I723463

(19)中華民國智慧財產局

(12)發明說明書公告本　**(11)證書號數：TW I723463 B**

(45)公告日： 中華民國 110 (2021) 年 04 月 01 日

(21)申請案號：108124680　(22)申請日： 中華民國 102 (2013) 年 05 月 17 日

(51)Int. Cl.：　*H04B7/0404 (2017.01)*　*H04B7/0456 (2017.01)*

H04B17/309 (2015.01)

(30)優先權：2012/05/18　美國　13/475,598

(71)申請人：美商李爾登公司 (美國) REARDEN, LLC　(US)

美國

(72)發明人：佛倫沙　安東尼奧 FORENZA, ANTONIO (IT)；皮特曼　提摩西　A PITMAN, TIMOTHY A. (US)；傑拉蘇塔雅桑托恩　班雅維特 JIRASUTAYASUNTORN, BENYAVUT (US)；安德齊傑斯基　羅伯特　J ANDRZEJEWSKI, ROBERT J. (US)；波爾曼　史蒂芬　G PERLMAN, STEPHEN G. (US)

(74)代理人：陳長文

(56)參考文獻：

TW	201116085A	US	7756222B2
US	2011/017700A1	US	2003/0114165A1
US	2005/0287962A1	US	2011/0003608A1
US	2012/0314649A1		

審查人員：李炳昌

申請專利範圍項數：33 項　圖式數：53　共 95 頁

(54)名稱

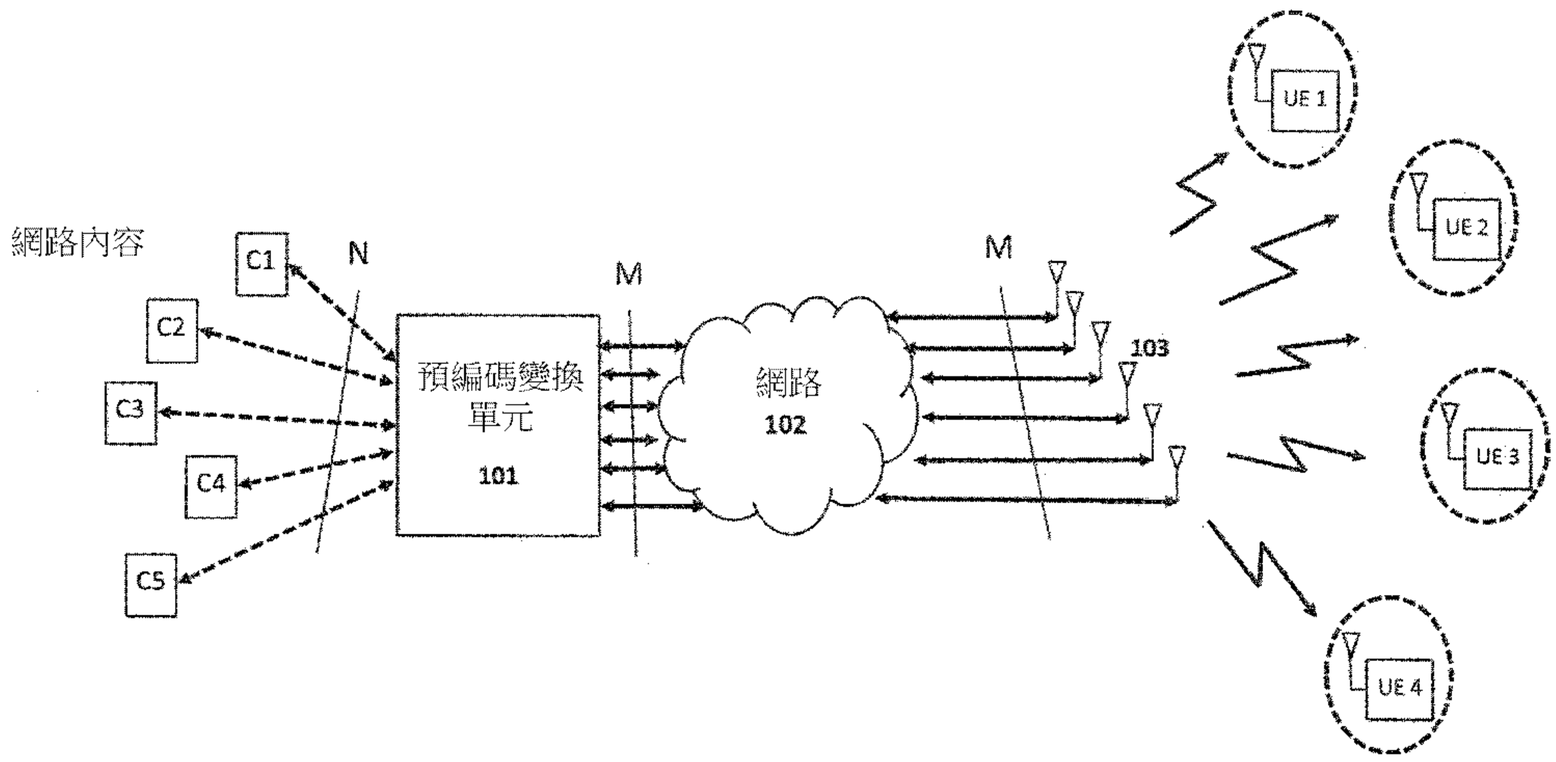
增強在分散式輸入分散式輸出之無線系統中之空間分集的系統及方法

(57)摘要

本發明描述用於藉由利用頻道選擇性指示符增強在一具有多使用者(MU)傳輸之多天線系統(MAS)(「MU-MAS」)中之頻道空間分集的系統及方法。該等提議之方法為：i)天線選擇；ii)使用者選擇；iii)傳輸功率平衡。展示了所有三種方法或彼等方法之任一組合以在實際傳播情形中的 DIDO 系統中提供顯著效能增益。

Systems and methods are described for enhancing the channel spatial diversity in a multiple antenna system (MAS) with multi-user (MU) transmissions (“MU-MAS”), by exploiting channel selectivity indicators. The proposed methods are: i) antenna selection; ii) user selection; iii) transmit power balancing. All three methods, or any combination of those, are shown to provide significant performance gains in DIDO systems in practical propagation scenarios.

