neq 0}}^m s_i a(n-i) \right) \tag{2}$$

其可以直接使用為渦輪解碼的輸入。有使用這樣LLRs之解碼器的接收器可以達到沒有ISI通道的最佳化效能。然而，為計算最佳的LLR，知道先前與未來的符號是必須的。這些符號是未知的因為除非解碼是不需要的。因此，在此方法是理論上最佳時，它是無法實現的。

一種選擇為將ISI項視為雜訊直接使用 $y(nT)$ 於渦輪解碼中。當總ISI有接近高斯的分佈時， $a(n)$ 的LLR可以表示為 $4y(nT)/(1+S)$ ，其中S為由於ISI的總額外雜訊變異數。

考慮 $m=1$ 的簡單狀況，

$$r(nT) = c_0a(n) + c_1a(n+1) + v(n) \tag{3}$$

以及

$$y(nT) = s_0a(n) + s_1a(n+1) + s_{-1}a(n-1) + z(n) \tag{4}$$

其中 $s_0 = |c_0|^2 + |c_1|^2$ 而 $s_1 = s_{-1}^* = c_0^*c_1$ 。由於 $v(n)$ 的變異數為一，



五、發明說明 (13)

$z(n)$ 的變異數等於 $|c_0|^2 + |c_1|^2$ 。總干擾加雜訊的變異數等於 $|c_0|^2 + |c_1|^2 + 2|c_0|^2|c_1|^2$ 。因此，LLR 可以表示為 $\frac{4y(nT)}{1 + 2|c_0|^2|c_1|^2/(|c_0|^2 + |c_1|^2)}$

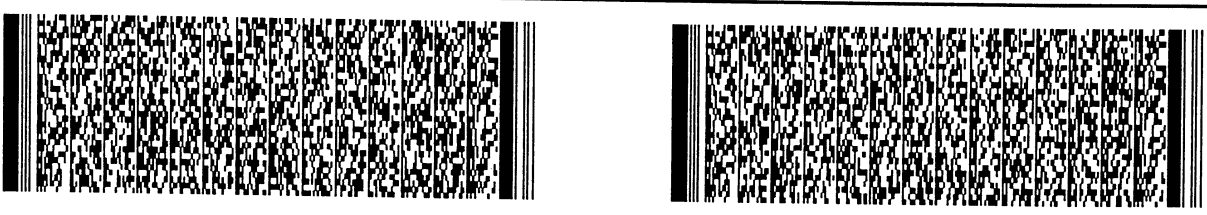
，其可以寫為 $\frac{4g(hT)}{1+S}$ 。對於有超過兩條路徑的狀況，可以類似地計算額外的雜訊變異數。

當不知道先前與未來符號但可以得到它們的預估時，LLRs 可以使用預估取代它們的真實數值來計算。顯然地，這樣的ISI消除將是不完美的。因此，最佳LLR值的近似值為如下所述：

$$\hat{\lambda}(n) = 4 \times \left(y(nT) - \sum_{\substack{i=-m \\ i \neq 0}}^m s_i \hat{a}(n-i) \right) / (1+S') \tag{5}$$

其中 $\hat{a}(n-i)$ 為 $a(n-i)$ 的預估而 S' 為優於不完美干擾消除的正規化額外雜訊變異數。由於已經部分地消除此干擾， S' 將大於零小於 S 。如果 $\hat{a}(n-i)$ 取值為 $+1$ 或 -1 ，我們稱它們為 $a(n-i)$ 的硬性決定。在另一方面，如果 $\hat{a}(n-i)$ 可以取任意值，它們被稱為 $a(n-i)$ 的"軟性"決定。

在渦輪解碼期間，在每個疊代計算並精練系統位元的LLRs。在相同時間計算所有編碼位元的LLRs是很容易的。即使資料符號(編碼位元的對應)只可以取 $+1/-1$ 數值，對於ISI消除，根據它們的預估LLRs使用通道位元的軟性決定，使得最小化由於不完美決定之殘餘ISI造成的結果誤差項是最佳的。下面，將導出最小化殘餘誤差之變異數的最佳化軟性決定表示：



