

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：92126957

※申請日期：92-9-30

※IPC 分類：H04B 7/00

壹、發明名稱：(中文/英文)

估算多重接取干擾訊號機率分佈與位元錯誤率之方法及其裝置

貳、申請人：(共1人)

姓名或名稱：(中文/英文)

國立交通大學

代表人：(中文/英文) 張俊彥

住居所或營業所地址：(中文/英文)

新竹市大學路1001號

國籍：(中文/英文) 中華民國

參、發明人：(共2人)

姓名：(中文/英文)

1. 李界和 / Chieh-Ho Lee

2. 張仲儒 / Chung-Ju Chang

住居所地址：(中文/英文)

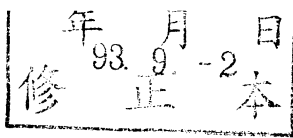
1. 新竹縣新豐鄉員山村44鄰忠三街128號

2. 台北市中正區南福里25鄰羅斯福路一段52號7樓

國籍：(中文/英文)

1. 中華民國 TW

2. 中華民國 TW

**肆、聲明事項：**

本案係符合專利法第二十條第一項 第一款但書或 第二款但書規定之期間，其日期為： 年 月 日。

◎本案申請前已向下列國家（地區）申請專利 主張國際優先權：

【格式請依：受理國家（地區）；申請日；申請案號數 順序註記】

- 1.
- 2.
- 3.
- 4.
- 5.

主張國內優先權（專利法第二十五條之一）：

【格式請依：申請日；申請案號數 順序註記】

- 1.
- 2.

主張專利法第二十六條微生物：

國內微生物 【格式請依：寄存機構；日期；號碼 順序註記】

國外微生物 【格式請依：寄存國名；機構；日期；號碼 順序註記】

熟習該項技術者易於獲得，不須寄存。

伍、中文發明摘要：

本發明提供一種方法及其裝置，用以估算在直接序列/分碼多重接取(DS/CDMA)蜂巢式大哥大系統中多重接取干擾訊號(multiple access interference, MAI)的機率分佈曲線，本發明的估算方式的運作，只需要一些基本的系統參數包括：功率控制機制的接收功率準位值(desired received power level)、展頻處理增益(processing gain)、通信細胞(cell)內行動台(mobile station)的數量、快變性衰耗(fast fading)的機率分佈；當下所量測的多重接取干擾訊號平均功率值；及預先設定的估算參數 N 。由算出來的多重接取干擾訊號之分佈曲線，即可估算出位元錯誤率(bit error rate)。

陸、英文發明摘要：

柒、指定代表圖：

- (一)本案指定代表圖為：第(4)圖。
- (二)本代表圖之元件代表符號簡單說明：
- 410~第一特徵曲線計算器；
- 420~外細胞干擾訊號平均功率估算器；
- 430~參數L"計算器；
- 440~第二特徵曲線計算器；
- 450~乘法器；
- 460~逆傅立葉轉換器；
- 470~積分器。

捌、本案若有化學式時，請揭示最能顯示發明特徵的化學式：

玖、發明說明：

【發明所屬之技術領域】

本發明是有關於一種數位通訊中之位元錯誤率估算，且特別關於一種透過估算干擾訊號分佈曲線進而估算位元錯誤率之方式及其裝置，適用於單細胞或多細胞之無線通訊系統。

【先前技術】

訊號品質是通訊系統中眾多機制，藉以了解目前運作環境情形，並據以調整其運作所需的參數。常被使用作為訊號品質指標之一的是所要訊號(wanted signal)的功率強度。然而所要訊號的功率這個指標並沒有表現出雜訊、干擾訊號的情形，因此訊號功率與雜訊功率比值的訊雜比(signal-to-noise ratio, SNR)、或訊號功率與干擾加雜訊功率比值的訊擾雜比(signal-to-interference-plus-noise ratio, SINR)、或是訊號功率與干擾訊號功率比值的訊擾比(signal-to-interference ratio, SIR)，就成為更常用的訊號品質指標。

除了訊雜比、訊擾雜比、訊擾比，對數位通訊系統而言，位元錯誤率(bit error rate, BER)、訊框錯誤率(frame error rate, FER)、或封包錯誤率(packet error rate, PER)等則是更直接的訊號品質指標。在幾種錯誤率數值中，又以位元錯誤率最為基礎，因為有了位元錯誤率，可進而推算出訊框錯誤率及封包錯誤率。

對數位通訊系統而言，在給定相關參數，如調變方式，的行情下，訊(擾)雜比和位元錯誤率是有其一對一的關係線存在的，也就是何類的訊(擾)雜比會有何類的位元錯誤率表現，更仔細的說是，較高的訊(擾)雜比會有較低的位元錯誤率，較低的訊(擾)雜比會得到較高的位元錯誤率。因此，可看出訊(擾)雜比和位元錯誤率事實上是一體的兩面。而相較之下，位元錯誤率可說是通訊系統中，比訊(擾)雜比更基礎性的一個訊號品質指標，若能測量或估算出這個數值的話，那將會是一件很好事情。

位元錯誤率是一種統計數值，傳統上的做法如圖 1 所示，在時間軸上

以目前的時間點 t 之前的一段觀察區間 $(t-\Delta, t)$ ，其中 Δ 為區間長度，則該觀察區間之平均位元錯誤率 $BER(t-\Delta, t)$ 可由下列公式估算而得

$$BER(t-\Delta, t) = \frac{N_{err}(t-\Delta, t)}{N_{all}(t-\Delta, t)} \quad (1)$$

其中 $N_{all}(t-\Delta, t)$ 為該段時間 $(t-\Delta, t)$ 所涵蓋的位元總數， $N_{err}(t-\Delta, t)$ 為該段時間內位元錯誤的數量。這樣的方式雖然在實務上可行，但在效果上卻有諸多缺點，如：爲了要計算各個時間點的 $BER(t-\Delta, t)$ ，這種演算法將需要記住每個錯誤位元發生的時間點，這將非常耗用記憶體。一種解決的方式是採用移動式平均法(moving average)，現在時刻 t 的位元錯誤率 $BER(t)$ 是依據現在位元錯誤情形 $err(t)$ 與前一刻 $t-1$ 的位元錯誤率 $BER(t-1)$ ，依下列公式計算而得

$$BER(t) = \alpha \cdot BER(t-1) + (1-\alpha) \cdot err(t) \quad (2)$$

其中 $err(t)$ 的值爲 0 或 1，參數 α 爲一小於但接近 1 的數值。如此的演算法所需的記憶體數量便大幅下降。然而，上述兩種方法，都有仍有一共同的缺點，對於低位元錯誤率的情形將會需要很長的觀察期間，如此將使演算法的反應時間變得很慢，無法快速反應位元錯誤率的變化情形。

另一種求位元錯誤率的方式是，先設法求出干擾訊號的機率分佈曲線 $f_I(x)$ ，如圖 2 所示以二位元移相鍵控調變(BPSK)爲例，在兩個訊號點發生機率相同的情形下，位元錯誤率可依下列公式計算而得

$$BER = \int_{-\infty}^0 f_I(x - \sqrt{Q}) dx = \int_{\infty}^{\sqrt{Q}} f_I(x) dx \quad (3)$$

