I334700

發明專利說明書 公告本

（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：94133696

※ 申請日期：94.9.28 ※IPC 分類：H03M 13/11, H04L 29/06

(2006.01)

一、發明名稱：（中文/英文）

對在伴有不均勻噪音的多線雙絞線上傳輸的改錯碼的解碼

Decoding Error Correcting Codes Transmitted Through Multiple Wire Twisted Pair Cables with Uneven Noise on the Wires

二、申請人：（共 1 人）

姓名或名稱：（中文/英文）（簽章） ID ：

美國博通公司/ Broadcom Corporation

☐ 指定 為應受送達人

代表人：（中文/英文）（簽章）狄・韓德森／Dee Henderson

住居所或營業所地址：（中文/英文）

美國加州爾灣市奧爾頓公園路 16215 號,92618-7013

16215 Alton Parkway, Irvine, California USA, 92618-7013

國 籍：（中文/英文）美國／U.S.A.

電話/傳真/手機：

E-MAIL：

三、發明人：（共 3 人）

姓 名：（中文/英文） ID ：

1.巴中・申 / Ba-Zhong Shen

2.斯科特・理查德・鮑威爾/ Scott Richard Powell

3.凱利・布賴恩・卡梅倫/ Kelly Brian Cameron

國 籍：（中文/英文）

1.2.3:美國／U.S.A.

(S)

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 09 月 28 日　60/613,923
2. 美國　2004 年 11 月 12 日　60/627,452
3. 美國　2005 年 02 月 23 日　60/655,312
4. 美國　2005 年 06 月 30 日　11/172,551

☐ 無主張專利法第二十七條第一項國際優先權：

☐ 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。

在一個多路徑通信系統中（例如，其中的通信通道本身由多條電纜，多條通道和/或多條路徑組成），可以假設：每條電纜，通道和/或路徑的通道噪音可以類比爲帶有噪音方差σ^2的AWGN（加性高斯白雜訊）。然而，因爲最佳接收器可以對通道中的非AWGN進行“白化”，而這樣一來，在LDPC解碼器看來，該噪音非常近似AWGN，所以上面的假設並不是限制性的。

這樣一來，當接收到符號y後，實際發送的集群中集群信號s的概率如下：

$$P_s(y|s)=\frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}}\exp\left(\frac{-1}{2\sigma^2}D_{SE}(y,s)\right) \qquad \text{（EQ1）}$$

其中，$D_{SE}(y,s)$是發射信號y和接收信號s之間歐幾裏德距離的平方，σ^2是AWGN的方差。該概率P_s（$y|s$）可以看作是接收信號s的度量值。基於該概率（也可稱爲該度量值），MLD（極大似然解碼）方法使用（EQ1）嘗試所有可能的代碼字來求解所有可能的符號s，這樣一來，MLD方法就可以找到那個包含所有的概率的代碼字。然而，由於MLD方法自身的複雜性，今天的技術尚不能在對LDPC或其他這樣的ECC（改錯碼）編碼信號進行解碼的過程中執行MLD。

一種次優的解碼方法（可用於對LDPC或其他這樣的ECC編碼信號進行解碼）是疊代MP（消息傳送）（或BP（置信傳播））解碼方法。在這種MP（或BP）方法中，上面提供的（EQ1）將用作轉換度量值。

此外，在自身通信通道包含多條電纜的通信系統的一個實際實現中，我們注意到，每條電纜的噪音方差σ^2彼此之間存在著明顯的差異。

這 4 線雙絞線中的 1 條電纜包含所述第二 SNR。

優選地：

平均 SNR 對應於所述第一信號路徑和所述第二信號路徑；

第一 SNR 的方差是所述平均 SNR 和第一值之間的差值；

第二 SNR 的方差是所述平均 SNR 和第二值的和。

優選地：

所述 ECC 解碼器是一個 turbo 解碼器。

優選地：

所述 ECC 解碼器是 LDPC（低密度奇偶校驗）解碼器；

所述 LDPC 解碼器用於：

將所述第一符號度量值分解爲第一組比特度量值。

將所述第二符號度量值分解爲第二組比特度量值。

優選地：

所述度量值生成器在通信接收器中實施，該接收器用於接收通過多個信號路徑發射的信號，所述多個信號路徑包含所述第一信號路徑和所述第二信號路徑；

所述第一信號路徑具有所述第一 SNR；

所述第二信號路徑具有所述第二 SNR；

其餘的每個所述多個信號路徑包含所述第二 SNR。

優選地：

所述度量值計算功能性模組對所述放大因數進行修改，用於回應所述第一 SNR 和所述第二 SNR 二者至少其一發生的變化。

優選地：

平均 SNR 對應於所述一組電纜；

所述第一 SNR 的方差是所述平均 SNR 和第一值之間的差；

所述第二 SNR 的方差是所述平均 SNR 和第二值的和。

優選地：

所述解碼器是 turbo 解碼器。

優選地：

所述解碼器是 LDPC（低密度奇偶校驗）解碼器；

所述 LDPC 解碼器用於：

將所述第一組符號度量值中至少一個符號度量值分解爲第一組比特度量值；

將所述第二組符號度量值中至少一個符號度量值分解爲第二組比特度量值。

【實施方式】

如上所述，當從包含多條路徑（例如，多條電纜）的通信通道中接收到一個符號 y 時，爲該符號指定的集群中集群信號 s 的概率，從通信通道的發射器端發往通信通道的接收器端，這個概率可以由下面的公式表示：

$$P_s(y|s)=\frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}}\exp\left(\frac{-1}{2\sigma^2}D_{SE}(y,s)\right) \qquad \text{（EQ1）}$$

其中，$D_{SE}(y,s)$是發射信號 y 和接收信號 s 之間歐幾裏德距離的平方，σ^2 是 AWGN 的方差。該概率 $P_s(y|s)$ 的值可以看作是接收信號 s

的度量值。

一個爲改善叠代MP（消息傳送）（或BP（置信傳播））解碼方法性能而進行的可能修改，是將上面的（EQ1）替換爲下面的（EQ2）。

$$P_s(y \mid s) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \exp\left(\frac{-1}{2a\sigma^2} D_{SE}(y,s)\right) \qquad \text{（EQ2）}$$

其中a代表所述的放大因數。

這種使用該放大因數a的方法在序列號爲No.60/613923（事務所檔案號No.BP4085）和序列號爲No.60/627452（事務所檔案號No.BP4085.1）的美國臨時專利中進行了描述，上述兩份專利的全文也作爲參考使用在本發明中，並構成了美國實用專利申請的一部分，同時還申請了優先權。

如上所述，在這個通信通道包含多條電纜的通信系統的一個實際實現中，我們注意到，每條電纜的噪音方差σ^2彼此之間存在著明顯的差異。顯然，每條電纜的噪音標準偏差σ彼此之間也將有所不同。假設有這種不均勻的噪音分佈，很可能還需要對（EQ2）進行其他的修改，來幫助LDPC解碼器或一些其他的ECC（改錯碼）解碼器更好的運行。

在這裏，當使用術語電纜，路徑和/或通道三者其中之一來描述特定通信系統的屬性時，一個需要注意的地方是，此處描述的原理也可應用於通信通道的通道，路徑和/或其他的元件或部分。這就是說，這裏所描述的任何原理可以等效地應用、同時也適用於通信系統中的多條路徑，多條電纜和/或多個通道。

圖1是依據本發明某些方面構建的一個通信系統100實施例的示

接收信號 y，142 隨後提供給度量值生成器 175，該生成器用來爲接收信號 y，142 中的每個符號生成符號度量值。每個符號度量值隨後將發往解碼器 180，用於爲資訊比特和/或資料 105 生成最佳估計值 110。至此，資訊比特和/或資料 105 先後經歷了適當的發射器端處理，以及以連續時間信號形式在噪音通道 199 中的傳輸和接收器端處理。

在考慮一個通過自身 m 個電纜發射資訊的通信系統時，可以假設在所有這 m 個電纜中，只有一根電纜包含較差的 SNR（信噪比）（例如，N_0 dB（decibels））,而所有其他的 m-1 根電纜都包含相同的 SNR（例如，N dB）。這樣的一個例子可以是一個同新興標準 IEEE802.3an（10GBASE-T）中的 4 線通信通道相一致的通信系統，m=4，m-1=3。而 IEEE802.3an 標準的第 55 段進行了這樣的預測：在 10G 乙太網收發器中，其 4 條電纜通道將包含彼此不等的 SNR。

如果該假設成立（例如，一根電纜包含大小爲 N_0 dB 的 SNR，而所有其他的電纜包含大小爲 N dB 的 SNR），那麼所有這 m 根電纜的平均 SNR 可以由一下公式提供：

$$N_a = 10\log\left(\frac{10^{(N0/10)} + (m-1)10^{(N/10)}}{m}\right) dB \qquad \text{（EQ3）}$$

其中，在計算對數時，底數取 10。一種用於計算接收信號度量值的可能方法是使用上面的平均 SNR，N_a。使 σ_a^2 等於對應於上述平均 SNR N_a 的噪音方差，則度量值可以計算爲：

$$P_s(y \mid s) = \frac{1}{\sigma_a\sqrt{2\pi}} \exp\left(\frac{-1}{2a\sigma_a^2} D_{SE}(y,s)\right) \qquad \text{（EQ4）}$$