五、發明說明 (14)

利用定義，取值+1 或-1 之二元符號的LLR 為：

$$\lambda(x|a)=\log(p(x|a)/p(x|-a)) \tag{6}$$

其中a=1 或-1 。而廣為人知的

$$\lambda(x|a=1)=-\lambda(x|a=-1) \tag{7}$$

由於不完美決定之殘餘誤差的變異數可以表示為：

$$\begin{aligned} E[a-\hat{a}|^2] &= p(\hat{a}|a)E[a-\hat{a}|^2]+p(\hat{a}|-a)E[-a-\hat{a}|^2] \\ &= p(\hat{a}|a)E[-2a\hat{a}+\hat{a}^2]+p(\hat{a}|-a)E[2a\hat{a}+\hat{a}^2] \end{aligned} \tag{8}$$

為最小化此變異數，方程式(8)對微分並設定等於零產生方程式(9)：

$$\frac{d}{d\hat{a}}E[a-\hat{a}|^2]=2(p(\hat{a}|-a)-p(\hat{a}|a))\hat{a}+2(p(\hat{a}|a)+p(\hat{a}|-a))a=0 \tag{9}$$

也就是

$$\hat{a}=\frac{p(\hat{a}|a)+p(\hat{a}|-a)}{p(\hat{a}|a)-p(\hat{a}|-a)}a=\frac{p(\hat{a}|a)-p(\hat{a}|a)}{p(\hat{a}|a)+p(\hat{a}|a)}a \tag{10}$$

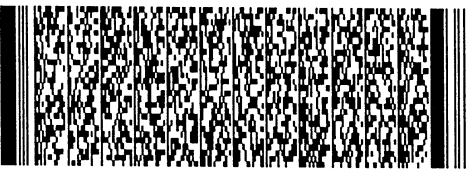
從方程式(6)中我們有

$$\frac{p(x|a)}{p(x|-a)}=\exp(\lambda(x|a)) \tag{11}$$

讓a=1，

$$\hat{a}=\frac{p(\hat{a}|1)-p(\hat{a}|1)}{p(\hat{a}|1)+p(\hat{a}|1)}=\frac{\exp(\lambda(x|1))-1}{\exp(\lambda(x|1))+1}=\frac{\exp\left(\frac{\lambda(x|1)}{2}\right)-\exp\left(\frac{\lambda(x|1)}{2}\right)}{\exp\left(\frac{\lambda(x|1)}{2}\right)+\exp\left(\frac{\lambda(x|1)}{2}\right)} \tag{12}$$

也就是，



五、發明說明 (15)

$$\hat{a} = \tanh\left(\frac{\lambda(x|1)}{2}\right) = -\tanh\left(\frac{\lambda(x|-1)}{2}\right) \quad (13)$$

當 x 趨近無限大時，有其相似的總自信值， $\hat{a}$ 取決於 $\lambda(x|1)$ 的符號等於+1或-1。

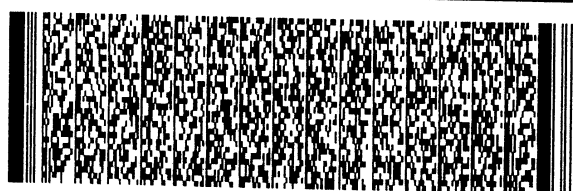
對於QPSK調變，一個符號之實部與虛部的預估也可以根據方程式(13)從它們相關的編碼位元產生。

為了描述如何實行含有ISI消除的渦輪解碼，首先需要考慮在沒有ISI如何使用靜態加成性高斯白雜訊(AWGN)通信通道之渦輪解碼使用與精鍊LLR。下面給定的描述皆適用於串接與平行連鎖碼。

這樣通道的最佳接收器前端包括接在通道符號率A/D取樣器之後的匹配濾波器。對於BPSK信號，取樣器輸出的實部值乘以4除以雜訊變異數即為編碼位元的LLR。這些數值稱為編碼位元的通道LLRs。