然而，干擾訊號確切的機率分佈曲線 $f_I(x)$ 是難以得知的，頂多是運用中央極限定理(central limit theorem)，把干擾訊號的機率分佈近似成一常態分佈(normal distribution)、或稱爲高斯分佈(Gaussian distribution)，也就是 $f_I(x)$ 被近似成如下式子

$$f_I(x) \approx \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} e^{-\frac{(x-\mu)^2}{2\sigma^2}} \quad (4)$$

其中 μ 爲平均值(mean)， σ 爲標準差(standard deviation)。所以，只要能統計出 μ 和 σ 的值，依式子(4)就可得到 $f_I(x)$ ，進而依式子(3)就可算出位元錯誤率。

這樣的位元錯誤率估算方式的準確度如何，事實上是有賴於干擾訊號的機率分佈與常態分佈的近似程度如何。如熟悉此技藝人士所知，許多研

究報告，如 R. K. Morrow and J. S. Lehnert, "Bit-to-bit error dependence in slotted DS/SSMA packet systems with random signature sequences," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 37, no. 10, pp.1052-1061, Oct. 1989，皆指出在直接序列/分碼多重接取系統下，干擾訊號的機率分佈與常態分佈的近似程度並不高，特別是在分佈曲線的尾巴部分誤差更大，造成相當大的位元錯誤率估算誤差。於是，如何更精準地估計出干擾訊號的機率分佈，進而提升位元錯誤率估算準確度，是亟待解決的一個事項。

【發明內容】

有鑑於此，本發明提供一干擾訊號機率分佈的估算方法與裝置，能更準確地估算出干擾訊號的機率分佈，然後據以計算出更為精確的位元錯誤率。

本發明提供一種估算位元錯誤率的方法，適用於一多細胞之無線通訊系統之任一細胞，該細胞包含一基地台以及與該基地台進行無線通訊之數個行動台。本發明包括如下步驟：依據一預設之接收訊號功率臨界值、該些行動台之數量、及一預設之第一基礎曲線，求出一第一特徵曲線；估算一接收訊號所遭受之一外細胞干擾訊號之一平均功率值；設定一第一參數；依據該第一參數和該外細胞干擾訊號之該平均功率值，計算一第二參數；依據該第一、第二參數及一預設之第二基礎曲線，求出一第二特徵曲線；將該第一特徵曲線與第二特徵曲線相乘，得出一第三特徵曲線；將該第三特徵曲線做逆傅立葉轉換，得出該多重接取干擾訊號機率分佈曲線；最後依據該多重接取干擾訊號機率分佈，計算該位元錯誤率。

本發明又提供一種估算位元錯誤率的裝置，適用於一多細胞之無線通訊系統之任一細胞，該細胞包含一基地台以及與該基地台進行無線通訊之數個行動台。本發明包括：一第一特徵曲線計算器，用以依據一預設之接收訊號功率臨界值、細胞內該些行動台之數量、及一預設之第一基礎曲線，求出一第一特徵曲線；一干擾功率估算器，用以估算一接收訊號所遭受之一外細胞干擾訊號之一平均功率值；一參數計算器，依據一第一參數和該

外細胞干擾訊號之該平均功率值，計算一第二參數；一第二特徵曲線計算器，依據該第一、第二參數及一預設之第二基礎曲線，求出一第二特徵曲線；一乘法器，將該第一特徵曲線與第二特徵曲線相乘，得出一第三特徵曲線；一逆傅立葉轉換器，用以接收該第三特徵曲線，計算該第三特徵曲線之一逆傅立葉轉換曲線，以為該多重接取干擾訊號機率分佈曲線；及一位元錯誤率計算器，用以依據該多重接取干擾訊號機率分佈，計算該位元錯誤率。

習此藝者應了解，上述技術僅是一般描述，而以下的詳細描述也僅是為實施例。而本發明所欲達到的範圍則由申請權利定義之。

【實施方式】

為使本發明之上述目的、特徵和優點能更明顯易懂，下文特舉較佳之實施例，並配合所附圖式，作詳細說明如下：

本發明考慮傳統之問題，而提出一新穎之多重接取干擾訊號機率分佈估算方式，進而據以計算出當時之總體平均(ensemble average)位元錯誤率。其結果可有效增加位元錯誤率估算之準確度。以下舉一實施例作為本發明特徵之描述。

考慮一直接序列/分碼多重接取(DS/CDMA)蜂巢式無線通訊系統，該系統具有 N_B 個基地台 (base station)，每個蜂巢細胞(cell)有 N_M 個行動台(mobile station)。無線通道為一種具有頻率選擇性的慢速衰耗、多路徑通道(frequency-selective, slowly fading multipath channels)。一般言，在任一個從行動台 m 到基地台 h 的上鏈路(uplink)中的每個子路徑(path) p 的通道功率增益 $g_{mh,p}$ ，可依統計特性的不同，區分成兩種組成因子，其一為長程性衰耗(long-term fading) L_{mh} ，另一為短程性衰耗(short-term fading) $S_{mh,p}$ 。在一般廣泛接受的模型下， $\{S_{mh,p}\}$ 被對待成是一系列在統計上彼此相互獨立、具有相同指數型機率分佈(exponential probability density function)、平均值為 $1/K$ 的隨機變數(random variable)，其中 $\{S_{mh,p}\}$ 表示集合各種 m 、 h 、 p 所成的一系列 $S_{mh,p}$ ， K 為每個上鏈路內含子路徑的數量，為方便分析起見，假設 K 是

同一個值。考慮調變方式以二位元移相鍵控調變(BPSK)為例。在基地台 H 處，接收來自該通信細胞內的行動台 M 的信號，經過耙狀接收器(RAKE receiver)之處理後，在第 k 個資料字符(data symbol)期間(其週期為 T)，耙狀接收器輸出端所得之接收結果 $Z_M[k]$ ，除以 $T \cdot \sqrt{S_{MH}[k]}$ 作正規化處理後(其中 $S_{MH}[k] = \sum_{p=1}^K S_{MH,p}[k]$)，依屬性之不同， $Z_M[k]$ 可以分成四個子成分如下：

$$Z_M[k] = r_M[k] + I[k] + I_s[k] + n[k], \quad (5)$$

其中 $r_M[k]$ 代表所要訊號(desired signal)， $I[k]$ 代表多重接取干擾訊號(multiple access interference)， $I_s[k]$ 代表多路徑干擾訊號(multipath interference)，及 $n[k]$ 代表其他雜訊。依據 $S_{mh,p}$ 的模型，可推得 $S_{MH}[k]$ 是一個具有單位平均值(unit mean)、參數 $\alpha = K$ 及 $\gamma = K$ 的伽瑪型(gamma)機率分佈的隨機變數。通常 $I_s[k]$ 和 $n[k]$ 這兩項相較於 $I[k]$ 而言小很多，因而分析時可以被略去不計。