這是對（EQ2）的一種修改，具體方法是使用 σ_a^2 來替換 σ^2，其中

而餘下的2條路徑對應的SNR的方差（σ^2）和標準偏差（σ）則不同於上述n-2條路徑，如圖中標號408所示。

該圖表向讀者提供了圖片方式的說明，通過該方式，多路徑通信通道中的不同路徑將被區分開來，並且一個噪音方差（σ^2）和標準偏差（σ）可以對應與多路徑的第一子集，而不同的方差（σ^2）和標準偏差（σ）可以對應於多路徑的第二子集。在一個可能的實施例中，多路徑的第一子集剛好包括多路徑通信通道中的1條路徑，而多路徑的第二子集則包括多路徑通信通道中的所有其餘路徑。

在這裏公開的內容中，本文對BER（比特誤碼率）同E_s/N_0（每信號能量值與頻譜噪音密度N_0的比）對應關係的描述使用了多種性能圖表。術語E_s/N_0可以用來爲數位通信系統衡量SNR（信噪比）。在觀察這些性能曲線時我們發現，當指定任一E_s/N_0（或SNR）後，都可以確定相應的BER，因此也就爲解碼方法的性能提供了一種相對精確的表達形式。

圖5是依據本發明某些方面的一個使用了平均SNR（信噪比）的性能對比500實施例的示意圖。該性能對比500對應於一個解碼器，通過使用8疊代MP（消息傳送）（或BP（置信傳播））解碼方法，該編碼器可用於對（2048，1723）規則LDPC代碼進行解碼，而這種規則LDPC代碼在下面的參考[1]中進行了描述。該參考[1]公開並描述了LDPC代碼是建立在R-S（Reed-Solomon）演算法的兩個代碼字基礎之上的。

[1]《建立在帶有兩個資訊符號的Reed-Solomon代碼基礎之上的

一種低密度奇偶校驗碼》，撰寫人 I. Djurdjevic，J. Xu，K. Abdel-Ghaffer 和 S. Lin，發表於 *IEEE Communications Letters*，第 7 卷 No.7，2003 年 7 月，317-319 頁。

使用在通信系統中的、其性能在性能對比 500 中進行了描述的集群是一個 DSQ（雙平方 QAM）集群，它在序列號爲 No.60/604426（事務所檔案號 No.BP4013）的美國臨時申請中進行了描述，上述申請的全文已作爲參考使用在本發明中，並構成了美國實用專利申請的一部分，同時還申請了優先權。

當使用這種 DSQ 集群的時候，符號映射（有時也稱爲信號映射）將 4 個已編碼比特和 3 個未編碼比特映射到一個 DSQ 集群點上（例如，一個 DSQ 信號總共由 7 個比特組成，其中包含 4 個已編碼比特和 3 個未編碼比特）。

在考慮通信系統 100（它的噪音通道 199 包含 4 根電纜）的一個可能實施例時，可以看到，第 $4k+i$ 個信號被發送給了編號爲（$i+1$）的電纜，其中 $i=0$、1、2、3。在考慮這個使用在這樣的 4 線系統（例如一個可能的實施例是新興標準 IEEE802.3an（10GBASE-T））中的 4 線雙絞線時，可以假設前 3 根電纜具有相同的 SNR（例如，N dB），第 4 根電纜具有小於前 3 根電纜的 SNR（例如，$N_0=N-4$ dB，這樣一來，N_0 比 N 小 4 dB）。當使用前面的（EQ3）和（EQ4）中的計算方法分別計算平均 SNR 和度量值時，性能對比 500 中展示的結果可以實現。可以看到，在跟一個多線（或多通道和/或多路徑）、且每條線上的噪音大小都相同（例如，一致的噪音）的通信通道進行對比的時

候，存在一個 0.7 dB 的損失。

在一個實際的通信系統中，或許能夠知道到底是哪條路徑（或電纜和/或路徑）具有較低的 SNR。在這種情況下，就需要對不同電纜接收到的不同信號使用不同的度量值。這種方法在下面進行了描述，而描述中所用到的系統是一個 4 線系統。雖然如此，但這些原理同樣也可擴展到包含更少或更多電纜的通信系統中，而不會偏離本發明的範圍和主要內容。

當考慮一個 4 線雙絞線時，其中 $N_0=N-4$ dB，根據（EQ3），平均 SNR 可以由下面的公式給出：

$$N_a = 10\log\left(\frac{10^{(N0/10)}+(m-1)10^{(N/10)}}{m}\right)dB = N-0.708dB$$

有了該公式，就可以使用一種更好的方法爲 ECC（改錯碼）解碼器生成度量值。

我們還可以再次假設，即σ_a^2是對應於 SNR N_a 的噪音方差。還可以假設 A 和 B 是兩個非負數。這兩個數可以看作是用於計算符號度量值的設計參數。SNR 的方差 N_a-A，隨後可以表示爲σ_A^2，而 SNR 的方差 N_a+B，隨後可以表示爲σ_B^2。

使用這種方法，度量值可以通過以下公式計算得出：

$$P_s(y_{4k+i}\,|\,s) = \frac{1}{\sigma_A\sqrt{2\pi}}\exp\left(\frac{-1}{2a\sigma_A^2}D_{SE}(y_{4k+i},s)\right) \qquad \text{（EQ5）}$$

其中 $i=0,1,2$

$$P_s(y_{4k+3}\,|\,s) = \frac{1}{\sigma_B\sqrt{2\pi}}\exp\left(\frac{-1}{2a\sigma_B^2}D_{SE}(y_{4k+3},s)\right) \qquad \text{（EQ6）}$$

其中 $k=0,1,\ldots$。

圖 6 是依據本發明某些方面的一個對 A 和 B 使用了不同值後的性能對比 600 實施例的示意圖。該性能對比 600 向我們展示了一個通信設備（實現在通信通道的接收器端）的性能，該設備可依據上面講述的方法使用值 A 和 B 來執行度量值計算。

使用這種方法，可以看到，一個大小爲 0.3dB 的增益可以達到。

通常來說，可以假設在一個通信通道中總共有 m 條電纜。在這 m 條電纜中，還可以進一步假設，其中的 n（$n<m$，例如電纜 $i_0,\ldots,i_{n-1}$）條具有大小爲 N dB 的相同的 SNR，而剩下的 $m-n$ 條電纜（例如，電纜 $j_0,\ldots,j_{m-n-1}$）所具有的 SNR 的大小爲 $N-n_l$ dB，其中 $l=0,\ldots,m\text{-}n\text{-}1$。接下來我們假設 N_a 是由公式（EQ6）計算出來的平均 SNR，而它所對應的噪音方差由 σ_a^2 表示。還可以假設 A 和 $B_0,\ldots,B_{m-n-1}$ 是 $m\text{-}n+1$ 個非負數。

因此，SNR 的方差 N_a-A 可以表示爲 σ_A^2，而 SNR 的方差 N_a+B_l 可以表示爲 σ_{Bl}^2。

使用這種改進的方法，度量值可以使用下面歸納後的方法進行計算：

$$P_s(y_{mk+il}\mid s)=\frac{1}{\sigma_A\sqrt{2\pi}}\exp\left(\frac{-1}{2a\sigma_A^2}D_{SE}(y_{mk+il},s)\right) \qquad \text{（EQ7）}$$

其中，$l=0,\ldots,n\text{-}1$,

$$P_s(y_{mk+jl}\mid s)=\frac{1}{\sigma_{Bl}\sqrt{2\pi}}\exp\left(\frac{-1}{2a\sigma_{Bl}^2}D_{SE}(y_{mk+jl},s)\right) \qquad \text{（EQ8）}$$

其中，$l=0,\ldots,m\text{-}n\text{-}1$，$k=0,1,\ldots$。

應當注意，圖中描述的方法還可以用在上述任何一種適當的系統和/或設備（例如，通信系統，通信發射器，通信接收器，通信收發器和/或其中描述的功能模組）的設計過程中，而不偏離本發明本發明的範圍和主要內容。

此外，還應注意，這裏所描述的與多種功能性模組、系統和/或設備設計及方法有關的實施例都可以在對數域內實現（例如，對數域），這樣一來，就可以通過使用加法操作來實現乘法操作，使用減法操作來實現除法操作。

依據上述本發明的具體實施方式及相關圖片，顯然還可以生成本發明的其他修改版本和變體。同樣的，很顯然這些修改版本和變體也是有效的，而不會偏離本發明的範圍和主要內容。

【圖式簡單說明】

圖 1 是依據本發明某些方面構建的一個通信系統實施例的示意圖；

圖 2 是依據本發明某些方面構建的一個通信設備實施例的示意圖；

圖 3 是依據本發明某些方面的一個用於計算符號度量值的計算方法實施例的示意圖；

圖 4 是依據本發明某些方面的多路徑通信通道實施例的示意圖；

圖 5 是依據本發明某些方面的一個使用了平均 SNR（信噪比）的性能對比實施例的示意圖；

圖 6 是依據本發明某些方面的一個使用了不同值 A 和 B 的性能對比實施例的示意圖。

【主要元件符號說明】

通信系統	100	資訊位元和/或資料	105
最佳估計值	110	編碼器	122
符號映射器	124	發射信號 s，	141
接收信號 y，	142	解碼器	180
標號	198	噪音通道	199
通信設備	200	標號	205
AFE（類比前端）	210	ADC（模述轉換器）	212
過濾	214	頻率轉換	216
AFE 處理	218	離散時間接收信號	219
度量值生成器	275	標號	276
標號	277	標號	278
標號	279	解碼器	280
turbo 解碼器	282	LDPC（低密度奇偶校驗）解碼器	284
ECC 解碼器	286	符號度量值	287
符號度量值	289	計算方法	300
框圖	310	框圖	320
多路徑通信通道	400	標號	406
標號	402	標號	404
標號	408	性能對比	500
性能對比	600		