在疊代解碼處理期間，在沒有修改的渦輪解碼中，某些編碼位元的通道LLRs直接使用為編碼位元的LLRs。剩餘編碼位元的LLRs在將外部資訊(在MAP解碼期間產生)加到通道LLRs之組成碼的MAP解碼之每個疊代連續地精鍊。此處理簡短地描述如下：

在渦輪解碼期間，以循環的方式一個接著一個MAP解碼組成碼。在渦輪解碼的一個疊代，每個組成碼解碼一次。為實行組成碼的MAP解碼，提供某些或全部編碼位元的精鍊LLRs到解碼器。此輸入精鍊LLR等於編碼位元之通道LLR



五、發明說明 (16)

與當解碼先前組成碼產生之外部值(初始外部值設定為零)的總和。在完成MAP解碼之後，對於每個位元產生一個新的LLR值。這個新的LLR值可以表示為輸入LLR值加上一個新的外部值，即它可以視為通道LLR，先前外部值，與新外部值的總和。此新外部值由新LLR值減去先前外部值，而這個差異，即通道LLR與新外部值的總和，使用為在疊代解碼處理中解碼下一個組成碼的新精鍊LLR。

含有從渦輪解碼之先前疊代計算之外部值的LLRs用於根據方程式(13)計算通道符號的軟性決定。接著，此軟性決定用於實行ISI消除並根據方程式(5)產生精鍊通道LLRs用於渦輪解碼的下一個疊代。

在實行渦輪解碼之前，根據方程式(13)使用方程式(1)與方程式(4)給定的自然通道LLRs產生通道符號的初始值。這些初始通道符號預估用於實行ISI消除以根據方程式(5)產生第一組精鍊通道LLRs用於實行渦輪解碼的第一個疊代。在渦輪解碼的第一個疊代期間，MAP解碼演算法產生所有通道位元的LLRs。這些LLRs用於產生第二組通道符號預估。第二組精鍊LLRs根據方程式(13)使用第二組通道符號預估來產生。這些精鍊LLRs使用於渦輪解碼的第二個疊代。這些步驟可以有利地重複直到實行足夠的渦輪解碼疊代以獲得要求的結果。

獲得通道符號產生的編碼位元之精鍊LLRs的要求結果可以使用相似於渦輪解碼所處理的外部資訊來達到。特別地，考慮第k個疊代為一個範例是有幫助的。第k個疊代的



五、發明說明 (17)

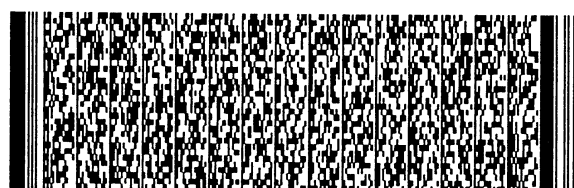
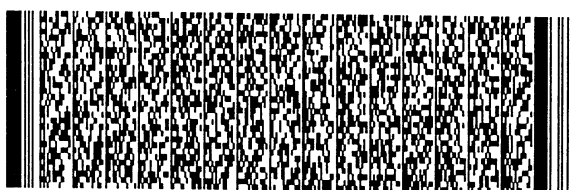
通道LLRs，以 $LLR_{in}(k)$ 表示，根據方程式(5)使用來自疊代 $k-1$ 之通道位元的LLRs，以 $LLR_{in}(k-1)$ 表示，來產生，並用於渦輪解碼的第 k 個疊代，其產生通道位元的一組新LLRs，以 $LLR_{out}(k)$ 表示。當完成第 k 個疊代時，外部值 $ExLLR(k)$ 可以利用通道位元產生的輸出 $LLR_{out}(k)$ 減去輸入通道LLRs， $LLR_{in}(k)$ ，來產生。差異， $ExLLR(k)$ ，加到先前疊代的輸入LLR以產生用於產生編碼位元之軟性決定的通道位元之新LLRs，以 $LLR(k)$ 表示。這些新軟性決定用於產生下一組通道LLRs，以 $LLR_{in}(k+1)$ 表示，欲用於第 $(k+1)$ 個疊代。