指定代表圖：



【圖1】

符號簡單說明：

101・・・預編碼變換單元

102・・・網路

103・・・收發站

UE1・・・用戶端器件/使用者設備(UE)

UE2・・・用戶端器件/使用者設備(UE)

UE3・・・用戶端器件/使用者設備(UE)

UE4・・・用戶端器件/使用者設備(UE)

專利案號：108124680
原申請案號：107121691
公告本
I723463

【發明摘要】

【中文發明名稱】

增強在分散式輸入分散式輸出之無線系統中之空間分集的系統及方法

【英文發明名稱】

SYSTEMS AND METHODS TO ENHANCE SPATIAL DIVERSITY IN DISTRIBUTED INPUT DISTRIBUTED OUTPUT WIRELESS SYSTEMS

【中文】

本發明描述用於藉由利用頻道選擇性指示符增強在一具有多使用者(MU)傳輸之多天線系統(MAS)(「MU-MAS」)中之頻道空間分集的系統及方法。該等提議之方法為：i)天線選擇；ii)使用者選擇；iii)傳輸功率平衡。展示了所有三種方法或彼等方法之任一組合以在實際傳播情形中的DIDO系統中提供顯著效能增益。

【英文】

Systems and methods are described for enhancing the channel spatial diversity in a multiple antenna system (MAS) with multi-user (MU) transmissions ("MU-MAS"), by exploiting channel selectivity indicators. The proposed methods are: i) antenna selection; ii) user selection; iii) transmit power balancing. All three methods, or any combination of those, are shown to provide significant performance gains in DIDO systems in practical propagation scenarios.

【指定代表圖】

圖1

【代表圖之符號簡單說明】

101	預編碼變換單元
102	網路
103	收發站
UE1	用戶端器件/使用者設備(UE)
UE2	用戶端器件/使用者設備(UE)
UE3	用戶端器件/使用者設備(UE)
UE4	用戶端器件/使用者設備(UE)