五、中文發明摘要：

本發明揭示了一種用於對在伴有不均勻噪音的多線雙絞線上傳輸的改錯碼進行解碼的方法。這裏展示了一種新方法，使用這種方法可以爲從多線（或作爲選擇，也可以是多通道和/或多路徑）通信通道中接收到的信號計算度量值，進而對多線中不均勻分佈的噪音進行開發，借此提升系統的性能。此外，本方法還可以跟一個放大因數一同使用，對執行 ECC（改錯碼）解碼過程中需要使用的度量值進行修改。同時，在得知一條或多條路徑（例如電纜）所具有的 SNR 不同於（例如，在一些情況下是低於）其他路徑時，還可以使用一種更合適的方法爲多路徑（例如電纜）中的每條路徑計算度量值，以提高系統的性能，而這種方法就是用於對使用 ECC 進行編碼的信號進行解碼的叠代解碼處理方法。

六、英文發明摘要：

Decoding error correcting codes transmitted through multiple wire twisted pair cables with uneven noise on the wire. A novel approach is presented by which the metrics may be calculated for signals received over multi-wire (or alternatively referred to as multi-channel, and/or multi-path) communication channels to exploit an uneven distribution of noise among those wires for improved performance. In addition, this approach may also be performed in combination with employing an amplification factor to modify the metrics employed when performing ECC (Error Correcting Code) decoding. Moreover, when information is known concerning which 1 or more paths (e.g., wires) has an SNR that is different (e.g., lower in some cases) from the others, an ever better adapted means of calculating

the metrics associated with each of the path (e.g., wires) may be employed to provide for improved performance with respect to iterative decoding processing of signals encoded using ECCs.

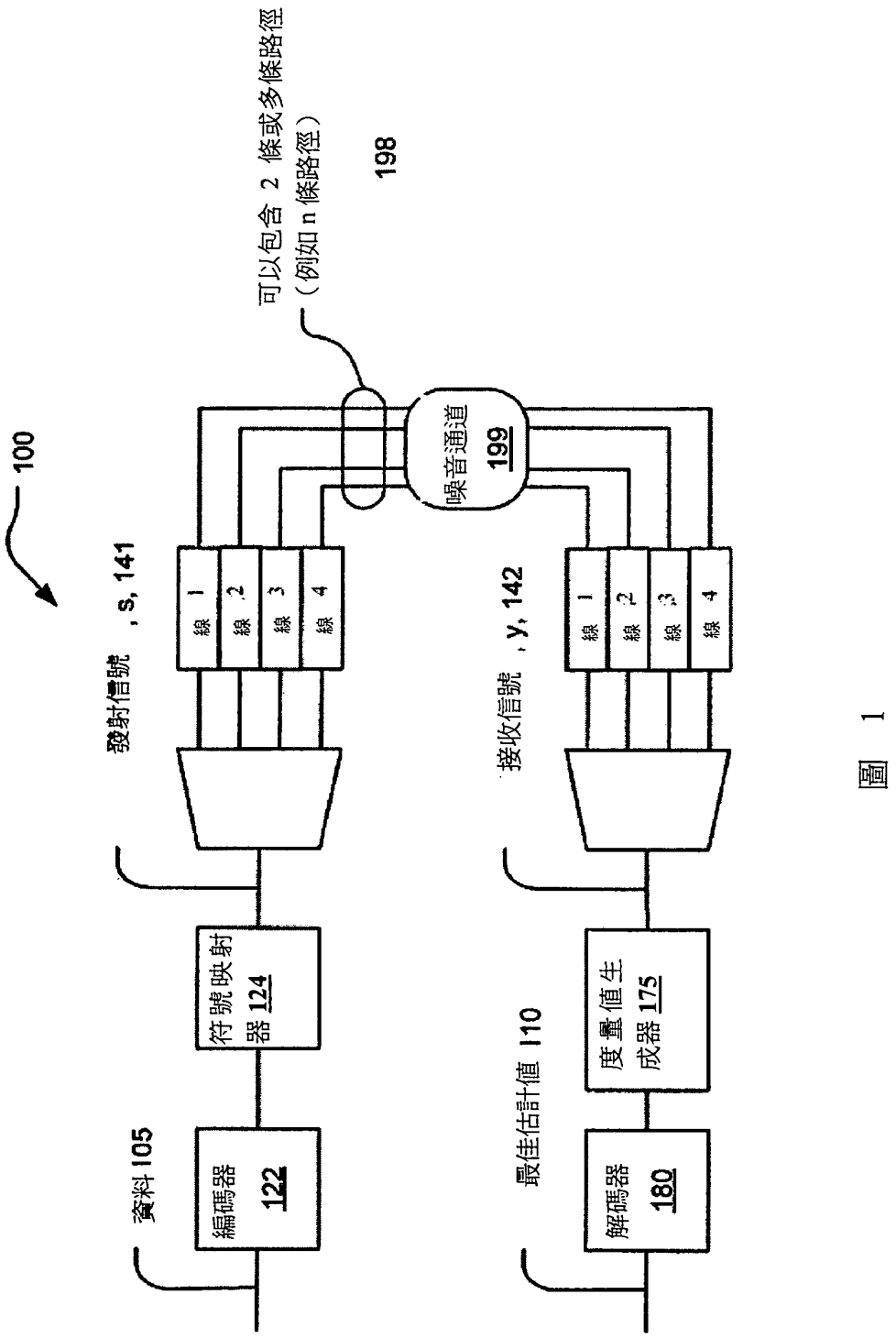

100
資料 105
編碼器 122
符號映射器 124
發射信號，s, 141
線 1
線 2
線 3
線 4
可以包含 2 條或多條路徑（例如 n 條路徑）
198
噪音通道 199
接收信號，y, 142
線 1
線 2
線 3
線 4
度量值生成器 175
解碼器 180
最佳估計值 110

圖 1

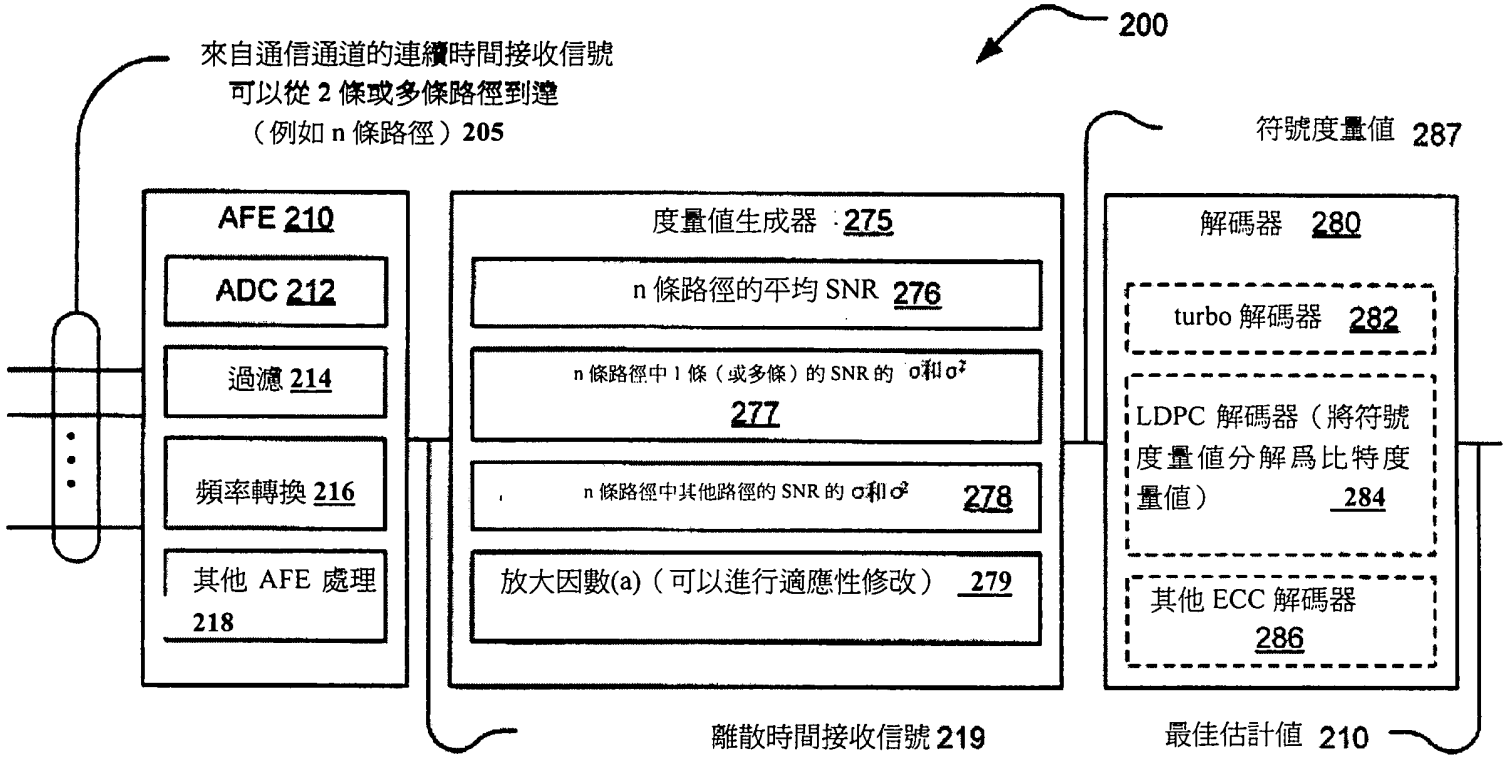

200
來自通信通道的連續時間接收信號
可以從 2 條或多條路徑到達
（例如 n 條路徑）205
AFE 210
ADC 212
過濾 214
頻率轉換 216
其他 AFE 處理 218
度量值生成器 275
n 條路徑的平均 SNR 276
n 條路徑中 1 條（或多條）的 SNR 的 σ和σ² 277
n 條路徑中其他路徑的 SNR 的 σ和σ² 278
放大因數(a)（可以進行適應性修改） 279
解碼器 280
turbo 解碼器 282
LDPC 解碼器（將符號度量值分解爲比特度量值） 284
其他 ECC 解碼器 286
符號度量值 287
離散時間接收信號 219
最佳估計值 210