如方程式(5)所示，當輸入雜訊變異數正規化為零時，最佳的刻度因子取決於殘餘ISI的變異數。預估每個疊代之殘餘ISI變異數並照著比例處理LLRs。為簡化履行，讓方程式(5)的 S' 為一種單調減函數以模型化每個疊代ISI的降低。一種示範函數給定為：

$$S'(n) = \frac{0.2S + S}{0.25n + 1}$$

其中 S 為上述已經證明有效的總ISI變異數。例如，此方法可以有效地用於編碼部分響應信號的解碼。

提供此較佳實施例的先前描述使任何熟習此項技藝之人士能夠製作或使用本發明。這些實施例的不同修改對於熟習此項技藝之人士將容易地變得顯而易見，而定義於此的一般原理可以適用於其他沒有使用此發明機能的實施例。因此，本發明並不打算限制於顯示於此的實施例但是與描



五、發明說明 (18)

述於此之原理與新穎特徵組成的最大範圍一致。



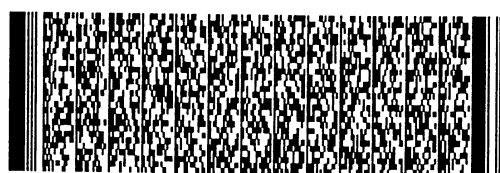
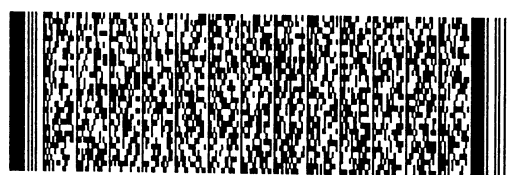
圖式簡單說明

四、中文發明摘要 (發明之名稱：結合軟性決定為基礎之干擾消除及解碼之方法及裝置)

本發明提供一種使用結合ISI消除與渦輪解碼的通信通道編碼增益最佳化方法。含有外部值的對數相似率機率由渦輪解碼的先前疊代來計算並用於計算通道符號的軟性決定值。接著此軟性決定值用於實行符際干擾消除並產生渦輪解碼之下一個疊代的精確通道對數相似率機率。

英文發明摘要 (發明之名稱：METHOD AND APPARATUS FOR COMBINED SOFT-DECISION BASED INTERFERENCE CANCELLATION AND DECODING)

A method of communications channel coding gain optimization using combined ISI cancellation and turbo decoding is provided. Log-likelihood ratio probabilities with extrinsic values are computed from previous iterations of turbo decoding and used to compute the soft-decision values of channel symbols. The soft-decision values are then used to perform intersymbol interference cancellation and generate refined channel log-likelihood ratio probabilities for the next



四、中文發明摘要 (發明之名稱：結合軟性決定為基礎之干擾消除及解碼之方法及裝置)

英文發明摘要 (發明之名稱：METHOD AND APPARATUS FOR COMBINED SOFT-DECISION
BASED INTERFERENCE CANCELLATION AND DECODING)

iteration of turbo decoding.