考慮功率控制(power control)為強度型(strength-based) 的功率控制，此時行動台 M 的傳輸功率為 $P_M[k] = Q_0 / (L_{MH} \cdot S_{MH}[k])$ ，其中 Q_0 為於基地台處接收功率的目標值。當在一段考慮的時間區段內，其長程性衰耗變化夠慢、可視為一常數時，此時的所要訊號，其中 $d_M[k]$ 代表動台 M 的二位元資料。而多重接取干擾訊號 $I[k]$ 則可推得為

$$I[k] = \sum_{p=1}^K \sqrt{\frac{S_{MH,p}[k]}{S_{MH}[k]}} \sum_{m \neq M} \sum_{p'=1}^K \sqrt{P_m[k] \cdot L_{mH} \cdot S_{mH,p'}[k]} \cdot \alpha_{M,p}^{(m,p')}[k] \cdot \cos(\theta_{M,p}^{(m,p')}[k]) \quad (6)$$

其中 $\alpha_{M,p}^{(m,p')}[k]$ 為一與展頻碼(spreading code)交互相關性(cross-correlation)有關之隨機變數，及 $\theta_{M,p}^{(m,p')}[k]$ 為一與各訊號路徑(path)之相位差異有關之隨機變數。該隨機變數 $\alpha_{M,p}^{(m,p')}[k]$ 可推得為

$$\alpha_{M,p}^{(m,p')}[k] = \frac{1}{T} \int_{kT+(p+\tau_M)T_c}^{(k+1)T+(p+\tau_M)T_c} d_m(t - (p'+\tau_m)T_c) \cdot c_m(t - (p'+\tau_m)T_c) \cdot c_M(t - (p+\tau_M)T_c) dt \quad (7)$$

其中 $c_m(t)$ 為系統配給行動台 m 的展頻碼， T_c 為展頻碼的片元(chip)長度，變數 τ_m 則反應出不同行動台的訊號時序是不同步的，因而在時間軸上有個時間差，變數 τ_m 為一均勻分佈型的隨機變數，其範圍為 $[0,1]$ 。以展頻碼為一隨機碼、片元波形(chip waveform)為一方波為例， $\alpha_{M,p}^{(m,p')}[k]$ 的機率分佈曲線與下列式子的機率分佈曲線會是一樣的

$$\left(\tau \sum_{i=1}^G c_m[i] \cdot c_M[i] / G + (1-\tau) \sum_{i=1}^G c_m[i] \cdot c_M[i+1] / G \right) \quad (8)$$

其中 G 為展頻通訊系統的處理增益值(processing gain)，而 τ 為一均勻分佈型的隨機變數，其範圍為 $[0,1]$ ， $c_m[i]$ 為亂數型展頻碼。式子(8)的機率分佈曲線可進一步發現與下列式子的機率分佈曲線是一樣的

$$(\tau A + (1-\tau)B) \quad (9)$$

其中 A 和 B 是統計上相互獨立、具相同機率分佈的隨機變數，以 G 為偶數為例， A 和 B 的機率分佈為

$$f_A(x) = f_B(x) = f_b((x+1)G/2; G), \quad x = -1, -1+2/G, \dots, 1-2/G, 1 \quad (10)$$

其中

$$f_b(k; n) = C_k^n / 2^n \quad (11)$$

為一二項機率分佈(binomial probability density function)， C_k^n 為二項係數(binomial coefficient)。綜上，得到 $\alpha_{M,p}^{(m,p)}[k]$ 的機率分佈，記為 $f_\alpha(x)$ ，為

$$f_\alpha(x) = \begin{cases} g_n \cdot \delta(0), & |x| = 2n/G, \quad n \in \{0, 1, \dots, G/2\}, \\ h_n, & 2(n-1)/G < |x| < 2n/G, \quad n \in \{1, \dots, G/2\}, \end{cases} \quad (12)$$

其中 $g_n = f_b^2(n+G/2; G)$ ，及

$$h_n = G \sum_{i=-G/2}^{n-1} \sum_{j=n}^{G/2} \frac{f_b(i+G/2; G) \cdot f_b(j+G/2; G)}{j-i} \quad (13)$$

另外， $\theta_{M,p}^{(m,p)}[k]$ 這個因子為一均勻分佈型的隨機變數，其範圍為 $[0, 2\pi)$ ，因此 $\cos(\theta_{M,p}^{(m,p)}[k])$ 可發現是一個具有如下機率分佈的隨機變數

$$f_{\cos\theta}(x) = \frac{1}{\pi\sqrt{1-x^2}}, \quad |x| < 1. \quad (14)$$

式子(6)雖是多重接取干擾訊號的計算式子，然式子(6)顯然太過複雜而無法從中直接分析多重接取干擾訊號的機率分佈。為解決這個問題，本發明提出了一種精準度相當不錯的方式來估算多重接取干擾訊號的機率分佈，進而據以計算出位元錯誤率。

多重接取干擾訊號依照來源的不同，可分為細胞內干擾(intra-cell interference)及細胞外干擾(other-cell interference)。為讓以下的數學式子簡潔起見，時間參數 k 將不明顯寫出來。

細胞內干擾訊號的機率分佈估算方式

從式子(6)，細胞內干擾訊號 I_I 可表為

$$I_I = \sum_{p=1}^K \sqrt{\frac{S_{MH,p}}{S_{MH}}} \sum_{m \in MS^{(H)}, m \neq M} \sum_{p'=1}^K \sqrt{\frac{Q_0 \cdot S_{mH,p'}}{S_{mH}}} \cdot \alpha_{M,p}^{(m,p')} \cdot \cos(\theta_{M,p}^{(m,p')}), \quad (15)$$

其中 $MS^{(H)}$ 代表所有屬於細胞 H 的行動台所成的集合。細胞內干擾訊號 I_I 的平均值(mean)為 0，變異值(variance)則不難算出是 $Q_0 \cdot (N_M - 1)/(3G)$ 。很明顯地，式子(15)中累加符號 Σ 內的每個子項，彼此在統計上並不獨立，這使得很難從式子(15)中直接推導出細胞內干擾訊號 I_I 的機率分佈。本發明提出的估算方式為：故意令式子(15)中的 $K=1$ ，然後把累加符號 Σ 內的每個子項看成相互獨立，如此一旦各個子項的機率分佈特徵函數(characteristic function)求出來後，整體的機率分佈特徵函數就等於各個機率分佈特徵函數的相乘結果，最後整體的機率分佈曲線即可由計算整體機率分佈特徵函數的反傅利葉函數而得。以數學式子而言，本發明提出用如下式子 I_I^* 的機率分佈曲線來近似細胞內干擾訊號 I_I 的機率分佈曲線

$$I_I^* = \sum_{i=1}^{N_M-1} \sqrt{Q_0} \cdot \alpha_i \cdot \varphi_i \quad (16)$$