圖 2

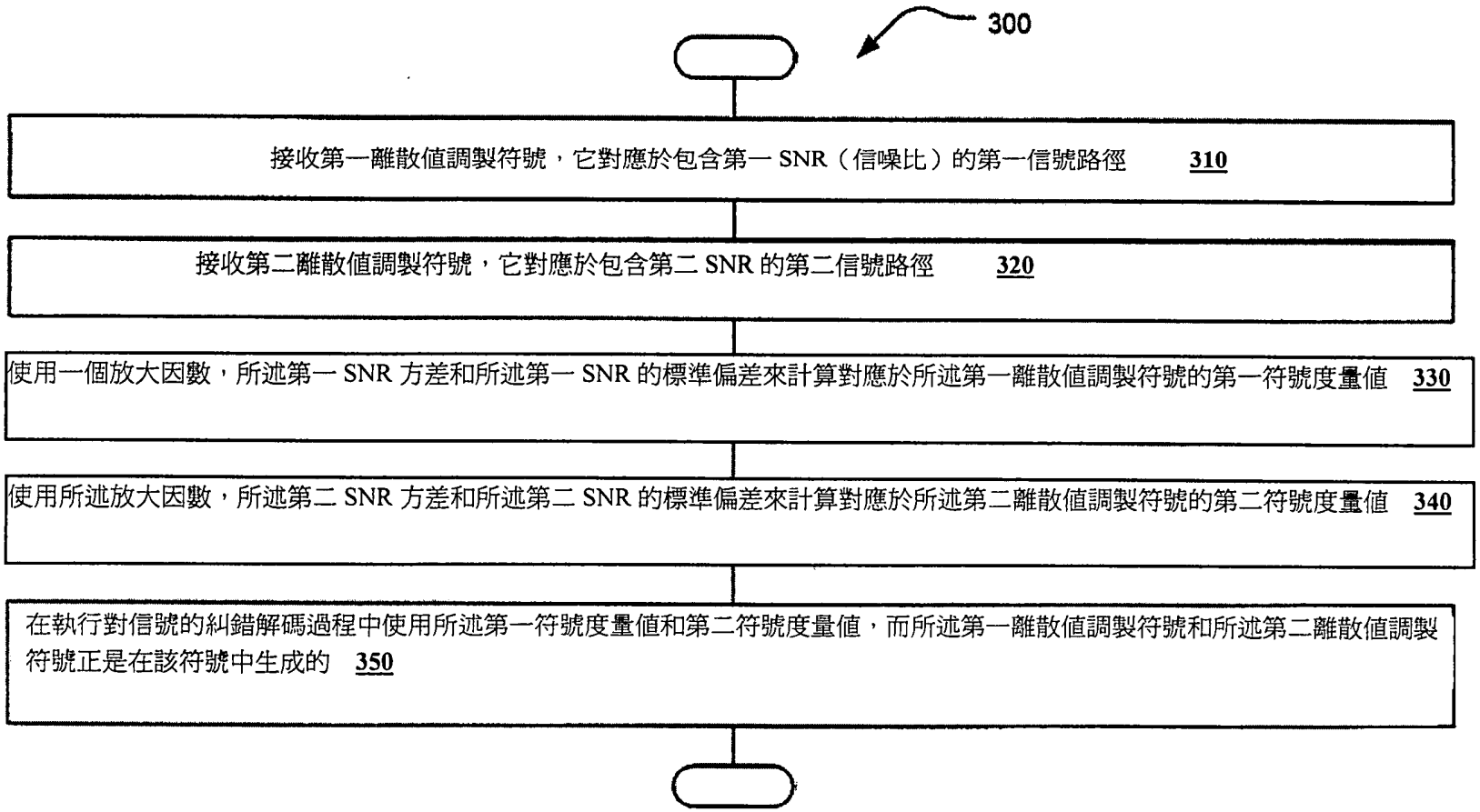

300
接收第一離散值調製符號，它對應於包含第一 SNR（信噪比）的第一信號路徑 310
接收第二離散值調製符號，它對應於包含第二 SNR 的第二信號路徑 320
使用一個放大因數，所述第一 SNR 方差和所述第一 SNR 的標準偏差來計算對應於所述第一離散值調製符號的第一符號度量值 330
使用所述放大因數，所述第二 SNR 方差和所述第二 SNR 的標準偏差來計算對應於所述第二離散值調製符號的第二符號度量值 340
在執行對信號的糾錯解碼過程中使用所述第一符號度量值和第二符號度量值，而所述第一離散值調製符號和所述第二離散值調製符號正是在該符號中生成的 350

圖 3

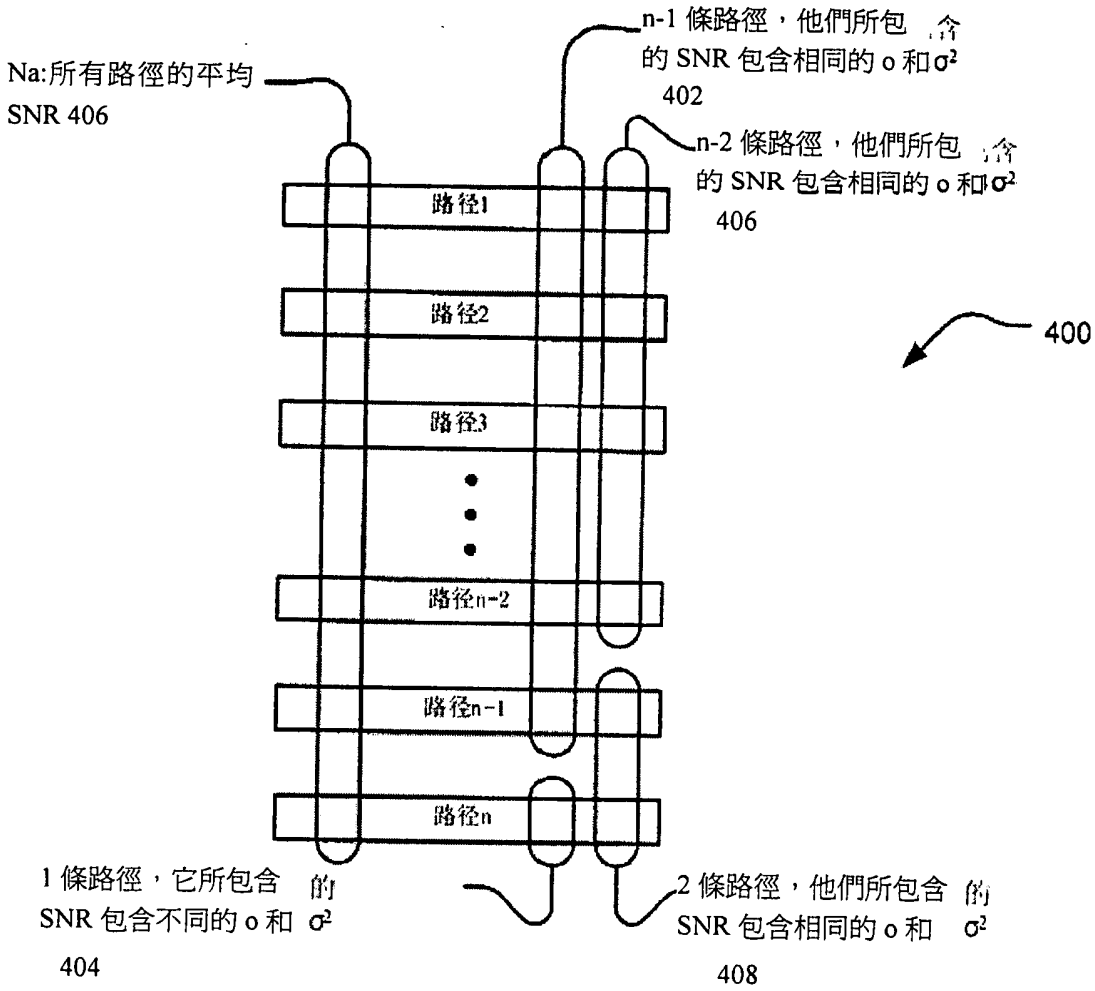

n-1 條路徑，他們所包含的 SNR 包含相同的 o 和 σ²
402
Na:所有路徑的平均 SNR 406
n-2 條路徑，他們所包含的 SNR 包含相同的 o 和 σ²
406
路徑1
路徑2
路徑3
路徑n-2
路徑n-1
路徑n
400
1 條路徑，它所包含的 SNR 包含不同的 o 和 σ²
404
2 條路徑，他們所包含的 SNR 包含相同的 o 和 σ²
408