六、申請專利範圍

1. 一種最佳化已接收無線通信信號之編碼增益的方法，包括下列步驟：

a) 在一種干擾消除器中將匹配濾波器信號減去信號干擾預估以產生一種預估信號；

b) 解碼該預估信號以產生一種解碼信號；

c) 從該解碼信號產生該信號干擾預估。

2. 如申請專利範圍第1項之方法，進一步包括下列步驟：

對於多重疊代重複步驟a)到c)，其中一個疊代包括步驟a)到c)。

3. 如申請專利範圍第2項之方法，進一步包括下列步驟：

產生一種基於當前疊代信號干擾預估，當前解碼信號，與先前疊代信號干擾預估的下一個疊代信號干擾預估。

4. 一種在已接收無線通信信號實行編碼增益最佳化的裝置，包括：

在使用信號干擾預估之通信信號上實行干擾消除以產生一種預估信號的裝置；

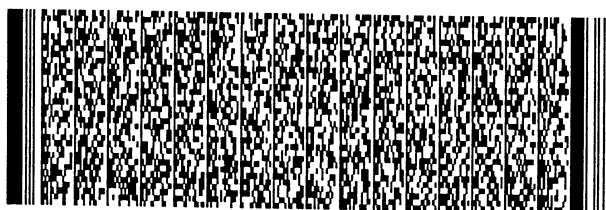
解碼預估信號以產生一種解碼信號的裝置；及