其中 $\{\alpha_i, \varphi_i\}$ 是彼此相互獨立的隨機變數， φ_i 的機率分佈同於式子(12)， α_i 的機率分佈同於式子(14)。經數學推導，可進一步得到 $\chi_i = \alpha_i \cdot \varphi_i$ 的機率分佈 $f_{\chi}(x)$ 為

$$f_{\chi}(x) = \int f_{\alpha}(s) \cdot f_{\cos\theta}\left(\frac{x}{s}\right) \frac{1}{|s|} ds$$

$$= \begin{cases} g_0 \cdot \delta(x), & x=0, \\ \frac{2h_n}{\pi} \log \frac{n + \sqrt{n^2 - G^2 \cdot x^2 / 4}}{G \cdot x / 2} + \sum_{m=n+1}^{G/2} \frac{2h_m}{\pi} \log \frac{m + \sqrt{m^2 - G^2 \cdot x^2 / 4}}{(m-1) + \sqrt{(m-1)^2 - G^2 \cdot x^2 / 4}} + \\ \sum_{m=n}^{G/2} \frac{g_m G}{\pi \sqrt{m^2 - (G \cdot x / 2)^2}}, & \frac{2(n-1)}{G} < |x| \leq \frac{2n}{G}, n \in \{1, 2, \dots, \frac{G}{2}\}. \end{cases} \quad (17)$$

透過式子(17)，不難算出隨機變數 χ_i 的平均值為 0，而其變異值為 $1/(3G)$ 。進一步不難算出 I_I^* 的平均值和變異值，與 I_I 的是一樣的，這說明了用 I_I^* 的機率分佈來近似 I_I 的機率分佈的可適性。由式子(16)可知， I_I^* 是由相互獨立的隨機變數 $\sqrt{Q_0} \cdot \chi_i$ 所加總而得，因此可得

$$F_{I_I^*}(\omega) = (F_{\chi}(\sqrt{Q_0} \cdot \omega))^{N_M-1} \quad (18)$$

其中 $F_x(\omega) = F(f_x(x))$ 代表相對應於機率分佈函數 $f_x(x)$ 的機率分佈特徵函數， $F(\cdot)$ 為傅利葉轉換(Fourier transform)。然後，細胞內干擾訊號的機率分佈便可由如下式子求得

$$f_{I_i}(x) \approx f_{I_i^*}(x) = F^{-1}(F_{I_i^*}(\omega)) \quad (19)$$

其中 $F^{-1}(\cdot)$ 為反傅利葉轉換(inverse Fourier transform)。

細胞外干擾訊號的機率分佈估算方式

從式子(6)，細胞外干擾訊號 I_O 可表為

$$I_O = \sum_{p=1}^K \sqrt{\frac{S_{MH,p}}{S_{MH}}} \cdot \sum_{m \in MS^{(h)}, h \neq H} \sum_{p=1}^K \sqrt{\frac{Q_0 \cdot L_{mh} \cdot S_{mh,p'}}{L_{mh} \cdot S_{mh}}} \cdot \alpha_{M,p}^{(m,p')} \cdot \cos(\theta_{M,p}^{(m,p')}) \quad (20)$$

細胞外干擾訊號 I_O 的平均值(mean)為 0，變異值(variance)則不難算出是 $\sum_{m \in MS^{(h)}, h \neq H} (L_{mH} / L_{mh}) \cdot K / (K-1) \cdot Q_0 / (3G)$ 。如同上一節的近似法則，本發明提出用如下式子 I_O^* 的機率分佈曲線來近似細胞外干擾訊號 I_O 的機率分佈曲線

$$I_i^* = \sum_{i=1}^N \sqrt{Q_0 \cdot L'' \cdot \frac{S_{1,i}}{S_{2,i}}} \cdot \alpha_i'' \cdot \phi_i'' \quad (21)$$

其中參數 N 為一可提整之參數，而參數 L'' 定義為

$$L'' = \frac{1}{N} \sum_{m \in MS^{(h)}, h \neq H} L_{mH} / L_{mh} \quad (22)$$

透過這樣的設計，原本需要量測每一個 L_{mh} 的問題——這是實務上不可行的——便轉換成參數 N 的設定問題，與參數 L'' 的估測問題。一旦參數 N 設定好後，參數 L'' 可經由解 $\text{var}(I) = \text{var}(I_i) + \text{var}(I_O^*)$ 這個等式而求得，其中 $\text{var}(I)$ 為多重接取干擾訊號的變異值，也就是多重接取干擾訊號的平均功率，是一個實務上可量測得到的量，而 $\text{var}(I_i)$ 為細胞內多重接取干擾訊號的變異值，也就是細胞內多重接取干擾訊號的平均功率，也是實務上可量測得到的量。由式子

$$\text{var}(I_O^*) = \sum_{m \in MS^{(h)}, h \neq H} (L_{mH} / L_{mh}) \cdot K / (K-1) \cdot Q_0 / (3G) \quad (23)$$

可推得

$$L'' = \text{var}(I_O^*) \cdot \frac{3G}{NQ_0} \cdot \text{var}\left(\frac{S_{1,i}}{S_{2,i}}\right)^{-1} \quad (24)$$

另外 $\{S_{1,i}, S_{2,i}\}$ 是彼此相互獨立的隨機變數，其機率分佈同於 S_{MH} 者。至

於 $\beta_i'' = \sqrt{S_{1,i} / S_{2,i}}$ 的機率分佈 $f_{\beta}(x)$ 可由下列式子求得

$$f_{\beta}(x) = \int f_{S_{1,i}}(s \cdot x^2) \cdot f_{S_{2,i}}(s) \cdot 2s \cdot x \cdot ds = 2 \frac{\Gamma(2K) \cdot x^{2K-1}}{\Gamma^2(K) \cdot (1+x^2)^{2K}} \quad (25)$$

其中， $\{\alpha_i'', \varphi_i''\}$ 是彼此相互獨立的隨機變數， φ_i'' 的機率分佈同於式子(14)， α_i'' 的機率分佈同於式子(12)，而 $\chi_i'' = \alpha_i'' \cdot \varphi_i''$ 的機率分佈則同於式子(17)的 $f_{\chi}(x)$ 。於是，不管 i 值為何， $\psi_i = \beta_i'' \cdot \chi_i''$ 的機率分佈都是一樣的，記為 $f_{\psi}(x)$ ， $f_{\psi}(x)$ 可由下列式子求得

$$f_{\psi}(x) = \int_{-1}^{+1} f_{\chi}(s) \cdot f_{\beta}(x \cdot s^{-1}) \cdot |s|^{-1} ds \quad (26)$$

綜上，不難算出 I_o^* 的平均值和變異值，與 I_o 的是一樣的，這說明了用 I_o^* 的機率分佈來近似 I_o 的機率分佈的可適性。由式子(21)可知， I_o^* 是由相互獨立的隨機變數 $\sqrt{Q_0 \cdot L} \cdot \psi_i$ 所加總而得，因此可得

$$F_{I_o^*}(\omega) = (F_{\psi}(\sqrt{Q_0 \cdot L} \cdot \omega))^N \quad (27)$$

其中 $F_{\psi}(\omega)$ 代表相對應於機率分佈函數 $f_{\psi}(x)$ 的機率分佈特徵函數。

多重接取干擾訊號的機率分佈估算方式

整體的多重接取干擾訊號由細胞內干擾訊號及細胞外干擾訊號相加而成。一般說來，細胞內干擾訊號和細胞外干擾訊號在統計上是獨立的，因此多重接取干擾訊號的機率分佈特徵函數，就是由細胞內干擾訊號的機率分佈特徵函數與細胞外干擾訊號的機率分佈特徵函數相乘而得，即

$$F_I(\omega) = (F_{\chi}(\sqrt{Q_0} \cdot \omega))^{N_{M-1}} \cdot (F_{\psi}(\sqrt{Q_0 \cdot L} \cdot \omega))^N \quad (28)$$