圖 4

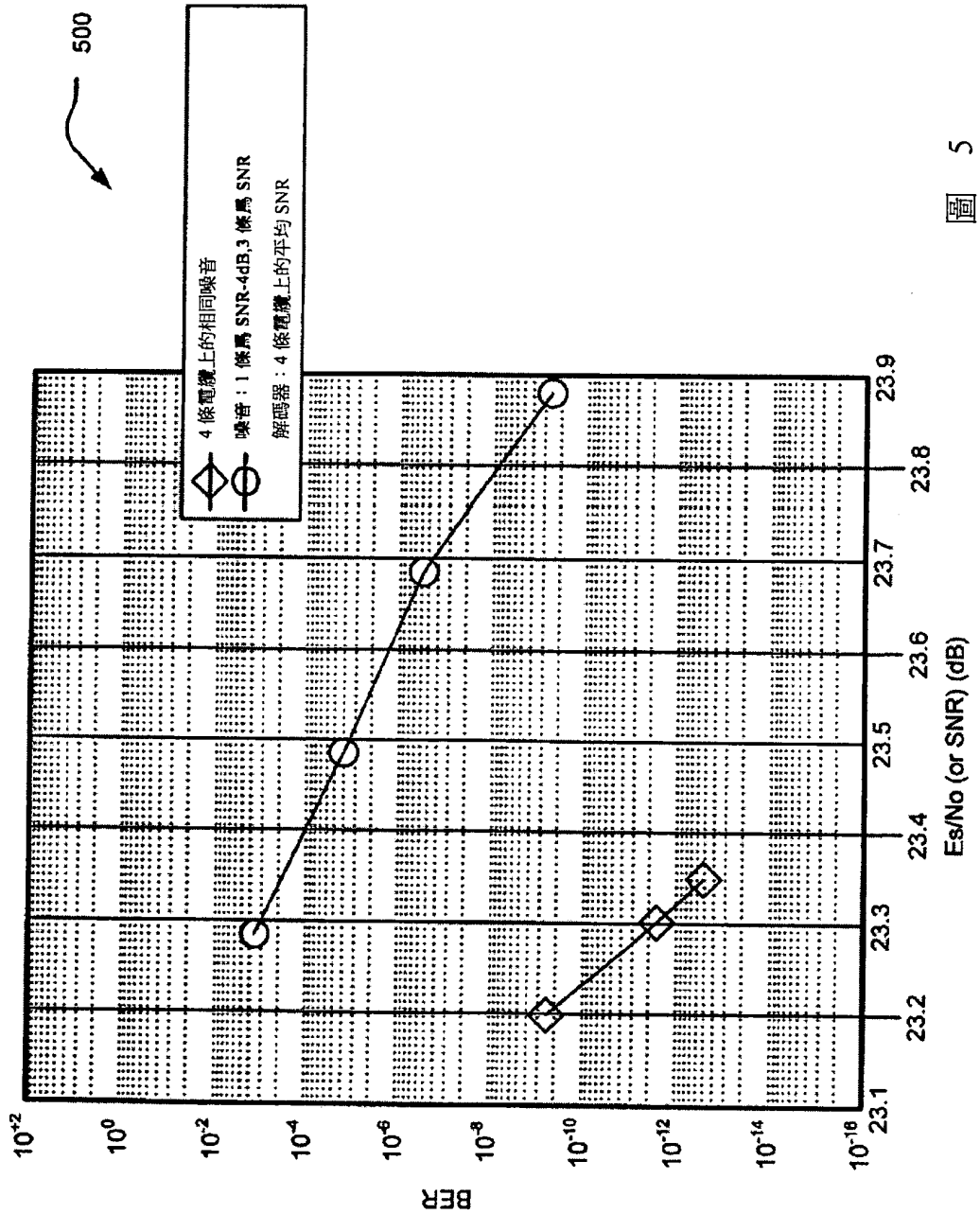

500
4 條電纜上的相同噪音
噪音：1 條馬 SNR-4dB,3 條馬 SNR
解碼器：4 條電纜上的平均 SNR
BER
10^{-2}
10^{0}
10^{-2}
10^{-4}
10^{-6}
10^{-8}
10^{-10}
10^{-12}
10^{-14}
10^{-16}
23.1
23.2
23.3
23.4
23.5
23.6
23.7
23.8
23.9
Es/No (or SNR) (dB)

圖 5

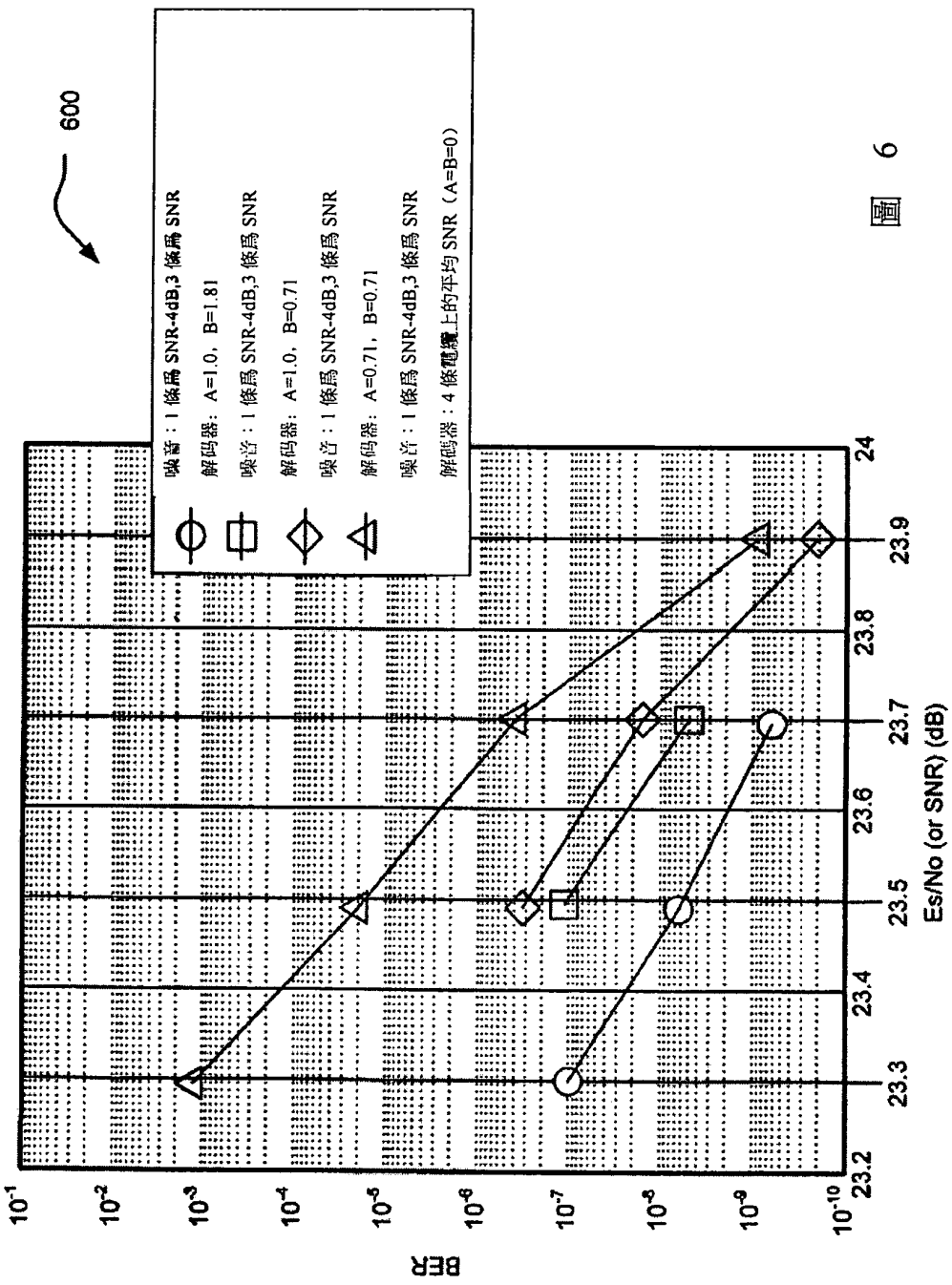

600
噪音：1 條局 SNR-4dB,3 條局 SNR
解碼器：A=1.0，B=1.81
噪音：1 條局 SNR-4dB,3 條局 SNR
解碼器：A=1.0，B=0.71
噪音：1 條局 SNR-4dB,3 條局 SNR
解碼器：A=0.71，B=0.71
噪音：1 條局 SNR-4dB,3 條局 SNR
解碼器：4 條載波上的平均 SNR（A=B=0）
BER
10-1
10-2
10-3
10-4
10-5
10-6
10-7
10-8
10-9
10-10
23.2
23.3
23.4
23.5
23.6
23.7
23.8
23.9
24
Es/No (or SNR) (dB)

圖 6

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:

通信系統	100	資訊位元和/或資料	105
最佳估計值	110	編碼器	122
符號映射器	124	發射信號 s,	141
接收信號 y,	142	解碼器	180
標號	198	噪音通道	199

八、本案若有化學式時，請揭示最能顯示發明特徵的化學式：

年 月 日修正替換頁
98. 10. 16

九、發明說明：

【發明所屬之技術領域】

本發明涉及通信系統，尤其涉及使用在這些通信系統中的信號解碼。

【先前技術】

資料通信系統的發展已經持續了許多年。近期倍受人們關注的一種此類的通信系統是使用了疊代改錯碼的通信系統。這種通信系統的引人之處在於它使用了 LDPC（低密度奇偶校驗）碼。跟使用了交替碼的系統相比，對於一個給定的信噪比（SNR），使用了疊代碼的通信系統通常可實現更低的比特誤碼率（BER）。