從該解碼信號產生該信號干擾預估的裝置。

5. 如申請專利範圍第4項之裝置，其中該解碼裝置包括一種平行連鎖渦輪解碼器。

6. 如申請專利範圍第4項之裝置，其中該解碼裝置包括一種串接連鎖渦輪解碼器。

7. 如申請專利範圍第4項之裝置，其中該解碼裝置包括



六、申請專利範圍

一種迴旋解碼器。

8. 如申請專利範圍第4項之裝置，其中該實行干擾消除的裝置消除了符際干擾。

9. 如申請專利範圍第4項之裝置，其中該實行干擾消除的裝置操作於單一通信通道的狀況。

10. 如申請專利範圍第4項之裝置，其中該實行干擾消除的裝置操作於複數個通信通道。

11. 如申請專利範圍第4項之裝置，其中該實行干擾消除的裝置操作於一種部分響應通信信號。

12. 一種在已接收之無線通信信號實行編碼增益最佳化的裝置，包括：

一干擾消除器；及

一連接到干擾消除器的解碼器，其中解碼器接收來自干擾消除器的輸入，且其中解碼器的輸出連接到產生信號干擾預估的干擾消除器。

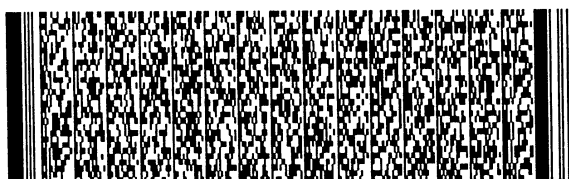
13. 如申請專利範圍第12項之裝置，其中該解碼器是一種平行連鎖渦輪解碼器。

14. 如申請專利範圍第12項之裝置，其中該解碼器是一種串接連鎖渦輪解碼器。

15. 如申請專利範圍第12項之裝置，其中該解碼器是一種迴旋解碼器。

16. 如申請專利範圍第12項之裝置，其中該干擾消除器是一種符際干擾消除器。

17. 如申請專利範圍第12項之裝置，其中該干擾消除器



六、申請專利範圍

操作於單一通信通道。

18. 如申請專利範圍第12項之裝置，其中該干擾消除器操作於複數個通信通道。

19. 如申請專利範圍第12項之裝置，其中該干擾消除器操作於一種部分響應通信信號。

20. 一種執行在處理裝置中之結合軟性決定干擾消除與迴旋解碼的裝置，使用儲存於至少一個可由處理裝置執行之媒介之電腦程式包括：