於是多重接取干擾訊號的機率分佈即可由如下式子得到

$$f_I(x) = F^{-1}((F_{\chi}(\sqrt{Q_0} \cdot \omega))^{N_{M-1}} \cdot (F_{\psi}(\sqrt{Q_0 \cdot L} \cdot \omega))^N) \quad (29)$$

多重接取干擾訊號的機率分佈求到之後，位元錯誤率 BER 即可據以計算而得，如下所示

$$BER = \Pr(I < -\sqrt{Q_0}) = \int_{-\infty}^{\sqrt{Q_0}} f_I(x) dx \quad (30)$$

第 3 圖繪示依照本發明，適用於單細胞通訊系統之一位元錯誤率估算器結構方塊圖。於本實施例中，包含一計算器 310，一逆傅立葉轉換器 320，及一積分器 330。該計算器 310 用以接收一預設之接收訊號功率臨界值 Q_0 、

該細胞內行動台之數量 N_M 、及一預設之基礎曲線 $F_x(\omega)$ ，求出一特徵曲線 $F_{I_i}(\omega)$ 為，

$$F_{I_i}(\omega) = (F_x(\sqrt{Q_0} \cdot \omega))^{N_M-1} \quad (31)$$

該逆傅立葉轉換器 320，則用以接收該特徵曲線 $F_{I_i}(\omega)$ ，計算 $F_{I_i}(\omega)$ 之一逆傅立葉轉換曲線，其逆傅立葉轉換結果 321 即為該多重接取干擾訊號機率分佈曲線。最後，該積分器 330，接收所預設之接收訊號功率臨界值 Q_0 及該多重接取干擾訊號機率分佈 321，計算式子(30)中的積分式，其結果 331 即為位元錯誤率估計值。

第 4 圖繪示依照本發明，適用於多細胞通訊系統之一位元錯誤率估算器結構方塊圖。於本實施例中，包含一第一特徵曲線計算器 410、一外細胞干擾訊號平均功率估算器 420、一參數 L' 計算器 430、一第二特徵曲線計算器 440、一乘法器 450、一逆傅立葉轉換器 460，及一積分器 470。該一第一特徵曲線計算器 410，用以依據一預設之接收訊號功率臨界值 Q_0 、該細胞內行動台之數量 N_M 、及一預設之第一基礎曲線 $F_x(\omega)$ ，求出一特徵曲線 $F_{I_i}(\omega)$ 為，

$$F_{I_i}(\omega) = (F_x(\sqrt{Q_0} \cdot \omega))^{N_M-1} \quad (32)$$

本實施例中，又包含一參數 L' 計算器 430，該參數 L' 計算器 430 依據外細胞干擾訊號平均功率估算器 420 所估算出來的外細胞干擾訊號平均功率值 $\text{var}(I_0^2)$ (標號 421)，及其他系統參數，來計算 L' (標號 431) 值如下

$$L' = \frac{\text{var}(I_0^2) \cdot P_1}{N} \quad (33)$$

其中 N 為一預選之演算法參數， P_1 則為一與系統參數有關之常數，以本實施例而言， P_1 為

$$P_1 = \frac{3G}{Q_0} \cdot \text{var} \left(\frac{S_{1,i}}{S_{2,i}} \right)^{-1} \quad (34)$$

其中， Q_0 為預設之接收訊號功率臨界值， G 為展頻通訊系統的處理增益值， $\{S_{1,i}, S_{2,i}\}$ 是彼此相互獨立的隨機變數，其機率分佈同於短程性衰耗 S_{MH} 者，對於實務的系統而言， P_1 會是一個與 G/Q_0 成正比的預設常數。

於本實施例中，該一第二特徵曲線計算器 440，依據一預設之接收訊號

功率臨界值 Q_0 、該演算法常數 N 、及一預設之第二基礎曲線 $F_{\psi}(\omega)$ ，求出該第二特徵曲線 $F_{i_0}(\omega)$ 為，

$$F_{i_0}(\omega) = (F_{\psi}(\sqrt{Q_0 \cdot L} \cdot \omega))^N \quad (35)$$

然後乘法器 450，將該第一特徵曲線 $F_{i_1}(\omega)$ 與第二特徵曲線 $F_{i_0}(\omega)$ 相乘，所得的結果送進一逆傅立葉轉換器 460，做逆傅立葉轉換運算，其逆傅立葉轉換結果即為該多重接取干擾訊號機率分佈曲線。最後，積分器 470，接收所預設之接收訊號功率臨界值 Q_0 及該多重接取干擾訊號機率分佈，計算式子(30)中的積分式，其結果即為位元錯誤率估計值。

第 5 圖繪示依照本發明，於多細胞通訊系統估算所得之干擾訊號分佈曲線及其對應之位元錯誤率模擬圖。其中，實線 501、502 為依照本發明所得之干擾訊號分佈曲線，503、504 之加號曲線，為實際系統模擬結果，虛線 505、506 為以高斯近似法所得之干擾訊號分佈曲線。模擬環境參數則為： $Q_0=1$ 、 $N_B=19$ 、 $G=128$ 、 N_M 為 13 與 22，其中曲線 501、503 及 505 為 $N_M=13$ 時所得之結果而曲線 502、504 及 506 則為 $N_M=22$ 時之結果，由第 5 圖可看出本發明的近似曲線要比傳統的高斯曲線來得好很多，導致位元錯誤估算也更為精準。以 N_M 為 13 為例，以高斯近似法所推得之位元錯誤率和模擬所得之值，其誤差將近 74%，而本發明所估得之位元錯誤率和模擬所得之值只有 9%的誤差，精確度得到大幅提升。

綜上所述，本發明提供一精準估算多重接取干擾訊號之機率分佈曲線及其位元錯誤率之方法與裝置；惟本發明雖以一較佳實施例揭露如上，然其並非用以限定本發明，任何熟習此技藝者，在不脫離本發明之精神和範圍內，當可作各種之更動與潤飾，因此本發明之保護範圍當視後附之申請專利範圍所界定者為準。

【圖式簡單說明】

第 1 圖繪示一傳統位元錯誤率估算方式；

第 2 圖繪示另一傳統位元錯誤率估算方式；

第 3 圖繪示依照本發明，適用於單細胞通訊系統之一位元錯誤率估算



器結構方塊圖；

第 4 圖繪示依照本發明，適用於多細胞通訊系統之一多重接取干擾訊號之機率分佈曲線及其位元錯誤率估算器結構方塊圖；以及

第 5 圖繪示依照本發明，於多細胞通訊系統估算所得之干擾訊號分佈曲線及其對應之位元錯誤率模擬圖。

符號說明

310~計算器

320~逆傅立葉轉換器

321~細胞內干擾訊號之機率分佈曲線估算結果

330~積分器

331~位元錯誤率估計值

410~第一特徵曲線計算器

420~外細胞干擾訊號平均功率估算器

421~外細胞干擾訊號平均功率估算值

430~參數 L' 計算器

431~參數 L''