長期以來，這個領域發展的指導方向一直是努力降低通信系統中用於實現給定 BER 所需的 SNR。理想的目標是在通信通道中達到香農極限。而香農極限可以看作是通信通道中所能使用的最大可達資料率，它包含特殊的 SNR，可以在通信通道中實現無誤傳輸。換句話說，對於給定的調變編碼率，香農極限是通道容量的理論邊界。

LDPC 碼已經向世人展示了其出色的解碼性能，甚至在某些情況下，其性能可接近香農極限。例如，某些 LDPC 解碼器可以將其與理論香農極限之間的差距縮小到 0.3dB（分貝）以內。雖然這類實例是通過使用長度爲 1 百萬的不規則 LDPC 碼來實現的，但它還是向大家展示了 LDPC 碼應用在通信系統中的廣闊前景。

在許多新興應用領域中，對 LDPC 編碼信號的使用仍在被不斷的開發。例如，LDPC 編碼信號的使用在 IEEE（電氣和電子工程師學會）

年 月 日修正替換頁
93. 10. 16

P802.3an（10GBASE-T）工程任務組中得到了極高的重視。

IEEEP802.3an（10GBASE-T）工程任務組由 IEEE 創立，主要致力於依據 IEEE802.3CSMA/CD 乙太網協定，進行雙絞銅線上 10G 比特乙太網標準的開發和標準化工作。載波偵聽多址訪問/衝突監測（CSMA/CD）是有關乙太網中載波傳輸訪問方面的協定。IEEE802.3an（10GBASE-T）是關於在 4 線雙絞線上進行 10Gbps（吉比特/秒）乙太網操作的新興標準。有關 IEEEP802.3an（10GBASE-T）工程任務組的更多公共資訊，可使用以下網址進行檢索：

http://www.ieee802.org/3/an/。

這種應用中提供的高資料率已比較接近于 100 米最壞電纜上理論上最高的可能速率。爲實現 10Gbps 操作，需要使用近似容量實現改錯碼。使用傳統鏈結碼時所需的時延（等待時間），使得他們不能使用在上述應用中。

顯然，需要一種用於交替編碼類型和調變實現方面的技術，可以用於提供近似容量實現改錯碼。

有幾種編碼可用于實現接近於理論極限的優異性能，這其中的一種具有 LDPC 碼的特徵。這種編碼可以提供爲實現 10GBASET 乙太收發器 PHY（物理層）產品所必需的低時延和高編碼增益。

編碼系統對二進位資訊序列進行編碼，將其轉換爲 LDPC 代碼字，隨後又將這些代碼字映射到集群信號中。這些集群信號也可看作是調變信號。而調變可以看作是一種特殊的集群狀態，它包含到內部集群點的唯一映射。

[S]

年 月 日修正替換頁
98. 10. 16

這種存在於通信系統多種類型或不同的元件（例如，電纜，通道和/或路徑）個體之間的噪音差異，給概率 $p_s(y|s)$ 的計算帶來了困難，同樣的，該概率可以看作是接收信號 s 的度量值。

顯然，需要向額外的改進方法提供一種技術，來解決每條電纜中的不均勻噪音問題，從而使性能得到提升。這種所需方法的最重要作用體現在概率 $p_s(y|s)$ 的計算方面，該近似值也可以看作是接收信號的符號度量值，s。

【發明內容】

本發明直接涉及到執行有關操作的設備和方法，這些操作在下面的附圖說明、發明詳細描述和權利要求中進行了進一步描述。本發明的其他特點和優勢在看過下面結合附圖的詳細描述後，將會變得非常清晰。

根據本發明的一個方面，提供了一種在通信設備中實施的度量值生成器，該度量值生成器包括：

輸入端，用於：

接收第一離散值調變符號，該符號對應於具有第一 SNR（信噪比）的第一信號路徑；

接收第二離散值調變符號，該符號對應於具有第二 SNR 的第二信號路徑；

度量值計算功能性模組，用於：

使用放大因數、所述第一 SNR 方差和所述第一 SNR 的標準偏差來計算對應於所述第一離散值調變符號的第一符號度量值；

[S]

年 月 日修正替換頁
98. 10. 16

使用所述放大因數、所述第二 SNR 方差和所述第二 SNR 的標準偏差來計算對應於所述第二離散值調變符號的第二符號度量值；

輸出端，用於向 ECC（改錯碼）解碼器提供所述第一符號度量值和所述第二符號度量值。

優選地：

所述第一符號度量值是第一項和第二項的結果；

所述第一項反比於所述第一 SNR 的標準偏差；

所述第二項的指數反比於所述第一 SNR 的方差和所述放大因數。

優選地:

所述輸入端用於接收第三離散值調變符號，該符號對應於包含所述第二 SNR 的第三信號路徑。

所述度量值計算功能性模組用於使用所述放大因數、所述第二 SNR 所述方差和所述第二 SNR 的所述標準偏差來計算對應於所述第三離散值調變符號的第三符號度量值。

優選地：

所述度量值生成器在通信接收器中實施，該接收器用於接收通過多個信號路徑發射的信號，該多個信號路徑包含所述第一信號路徑和所述第二信號路徑；

所述多個信號路徑包括 4 線雙絞線中的 4 條電纜，他們同所述通信接收器連接在一起。

優選地：

所述 4 線雙絞線中的 3 條電纜包含所述第一 SNR；

[S]

年 月 日修正替換頁
98. 10. 16

根據本發明的一個方面，提供了一種實現在通信設備中的度量值生成器，該度量值生成器包括：

輸入端，用於：

接收第一離散值調變符號，該符號對應於具有第一 SNR（信噪比）的第一信號路徑；

接收第二離散值調變符號，該符號對應於具有第二 SNR 的第二信號路徑；

接收第三離散值調變符號，該符號對應於具有所述第二 SNR 的第三信號路徑；

接收第四離散值調變符號，該符號對應於具有所述第二 SNR 的第四信號路徑；

度量值計算功能性模組，用於：

使用放大因數、所述第一 SNR 方差和所述第一 SNR 的標準偏差來計算對應於所述第一離散值調變符號的第一符號度量值；

使用所述放大因數、所述第二 SNR 方差和所述第二 SNR 的標準偏差來計算對應於所述第二離散值調變符號的第二符號度量值；

使用所述放大因數、所述第二 SNR 所述方差和所述第二 SNR 的所述標準偏差來計算對應於所述第三離散值調變符號的第三符號度量值；

使用所述放大因數、所述第二 SNR 所述方差和所述第二 SNR 的所述標準偏差來計算對應於所述第四離散值調變符號的第四符號度量值；

[S]

年 月 日修正替換頁
98. 10. 16

輸出端，用於向 ECC（改錯碼）解碼器提供所述第一符號度量值和所述第二符號度量值。

優選地：

所述第一符號度量值是第一項和第二項的結果；

所述第一項反比於所述第一 SNR 的標準偏差；

所述第二項的指數反比於所述第一 SNR 的所述方差和所述放大因數。

優選地：

所述第一信號路徑是 4 線雙絞線中的第一條電纜；

所述第二信號路徑是所述 4 線雙絞線中的第二條電纜；

所述第三信號路徑是所述 4 線雙絞線中的第三條電纜；

所述第四信號路徑是所述 4 線雙絞線中的第四條電纜。

優選地：

平均 SNR 對應於所述第一信號路徑、所述第二信號路徑、所述第三信號路徑和所述第四信號路徑；

所述第一 SNR 的方差是所述平均 SNR 和第一值之間的差值；

所述第二 SNR 的方差是所述平均 SNR 和第二值的和。

根據本發明的一個方面，提供了一種用於計算符號度量值的方法，該方法包括：

接收第一離散值調變符號，該符號對應於具有第一 SNR（信噪比）的第一信號路徑；

接收第二離散值調變符號，該符號對應於具有第二 SNR 的第二信

年 月 日修正替換頁
98. 10. 16

號路徑；

使用放大因數、所述第一 SNR 方差和所述第一 SNR 的標準偏差來計算對應於所述第一離散值調變符號的第一符號度量值；

使用所述放大因數、所述第二 SNR 方差和所述第二 SNR 的標準偏差來計算對應於所述第二離散值調變符號的第二符號度量值；

在執行對某個信號的糾錯解碼過程中使用所述第一符號度量值和所述第二符號度量值，而所述第一離散值調變符號和所述第二離散值調變符號正是在該符號中生成的。

優選地：

所述第一符號度量是第一項和第二項的結果；

所述第一項反比於所述第一 SNR 的所述標準偏差；

所述第二項的指數反比於所述第一 SNR 的所述方差和所述放大因數。

優選地，本方法還包括：

接收第三離散值調變符號，它對應於包含所述第二 SNR 的第三信號路徑；

使用所述放大因數、所述第二 SNR 所述方差和所述第二 SNR 的所述標準偏差來計算對應於所述第三離散值調變符號的第三符號度量值。

優選地：

平均 SNR 對應於所述第一信號路徑和所述第二信號路徑；

所述第一 SNR 的所述方差是所述平均 SNR 和第一值之間的差；

[S]