在從解碼器輸出預估之已接收無線通信信號消除干擾的指令；

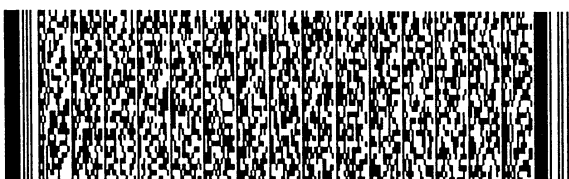
解碼此通信信號的指令；以及

從解碼信號產生信號干擾預估的指令。

21. 如申請專利範圍第20項之裝置，其中該處理裝置是一種微處理器。

22. 如申請專利範圍第20項之裝置，其中該處理裝置是一種數位信號處理器。

23. 如申請專利範圍第20項之裝置，其中該處理裝置是一種特定應用積體電路。



圖式

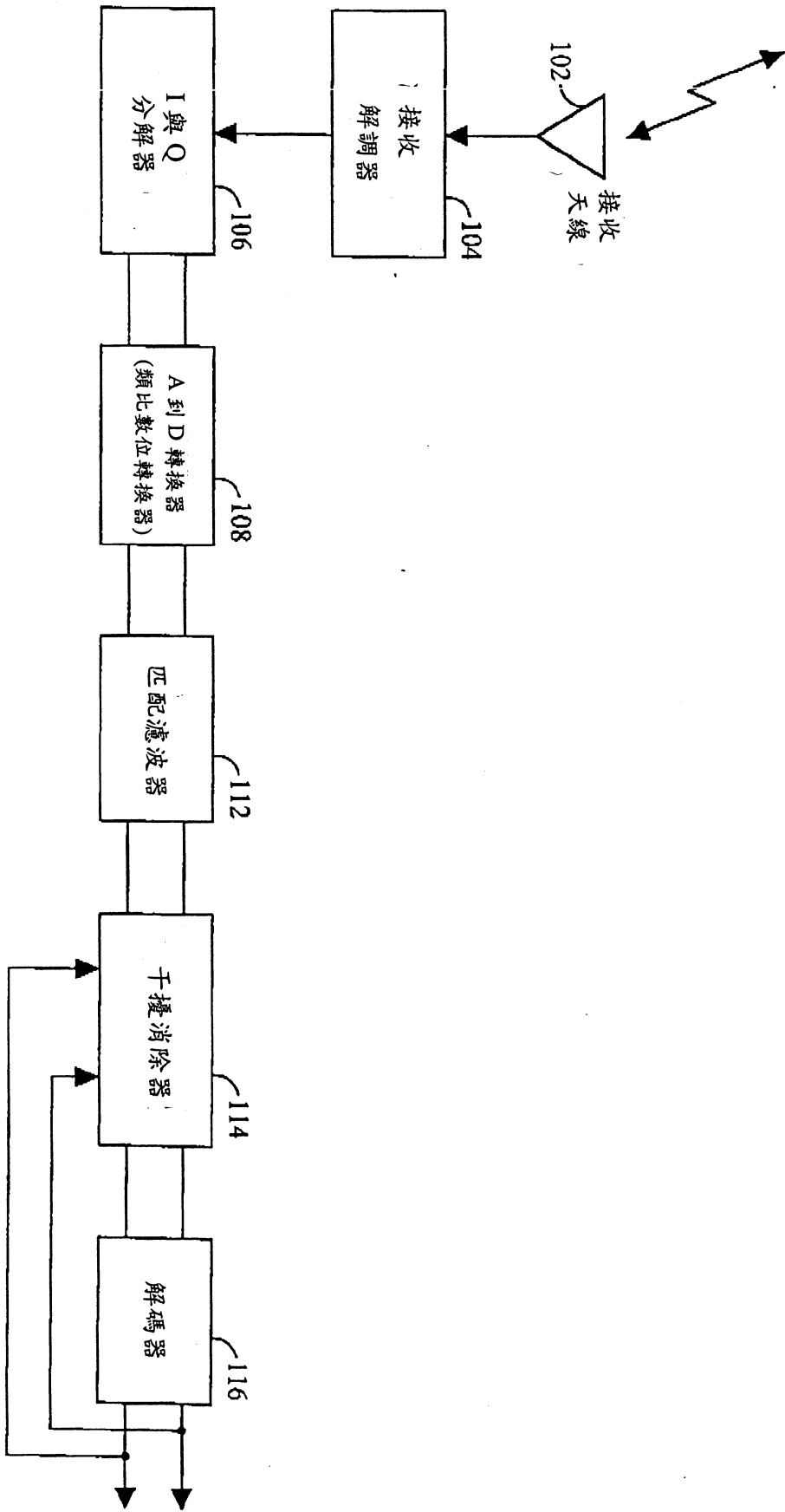


圖 1

圖式

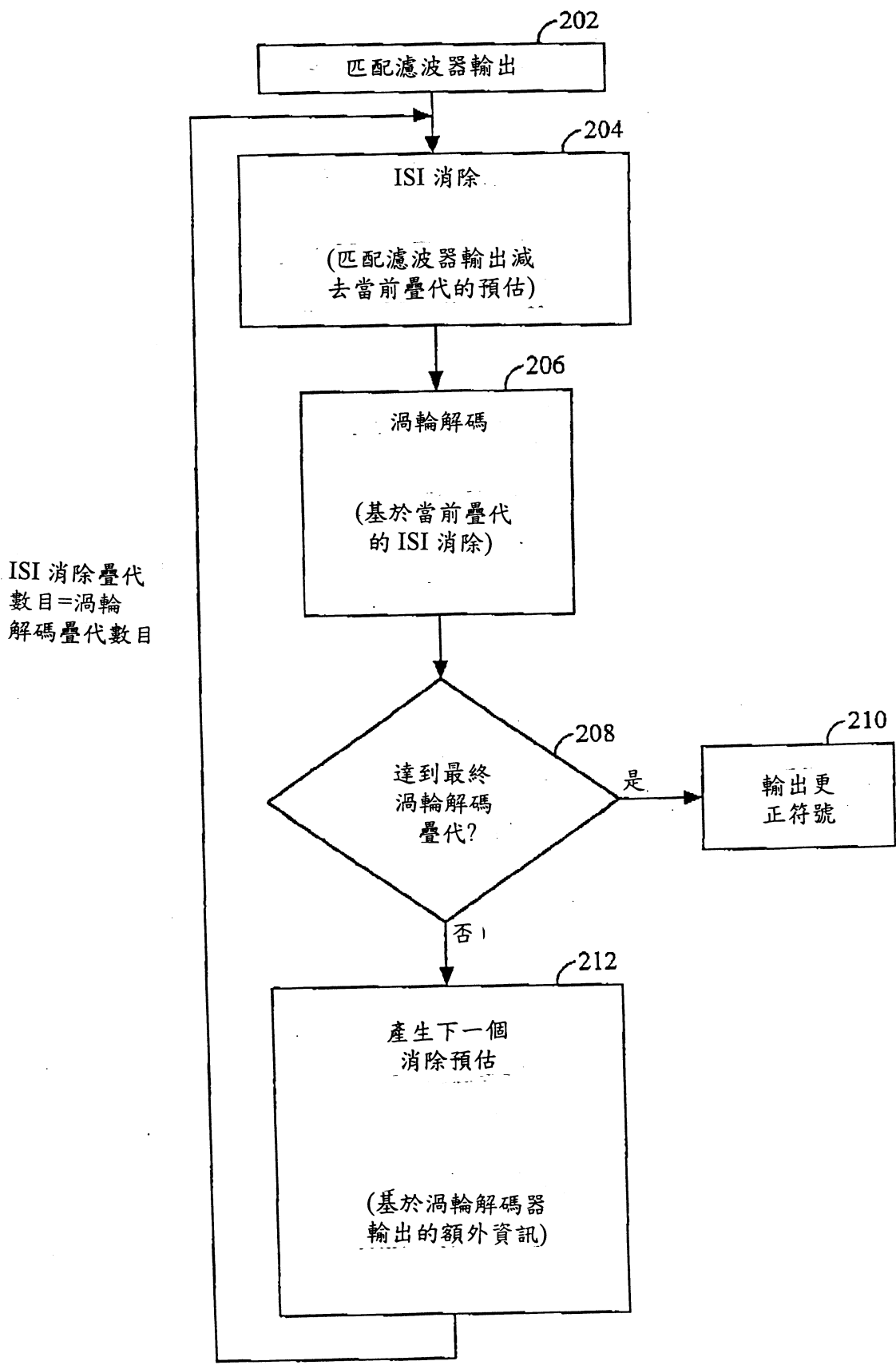


圖 2

圖式

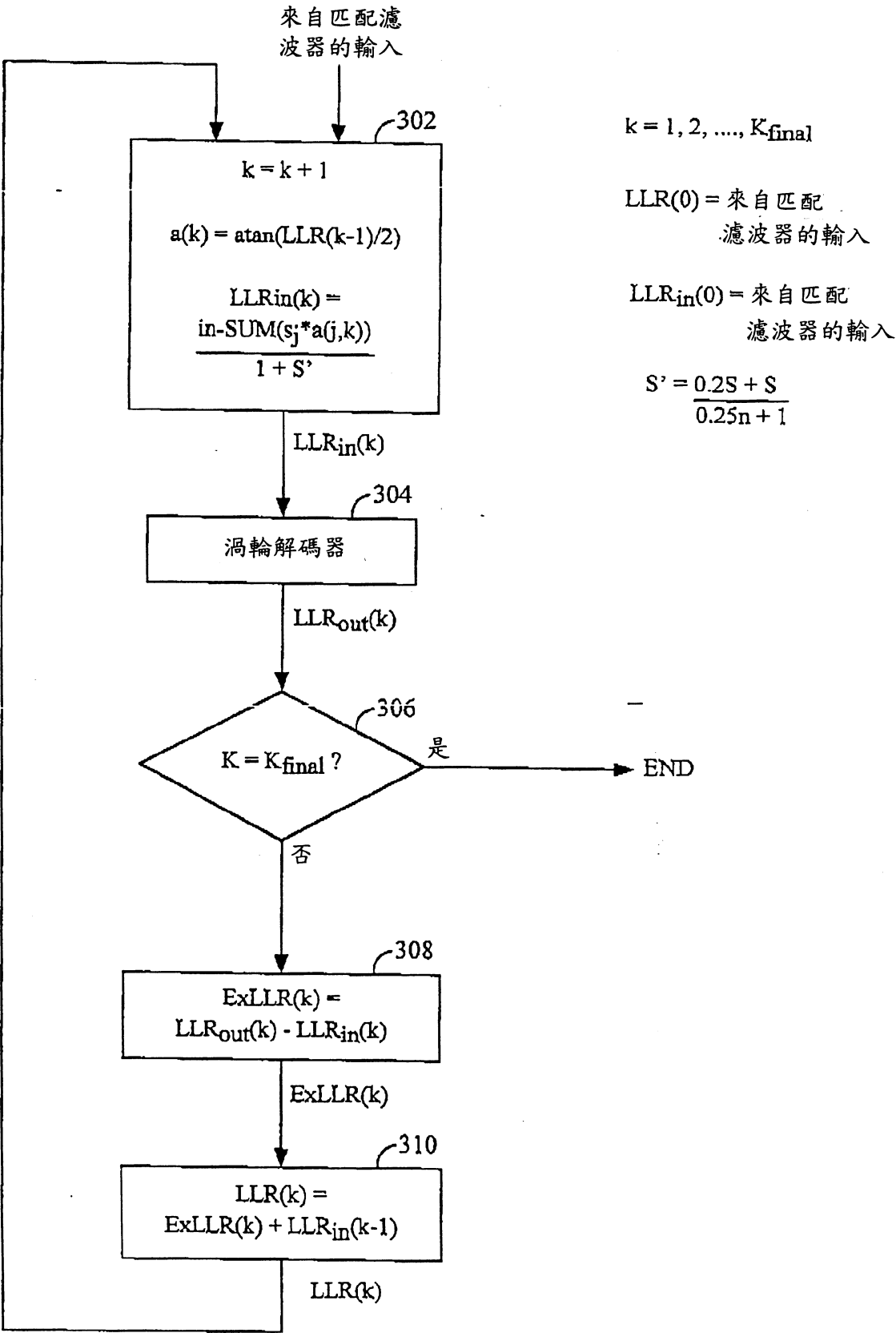


圖 3