440~第二特徵曲線計算器

450~乘法器

460~逆傅立葉轉換器

470~積分器

N_M ~一細胞內行動台之數量

Q_0 ~預設之接收訊號功率臨界值

N ~預選之演算法參數

G ~展頻通訊系統的處理增益值

$F_x(\omega)$ ~預設之基礎曲線

$F_{I_1}(\omega)$ ~第一特徵曲線

$F_v(\omega)$ ~預設之另一基礎曲線

I226159

193. 9. 2 日
修正本

$F_{i_0}(\omega)$ ~ 第二特徵曲線

拾、申請專利範圍：

1.一種估算多重接取干擾訊號機率分佈的方法，適用於一單細胞之無線通訊系統，該系統包含一基地台以及與該基地台進行無線通訊之複數個行動台，該方法包括：

依據一預設之接收訊號功率臨界值、該些行動台之數量及一預設之基礎曲線，求出一特徵曲線；及

將該特徵曲線做逆傅立葉轉換，得出該多重接取干擾訊號機率分佈曲線。

2.如申請專利範圍第 1 項所述估算多重接取干擾訊號機率分佈之方法，其中該特徵曲線之計算依據下列公式：

$$F_{I_i}(\omega) = (F_x(\sqrt{Q_0} \cdot \omega))^{N_M - 1}$$

其中 ω 為一頻率參數， $F_{I_i}(\omega)$ 為該特徵曲線， $F_x(\omega)$ 為該預設之基礎曲線， Q_0 為該接收功率臨界值， N_M 為該些行動台之數量。

3.一種估算位元錯誤率的方法，適用於一單細胞之無線通訊系統，該系統包含一基地台以及與該基地台進行無線通訊之複數個行動台，該方法包括：

估算一多重接取干擾訊號機率分佈，該多重接取干擾訊號機率分佈之估算方法包括：

依據一預設之接收訊號功率臨界值、該些行動台之數量及一預設之基礎曲線，求出一特徵曲線；

將該特徵曲線做逆傅立葉轉換，得出該多重接取干擾訊號機率分佈曲線；及

依據該多重接取干擾訊號機率分佈，計算該位元錯誤率。

4.如申請專利範圍第 3 項所述估算位元錯誤率之方法，其中該特徵曲線之計算依據下列公式：

$$F_{I_i}(\omega) = (F_x(\sqrt{Q_0} \cdot \omega))^{N_M - 1}$$

其中 ω 為一頻率參數， $F_{I_i}(\omega)$ 為該特徵曲線， $F_x(\omega)$ 為該預設之基礎曲線， Q_0 為該接收功率臨界值， N_M 為該些行動台之數量。

5.一種估算多重接取干擾訊號機率分佈的方法，適用於一多細胞之無線通訊系統之任一細胞，該細胞包含一基地台以及與該基地台進行無線通訊之複數個行動台，該方法包括：

依據一預設之接收訊號功率臨界值、該細胞內該些行動台之數量及一預設之第一基礎曲線，求出一第一特徵曲線；

估算一接收訊號所遭受之一外細胞干擾訊號之一平均功率值；

設定一第一參數；

依據該第一參數及該外細胞干擾訊號之該平均功率值，計算一第二參數；

依據該第一、第二參數及一預設之第二基礎曲線，求出一第二特徵曲線；

將該第一特徵曲線與第二特徵曲線相乘，得出一第三特徵曲線；及

將該第三特徵曲線做逆傅立葉轉換，得出該多重接取干擾訊號機率分佈曲線。

6.如申請專利範圍第 5 項所述估算多重接取干擾訊號機率分佈之方法，其中該第一特徵曲線之計算依據下列公式：

$$F_{I_i}(\omega) = (F_z(\sqrt{Q_0} \cdot \omega))^{N_M-1}$$

其中 ω 為一頻率參數， $F_{I_i}(\omega)$ 為該第一特徵曲線， $F_z(\omega)$ 為預設之該第一基礎曲線， Q_0 為該接收功率臨界值， N_M 為該細胞內該些行動台之數量。

7.如申請專利範圍第 5 項所述估算多重接取干擾訊號機率分佈之方法，其中第二該特徵曲線之計算依據下列公式：

$$F_{I_o}(\omega) = (F_v(\sqrt{L} \cdot \omega))^N$$

其中 ω 為一頻率參數， $F_{I_o}(\omega)$ 為該第二特徵曲線， $F_v(\omega)$ 為預設之該第二基礎曲線， N 為該第一參數， L 為該第二參數。

8.一種估算位元錯誤率的方法，適用於一多細胞之無線通訊系統之任一細胞，該細胞包含一基地台以及與該基地台進行無線通訊之複數個行動台，該方法包括：

估算一多重接取干擾訊號機率分佈，該多重接取干擾訊號機率分佈之

估算方法包括：

依據一預設之接收訊號功率臨界值、該細胞內該些行動台之數量及一預設之第一基礎曲線，求出一第一特徵曲線；

估算一接收訊號所遭受之一外細胞干擾訊號之一平均功率值；

設定一第一參數；

依據該第一參數及該外細胞干擾訊號之該平均功率值，計算一第二參數；

依據該第一、第二參數及一預設之第二基礎曲線，求出一第二特徵曲線；

將該第一特徵曲線與第二特徵曲線相乘，得出一第三特徵曲線；

將該第三特徵曲線做逆傅立葉轉換，得出該多重接取干擾訊號機率分佈曲線；及

依據該多重接取干擾訊號機率分佈，計算該位元錯誤率。

9.如申請專利範圍第 8 項所述估算位元錯誤率之方法，其中該第一特徵曲線之計算依據下列公式：

$$F_{I_1}(\omega) = (F_x(\sqrt{Q_0} \cdot \omega))^{N_M-1}$$

其中 ω 為一頻率參數， $F_{I_1}(\omega)$ 為該第一特徵曲線， $F_x(\omega)$ 為預設之該第一基礎曲線， Q_0 為該接收功率臨界值， N_M 為該細胞內該些行動台之數量。

10.如申請專利範圍第 8 項所述估算位元錯誤率之方法，其中第二該特徵曲線之計算依據下列公式：

$$F_{I_0}(\omega) = (F_\psi(\sqrt{L''} \cdot \omega))^N$$

其中 ω 為一頻率參數， $F_{I_0}(\omega)$ 為該第二特徵曲線， $F_\psi(\omega)$ 為預設之該第二基礎曲線， N 為該第一參數， L'' 為該第二參數。