年 月 日修正替換頁
98. 10. 16

所述第二 SNR 的方差是所述平均 SNR 和第二值之和。

優選地：

所述信號是經過 LDPC（低密度奇偶校驗）編碼的信號，包括：

將所述第一符號度量值分解爲第一組比特度量值；

將所述第二符號度量值分解爲第二組比特度量值。

優選的地

對所述放大因數進行修改，用於回應所述第一 SNR 和所述第二 SNR 二者至少其一發生的變化；

放大因數、第一 SNR 的方差和所述第一 SNR 的標準偏差。

根據本發明的一個方面，提供了一種通信設備，包括：

AFE（類比前端），用於：

從包含一組電纜的通信通道中接收一個連續時間接收信號，其中，所述一組電纜的第一子集包含第一 SNR（信噪比）方差和所述第一 SNR 標準偏差，所述一組電纜的第二子集包含第二 SNR 方差和所述第二 SNR 標準偏差；

將所述連續時間接收信號轉換爲離散時間信號，所使用的方法是：執行連續時間過濾、ADC（模數轉換）和離散時間過濾三種中的至少一種，獲得第一組離散時間接收信號，它的調變率對應於所述一組電纜的所述第一子集，同時，獲得第二組離散時間接收信號，它的調變率對應於所述一組電纜的所述第二子集；

一個度量值生成器，用於：

將所述第一組離散時間接收信號和所述第二組離散時間接收信號

年 月 日修正替換頁
98. 10. 16

轉換爲一個離散值調變符號序列，它包含對應於所述一組電纜所述第一子集的第一組離散值調變符號和對應於所述一組電纜所述第二子集的第二組離散值調變符號；

使用放大因數、所述第一 SNR 的方差和所述第一 SNR 的標準偏差計算第一組符號度量值，該度量值對應於所述第一組離散值調變符號的至少一個離散值調變符號；

使用所述放大因數、所述第二 SNR 的方差和所述第二 SNR 的標準偏差計算第二組符號度量值，該度量值對應於所述第二組離散值調變符號的至少一個離散值調變符號；

解碼器，用於在對所述第一組離散時間接收信號和所述第二組離散時間接收信號執行改錯碼解碼過程中，使用所述第一組符號度量值和所述第二組符號度量值，來生成離散值調變符號序列的最佳估計值以及其中的編碼資訊比特。

優選地：

所述第一組符號度量值中的每個符號度量值是第一項和第二項的結果；

所述第一項反比於所述第一 SNR 的所述標準偏差；

所述第二項的指數反比於所述第一 SNR 的方差和所述放大因數。

優選地：

所述一組電纜包括 4 線雙絞線；

這 4 線雙絞線中的 3 條電纜包含所述第一 SNR；

這 4 線雙絞線中的 1 條電纜包含所述第二 SNR。

[S]

年 月 日修正替換頁
98. 10. 16

意圖。通信系統100用於展示一個可能的實施例，在該實施例中，通信通道（圖中的噪音通道199）被分解爲多條路徑（例如，這裏所說的路徑在實施例中可以是電纜）。這個示意圖向大家明確地展示了噪音通道199被分解爲4條路徑，而每條路徑是一條電纜。因此，噪音通道199的路徑電纜在圖中表示爲線1，線2，線3和線4。該實施例直接適用於該新興標準IEEE802.3an（10GBASE-T），用於在4線雙絞線上提供10Gbps（吉比特每秒）乙太網操作。因此，一個值得注意的地方是，這裏所描述的原理也同樣適用於、同時也可實現在自身通信通道包含或多或少的電纜的通信系統中，而不偏離本發明本發明的範圍和主要內容。例如，通信通道可通常表徵爲包含2條或多條路徑（例如，n條路徑），如圖中的標號198所示。

在通信通道的發射器端，對1個或多個資訊比特和/或資料105的編碼是由編碼器122和符號映射器124來執行的。該編碼器122和符號映射器124可支援多種編碼和調變方法。例如，在通信通道的發射器端的通信設備可以使用未編碼調變，如其他編碼調變方法中的LDPC（低密度奇偶校驗）編碼調變，TCM（網格編碼調變），turbo編碼調變或TTCM（turbo網格編碼調變），同時，還可以使用任何其他的編碼調變方法，這些方法通常用於抵消下降的SNR（信噪比）帶來的影響和潛在的引入的ISI（符號間干擾），其中，ISI是在連續時間信號在一個包含一定數量的路徑和/或電纜的通信通道中傳輸的過程中，發生在連續時間發射信號上的一種干擾。通常來說，可以在編碼器122中使用任何類型的ECC（改錯碼），而不會偏離本發明的範圍

年 月 日修正替換頁
98. 10. 15

和主要內容。在通信通道另一端的接收器中對 ECC 進行的解碼要格外小心，該解碼過程用於生成 1 個或多個資訊比特的最佳估計值，這些資訊比特曾在通信通道的發射器端進行編碼。

當在特定的實施例中使用無論哪種編碼方法對資訊比特和/或資料 105 進行了適當的編碼後，接下來要做的就是對編碼資訊比特進行分組，以此來構建符號（和/或代碼字），其中，這些符號可以是依據任何類型的調變方法（每種調變方法包含一個集群結構和到內部集群點的唯一映射）映射的符號。

在對資訊比特和/或資料 105 進行了適當的編碼（使用編碼器 122），且符號映射（使用符號映射器 124）完成後，符號映射器 124 將輸出一個離散值調變符號序列。這個離散值調變符號序列有時也可看作是一個數位基帶信號。一些時候，這個數位基帶信號可以分解爲離散值調變符號序列中的包含 I，Q（同相，正交）元件的一些符號。

在實施例中示出的通信通道的發射器端，離散值調變符號序列也可被看作是離散時間發射信號。這個離散值調變符號序列（或離散時間發射信號）隨後提供給發射驅動器，該驅動器可用於將該離散值調變符號序列轉換爲一個適當的信號，該信號可以發射到包含多條電纜的通信通道中。這樣的一個發射驅動器可以執行許多不同類型的操作，包括過濾（可包括數位過濾），頻率轉換（例如通常的上變頻轉換）和從離散時間數位域到連續時間類比域的轉換（例如，使用一個 DAC（數位類比轉換器））。通常來說，發射驅動器的操作主要用於生成時間連續發射信號，該信號將發射到通信通道中，隨後傳遞給與位於通

年 月 日修正替換頁
98. 10. 16

信通道的發射器端的通信設備相連的通信設備。同樣的，在本文中，發射驅動器還可以用於將信號分解爲一定數量的信號，這些分解後的信號對應於噪音通道 199 中多路徑和/或電纜中的每一條。在這個所描述的實施例中，發射信號 s，141 被發射到包含 n 條路徑的通信通道上，該通信通道可以表徵爲噪音通道 199。

在可以表徵爲噪音通道 199 的，包含 n 條路徑位於通信通道另一端的接收器中，接收信號 y，142 從連續時間接收信號中生成。需要再次強調的是，一個可能的實施例可以包含 4 線通信通道，但其他的可能包含多於 1 條電纜，通道和/或路徑的通信通道，也可從本發明的多個方面中受益。

通常來說，位於通信通道的接收器端的通信設備，可用於執行適當的前端處理和隨後對連續時間接收信號的解碼，該信號具有一種特殊的格式，其中的資訊比特和/或資料 105 已經在編碼器 122 中進行了編碼，編碼後生成的符號發往符號映射器 124，該編碼器和映射器均位於通信通道一端的發射器中的通信設備中。

可以在位於通信通道接收器中的通信設備的前端中實現一些適當的元件，來執行必要且適當的過濾，頻率轉換（例如通常的下變頻轉換），解調變，噪音白化，採樣和/或任何其他必需的處理，以此將通過噪音通道 199 接收到的信號轉換爲接收信號 y，142。該接收信號 y，142 依然是一種單信號結構，其中，該單信號來自於每個接收信號，而每個接收信號是從噪音通道 199 的多條路徑中的每個路徑中接收到的。

[3]

年 月 日修正替換頁
99. 9. 20

σ_a^2 對應於噪音的方差，而該噪音對應於平均 SNR。正如所能看到的那樣，該度量值可以看作是第一項和第二項的結果。第一項反比於 SNR（σ或σ_a）的標準偏差，第二項包含一個指數，該指數反比於 SNR（σ^2 或σ_a^2）的方差和放大因數 a。

圖 2 是依據本發明某些方面構建的一個通信設備 200 實施例的示意圖。在某些方面，該通信設備 200 可以看作是位於通信通道的接收器端。在圖中的標號 205，連續時間接收信號是從通信通道中接收到的。該連續時間接收信號通過 2 條或多條路徑（例如，n 條路徑）到達接收器。在某些實施例中，這 n 條路徑對應於 4 線雙絞線中 4 條不同的電纜。

最初，這個連續時間接收信號將發送給 AFE（類比前端）210。AFE210 對連續時間接收信號執行初始化處理，用於生成離散時間接收信號 219，該信號隨後發往度量值生成器 275。度量值生成器 275 將離散時間接收信號轉換爲離散值調變符號序列，並計算符號度量值 289，符號度量值 289 對應於用於計算符號度量值 289 的單個符號。

這些符號度量值 289 隨後將發往解碼器 280，該解碼器用於執行對 ECC（改錯碼）編碼信號的解碼。而先前的一個或多個資訊比特正是使用 ECC 進行了編碼，並因此生成了離散值調變符號序列的最佳估計值 210 以及其中的編碼資訊比特。

AFE210 可以用於對連續時間接收信號執行多種處理操作，用於生成離散時間接收信號 219。這些處理操作可以包括採樣（例如可以通過使用一個 ADC（類比數位轉換器）212 來執行），過濾 214（也可

年 月 日修正替換頁
98. 10. 16

以包括數位過濾），頻率轉換 216（經常是下變頻轉換）和/或通常意義上的任何其他 AFE 處理 218。

度量值生成器 275 可以用於計算通信通道中所有 n 條路徑的平均 SNR，如圖中標號 276 所示。此外，度量值生成器 275 還可用於確定通信通道中多條路徑中的 1 條（或多條）的噪音的方差（σ^2）和標準偏差（σ），如圖中標號 277 所示。在一些實施例中，這包括只需要確定通信通道中多條路徑中 1 條路徑的噪音的方差（σ^2）和標準偏差（σ）。此外，度量值生成器 275 還可以用於確定通信通道中其餘每條路徑中的噪音的方差（σ^2）和標準偏差（σ），如圖中標號 278 所示。在某些實施例中，通常假設通信通道中其餘的每條路徑都具有（或實際上具有）相同的 SNR。在這種情況下，僅需要確定通信通道中其餘路徑中 1 條路徑的噪音的方差（σ^2）和標準偏差（σ）。同樣，如上所述，放大因數 a 可以用在度量值的計算中。有關該放大因數 a 的使用，如圖中標號 279 所示，同時，該放大因數 a 還可以適應性調整，以回應任何類型的參數，包括操作條件的變化（例如 SNR 的變化）或環境條件的變化。

解碼器 280 可以是任何糾錯解碼器（也就是，可用於對使用 ECC 進行了編碼的信號進行解碼的任何解碼器）。例如，該解碼器 280 可以是 turbo 解碼器 282，也可以是 LDPC（低密度奇偶校驗）解碼器 284，或通常意義上的任何 ECC 解碼器 286。如果該解碼器 280 作爲一個 LDPC 解碼器 284 來實現，那麼符號度量值 287 需要分解爲比特度量值。

[3]

年 月 日修正替換頁
98. 10. 16

圖 3 是依據本發明某些方面的一個用於計算符號度量值的計算方法 300 實施例的示意圖。首先，該方法 300 開始於接收到第一離散值調變符號，該符號對應於具有第一 SNR（信噪比）的第一信號路徑，如框圖 310 所示，同時，該方法還接收到第二離散值調變符號，該符號對應於具有第二 SNR（信噪比）的第二信號路徑，如框圖 320 所示。

方法 300 隨後接著向下進行：使用一個放大因數、第一 SNR 方差和第一 SNR 標準偏差來計算對應於第一離散值調變符號的第一符號度量值；在此之後，方法 300 繼續進行，使用所述放大因數、第二 SNR 方差和第二 SNR 標準偏差來計算對應於第二離散值調變符號的第二符號度量值。在計算完這些符號度量值之後，方法 300 將第一符號度量值和第二符號度量值應用到對某個信號的糾錯解碼過程中，而方法 300 開始時接收到的第一離散值調變符號和第二離散值調變符號正是生成於該信號中。

圖 4 是依據本發明某些方面的多路徑通信通道實施例的式意圖。如圖所示，該多路徑通信通道 400 在圖中包含 n 條路徑。平均 SNR，N_a，被確定爲所有路徑的一個函數，如圖中標號 406 所示。

在一個實施例中，假設多條路徑中有 n-1 條路徑，它們對應的 SNR 的方差（σ^2）和標準偏差（σ）是相同的，如圖中標號 402 所示，而餘下的 1 條路徑對應的 SNR 的方差（σ^2）和標準偏差（σ）則不同於上述 n-1 條路徑，如圖中標號 404 所示。

在另一個實施例中，假設多條路徑中有 n-2 條路徑，它們對應的 SNR 的方差（σ^2）和標準偏差（σ）是相同的，如圖中標號 406 所示，

年 月 日修正本
99. 9. 20

十、申請專利範圍：

1、一種在通信設備內部實施的度量值生成器，包括：

輸入端，用於：

接收第一離散值調變符號，該符號對應於具有第一信噪比的第一信號路徑；

接收第二離散值調變符號，該符號對應於具有第二信噪比的第二信號路徑；

度量值計算功能性模組，用於：

使用放大因數、所述第一信噪比方差和所述第一信噪比的標準偏差來計算對應於所述第一離散值調變符號的第一符號度量值；

使用所述放大因數、所述第二信噪比方差和所述第二信噪比的標準偏差來計算對應於所述第二離散值調變符號的第二符號度量值；

輸出端，用於向改錯碼解碼器提供所述第一符號度量值和所述第二符號度量值。

2、如申請專利範圍第 1 項所述的度量值生成器，其中：

所述第一符號度量值是一第一項和一第二項的結果；

所述第一項反比於所述第一信噪比的標準偏差；

所述第二項的指數反比於所述第一信噪比的方差和所述放大因數。

3、如申請專利範圍第 1 項所述的度量值生成器，其中：

所述輸入端用於接收第三離散值調變符號，該符號對應於具有所述第二信噪比的第三信號路徑；

所述度量值計算功能性模組用於利用所述放大因數、所述第二信噪比所述方差和所述第二信噪比的所述標準偏差來計算對應於所述第三離散值調變符號的第三符號度量值。

4、如申請專利範圍第1項所述的度量值生成器，其中：

所述度量值生成器在通信接收器中實施，該通信接收器用於接收通過多個信號路徑發射的信號，其中，所述多個信號路徑包含所述第一信號路徑和所述第二信號路徑；

所述多個信號路徑包括4線雙絞線中的4條電纜，他們同所述通信接收器連接在一起。

5、一種在通信設備內部實施的度量值生成器，包括:

輸入端，用於：

接收第一離散值調變符號，該符號對應於具有第一信噪比的第一信號路徑；

接收第二離散值調變符號，該符號對應於具有第二信噪比的第二信號路徑；

接收第三離散值調變符號，該符號對應於具有所述第二信噪比的第三信號路徑；

接收第四離散值調變符號，該符號對應於具有所述第二信噪比的第四信號路徑；

一種度量值計算功能性模組，用於：

使用放大因數、所述第一信噪比方差和所述第一信噪比的標準偏差來計算對應於所述第一離散值調變符號的第一符號度量值；

使用所述放大因數、所述第二信噪比方差和所述第二信噪比的標準偏差來計算對應於所述第二離散值調變符號的第二符號度量值；

使用所述放大因數、所述第二信噪比所述方差和所述第二信噪比的所述標準偏差來計算對應於所述第三離散值調變符號的第三符號度量值；

使用所述放大因數、所述第二信噪比所述方差和所述第二信噪比的所述標準偏差來計算對應於所述第四離散值調變符號的第四符號度量值；

輸出端，用於向改錯碼解碼器提供所述第一符號度量值和所述第二符號度量值。

6、如申請專利範圍第5項所述的度量值生成器，其中：

所述第一符號度量值是一第一項和一第二項的結果；

所述第一項反比於所述第一信噪比的標準偏差；

所述第二項的指數反比於所述第一信噪比的所述方差和所述放大因數。

7、一種用於計算符號度量值的方法，包括：

接收第一離散值調變符號，該符號對應於具有第一信噪比的第一信號路徑；

接收第二離散值調變符號，該符號對應於具有第二信噪比的第二信號路徑；

使用放大因數、所述第一信噪比方差和所述第一信噪比的標準偏差來

計算對應於所述第一離散值調變符號的第一符號度量值；

使用所述放大因數、所述第二信噪比方差和所述第二信噪比的標準偏差來計算對應於所述第二離散值調變符號的第二符號度量值；

在執行信號的糾錯解碼過程中使用所述第一符號度量值和所述第二符號度量值，而所述第一離散值調變符號和所述第二離散值調變符號正是在該符號中生成的。

8、如申請專利範圍第7項所述的用於計算符號度量值的方法，其中：

所述第一符號度量值是一第一項和一第二項的結果；

所述第一項反比於所述第一信噪比的所述標準偏差；

所述第二項的指數反比於所述第一信噪比的所述方差和所述放大因數。

9、一種通信設備，包括:

類比前端，用於：

從包含一組電纜的通信通道中接收連續時間信號，其特徵在於，所述一組電纜的第一子集包括第一信噪比方差和所述第一信噪比標準偏差，所述一組電纜的第二子集包括第二信噪比方差和所述第二信噪比標準偏差；

將所述連續時間接收信號轉換爲離散時間信號，所使用的方法是：執行連續時間過濾，類比數位轉換和離散時間過濾三種中的至少一種，獲得第一組離散時間接收信號，它的調變率對應於所述一組電纜的所述第一子集，同時，獲得第二組離散時間接收信號，它的調變率對應於所述一組電纜的所述第二子集；

度量值生成器，用於：

將所述第一組離散時間接收信號和所述第二組離散時間接收信號轉換為一個離散值調變符號序列，該符號包括對應於所述一組電纜的第一子集的第一組離散值調變符號和對應於所述一組電纜的第二子集的第二組離散值調變符號；

使用放大因數、所述第一信噪比的方差和所述第一信噪比的標準偏差計算第一組符號度量值，該度量值對應於所述第一組離散值調變符號的至少一個離散值調變符號；

使用所述放大因數、所述第二信噪比的方差和所述第二信噪比的標準偏差計算第二組符號度量值，該度量值對應於所述第二組離散值調變符號的至少一個離散值調變符號；

解碼器，用於在對所述第一組離散時間接收信號和所述第二組離散時間接收信號執行改錯碼解碼過程中，使用所述第一組符號度量值和所述第二組符號度量值，來生成離散值調變符號序列的最佳估計值以及其中的編碼資訊比特。

10、如申請專利範圍第9項所述的通信設備，其中：

所述第一組符號度量值的每個符號度量值是一第一項和一第二項的結果；

所述第一項反比於所述第一信噪比的所述標準偏差；

第二項的指數反比於所述第一信噪比的方差和所述放大因數。