11.一種估算多重接取干擾訊號機率分佈之裝置，適用於一單細胞之無線通訊系統，該系統包含一基地台以及與該基地台進行無線通訊之複數個行動台，該裝置包括：

一計算器，用以接收一預設之接收訊號功率臨界值、該些行動台之數量及一預設之基礎曲線，求出一特徵曲線；及

一逆傅立葉轉換器，用以接收該特徵曲線，計算該特徵曲線之一逆傅立葉轉換曲線，以為該多重接取干擾訊號機率分佈曲線。

12.如申請專利範圍第 11 項所述估算多重接取干擾訊號機率分佈之裝置，其中該特徵曲線之計算依據下列公式：

$$F_{I_i}(\omega) = (F_x(\sqrt{Q_0} \cdot \omega))^{N_M-1}$$

其中 ω 為一頻率參數， $F_{I_i}(\omega)$ 為該特徵曲線， $F_x(\omega)$ 為該預設之基礎曲線， Q_0 為該接收功率臨界值， N_M 為該些行動台之數量。

13.一種估算位元錯誤率的裝置，適用於一單細胞之無線通訊系統，該系統包含一基地台以及與該基地台進行無線通訊之複數個行動台，該裝置包括：

一多重接取干擾訊號機率分佈估算器，用以估算一多重接取干擾訊號機率分佈，其中該多重接取干擾訊號機率分佈估算器包括：

一計算器，用以接收一預設之接收訊號功率臨界值、該些行動台之數量及一預設之基礎曲線，求出一特徵曲線；

一逆傅立葉轉換器，用以接收該特徵曲線，計算該特徵曲線之一逆傅立葉轉換曲線，以為該多重接取干擾訊號機率分佈曲線；及

一位元錯誤率計算器，用以依據該多重接取干擾訊號機率分佈，計算該位元錯誤率。

14.如申請專利範圍第 13 項所述估算位元錯誤率之裝置，其中該特徵曲線之計算依據下列公式：

$$F_{I_i}(\omega) = (F_x(\sqrt{Q_0} \cdot \omega))^{N_M-1}$$

其中 ω 為一頻率參數， $F_{I_i}(\omega)$ 為該特徵曲線， $F_x(\omega)$ 為該預設之基礎曲線， Q_0 為該接收功率臨界值， N_M 為該些行動台之數量。

15.一種估算多重接取干擾訊號機率分佈之裝置，適用於一多細胞之無線通訊系統之任一細胞，該細胞包含一基地台以及與該基地台進行無線通訊之複數個行動台，該裝置包括：

一第一特徵曲線計算器，用以依據一預設之接收訊號功率臨界值、該細胞內該些行動台之數量及一預設之第一基礎曲線，求出一第一特徵曲線；

一干擾功率估算器，用以估算一接收訊號所遭受之一外細胞干擾訊號之一平均功率值；

一參數估算器，依據一第一參數及該外細胞干擾訊號之該平均功率值，計算一第二參數；

一第二特徵曲線計算器，依據該第一、第二參數及一預設之第二基礎曲線，求出一第二特徵曲線；

一乘法器，將該第一特徵曲線與第二特徵曲線相乘，得出一第三特徵曲線；及

一逆傅立葉轉換器，用以接收該第三特徵曲線，計算該第三特徵曲線之一逆傅立葉轉換曲線，以為該多重接取干擾訊號機率分佈曲線。

16.如申請專利範圍第 15 項所述估算多重接取干擾訊號機率分佈之裝置，其中該第一特徵曲線之計算依據下列公式：

$$F_{I_1}(\omega) = (F_x(\sqrt{Q_0} \cdot \omega))^{N_M - 1}$$

其中 ω 為一頻率參數， $F_{I_1}(\omega)$ 為該第一特徵曲線， $F_x(\omega)$ 為預設之該第一基礎曲線， Q_0 為該接收功率臨界值， N_M 為該細胞內該些行動台之數量。

17.如申請專利範圍第 15 項所述估算多重接取干擾訊號機率分佈之裝置，其中該第二特徵曲線之計算依據下列公式：

$$F_{I_0}(\omega) = (F_y(\sqrt{L''} \cdot \omega))^N$$

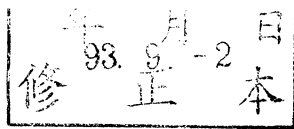
其中 ω 為一頻率參數， $F_{I_0}(\omega)$ 為該第二特徵曲線， $F_y(\omega)$ 為預設之該第二基礎曲線， N 為該第一參數， L'' 為該第二參數。

18.一種估算位元錯誤率的裝置，適用於一多細胞之無線通訊系統之任一細胞，該細胞包含一基地台以及與該基地台進行無線通訊之複數個行動台，該裝置包括：

一多重接取干擾訊號機率分佈估算器，用以估算一多重接取干擾訊號機率分佈，該多重接取干擾訊號機率分佈估算器包括：

一第一特徵曲線計算器，用以依據一預設之接收訊號功率臨界值、該細胞內該些行動台之數量及一預設之第一基礎曲線，求出一第一特徵曲線；

一干擾功率估算器，用以估算一接收訊號所遭受之一外細胞干擾訊號



之一平均功率值；

一參數估算器，依據一第一參數及該外細胞干擾訊號之該平均功率值，計算一第二參數；

一第二特徵曲線計算器，依據該第一、第二參數及一預設之第二基礎曲線，求出一第二特徵曲線；

一乘法器，將該第一特徵曲線與第二特徵曲線相乘，得出一第三特徵曲線；及

一逆傅立葉轉換器，用以接收該第三特徵曲線，計算該第三特徵曲線之一逆傅立葉轉換曲線，以為該多重接取干擾訊號機率分佈曲線；及

一位元錯誤率計算器，用以依據該多重接取干擾訊號機率分佈，計算該位元錯誤率。

19.如申請專利範圍第 18 項所述估算位元錯誤率之裝置，其中該第一特徵曲線之計算依據下列公式：

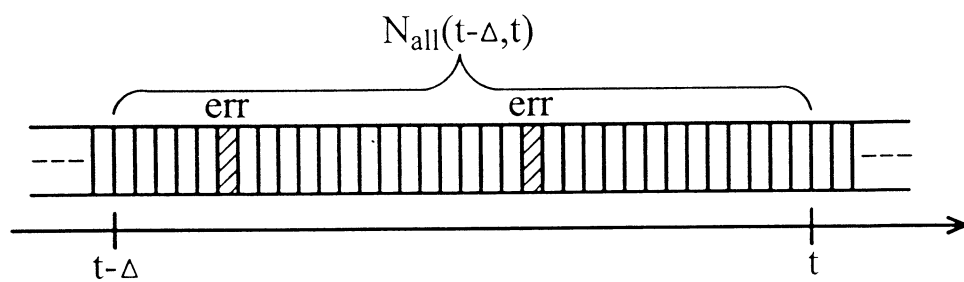
$$F_{i_1}(\omega) = (F_x(\sqrt{Q_0} \cdot \omega))^{N_M - 1}$$

其中 ω 為一頻率參數， $F_{i_1}(\omega)$ 為該第一特徵曲線， $F_x(\omega)$ 為預設之該第一基礎曲線， Q_0 為該接收功率臨界值， N_M 為該細胞內該些行動台之數量。

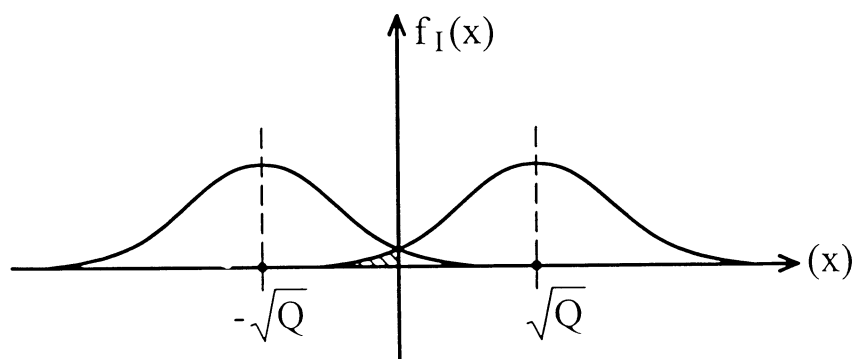
20.如申請專利範圍第 18 項所述估算位元錯誤率之裝置，其中該第二特徵曲線之計算依據下列公式：

$$F_{i_2}(\omega) = (F_\psi(\sqrt{L''} \cdot \omega))^N$$

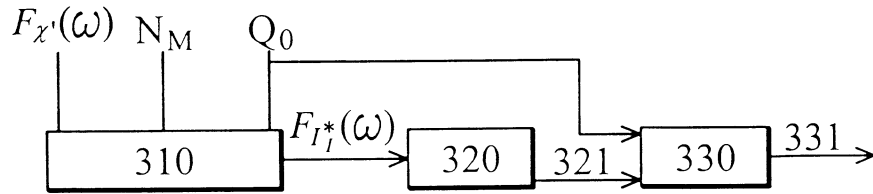
其中 ω 為一頻率參數， $F_{i_2}(\omega)$ 為該第二特徵曲線， $F_\psi(\omega)$ 為預設之該第二基礎曲線， N 為該第一參數， L'' 為該第二參數。



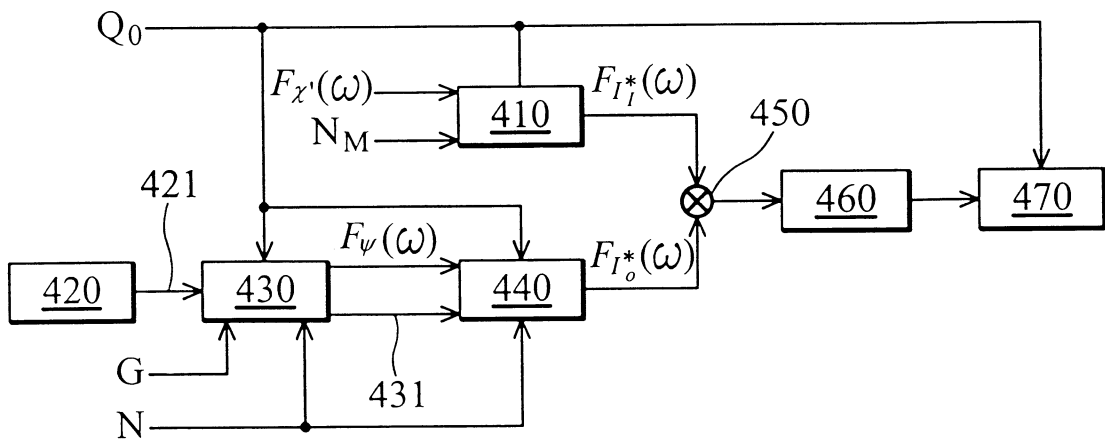
第 1 圖



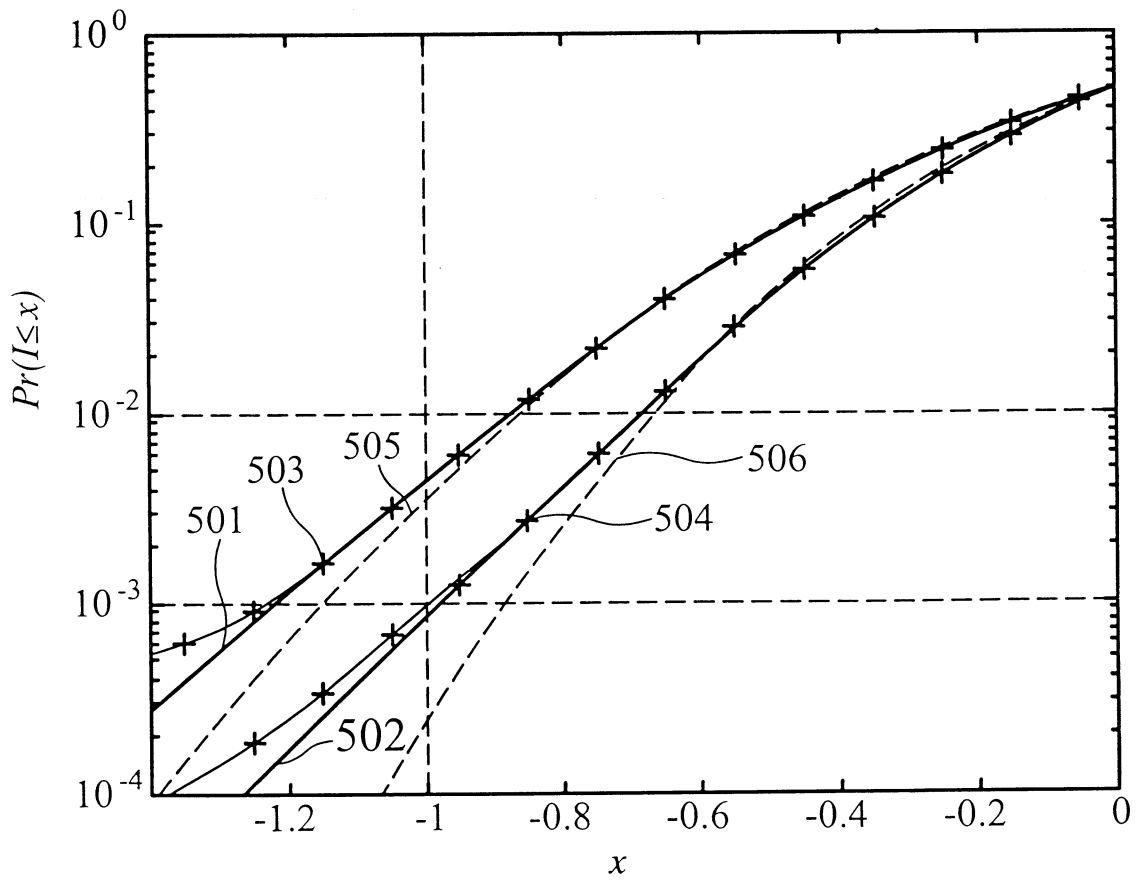
第 2 圖



第 3 圖



第 4 圖



第 5 圖