【發明說明書】

【中文發明名稱】

增強在分散式輸入分散式輸出之無線系統中之空間分集的系統及方法

【英文發明名稱】

SYSTEMS AND METHODS TO ENHANCE SPATIAL DIVERSITY IN DISTRIBUTED INPUT DISTRIBUTED OUTPUT WIRELESS SYSTEMS

【技術領域】

【先前技術】

先前技術多使用者無線系統增加無線網路的複雜度並對無線網路引入限制，其導致一給定使用者之體驗(例如，可用頻寬、潛時、可預測性、可靠性)受區域中之其他使用者對頻譜之利用影響的情形。考慮到對於由多個使用者共用之無線頻譜內的聚集頻寬之漸增的需求，及用於給定使用者的可依賴於多使用者無線網路可靠性、可預測性及低潛時的應用之不斷增長，顯然先前技術多使用者無線技術遭受許多限制。實際上，由於適用於特定類型之無線通信的頻譜(例如，在可有效穿透建築物牆壁的波長下)之有限可用性，先前技術無線技術將不足以滿足對於可靠、可預測及低潛時之頻寬的漸增之需求。

【發明內容】

【圖式簡單說明】

專利或申請案檔案含有以彩色繪製的至少一個圖式。在請求及支付必要費用後，美國專利及商標局將提供本專利或專利公開案的具有彩色圖式之複本。

可結合圖式自以下詳細描述獲得對本發明之較好理解，其中：

圖1說明由預編碼變換單元組成的多使用者(MU)多天線系統(MAS)或MU-MAS之一個實施例。

圖2說明基地收發站(BTS)直接連接至集中式處理器(CP)之一個實施例。

圖3說明收發站經由基地台網路連接基地收發站(BTS)之實施例。

圖4說明收發站經由網路連接基地收發站(BTS)之另一實施例。

圖5說明具有三個模型之DIDO 6×6系統之模擬傳輸協方差矩陣。

圖6說明三個頻道模型之分集量度之累積密度函數(CDF)以及作為信雜比(SNR)的函數的符號錯誤率(SER)效能。

圖7說明基地收發站之例示性分佈。

圖8說明作為空間協方差矩陣之最大自相關係數及交叉相關係數的函數之空間選擇性指示符(SSI)。

圖9說明三個頻道模型之例示性SSI結果。

圖10說明在上述三種情形中的SSI之累積密度函數(CDF)的比較。

圖11說明對於一個量測集之DIDO 2×2系統中的用戶端器件之SNDR。

圖12說明含有SNDR、TSI及SSI之組合曲線。

圖13說明RX2自一具有高功率不平衡之位置移動至具有低功率不平衡之另一位置的第二頻道情形的結果。

圖14說明即使RX1(固定用戶端)之效能亦隨SSI增加而改良。

圖15說明SNDR對平均SSI(a)及SNDR對SSI之標準偏差(b)。

圖16說明SNDR如何隨著TSI之標準偏差歸因於由用戶端之行動性及

都卜勒效應引起的隨時間之強衰落增加而減少。

圖17a說明繪製為最小自相關係數及最大交叉相關係數的函數的在方程式(7)中定義之CN，其中每一點為100毫秒資料之結果。

圖17b說明定義為CN的SSI之CDF。

圖18說明圖17a之三維版本。

圖19說明作為平均CN的函數之平均SNDR。

圖20說明在假定相同每一天線傳輸功率的情況下在i.i.d.頻道中的不同階DIDO系統之效能。

圖21說明在i.i.d.頻道中之DIDO 4×4之模擬效能。

圖22說明作為(9)中之分集量度之增益的函數之SNR的增益。

圖23說明SNDR、SSI(指示為λ_{min})及TSI(為來自經指示為TX1,…,M之每一傳輸器之複數頻道增益的絕對值)之跡線。

圖24說明在與圖23相同之路線上但使用兩個額外天線獲得之結果。

圖25至圖28展示DIDO 4×2、6×4、8×6及10×8系統的模擬SER效能及SSI之CDF。

圖29說明平均SNDR(在5秒週期內)對平均SSI。

圖30說明DIDO 4×4及6×4之結果。

圖31說明DIDO 2×2及4×2的作為TSI之標準偏差的函數的平均SNDR。

圖32說明DIDO 4×4及6×4之結果。

圖33比較四個DIDO系統之瞬時SSI的CDF。

圖34說明來自一個具有約20秒資料之特定量測集的結果。

圖35說明其中SSI目標升至-15 dB且因此SER效能改良的一個實施

例。

圖36說明藉由升高目標SSI而達成的改良。

圖37說明多個UE叢集在一個BTS周圍的例示性情形。

圖38說明對於最大自相關係數之不同值的不同階DIDO系統之SER效能。

圖39說明對於最大自相關之不同值的SSI之CDF。

圖40說明用於跨越MU-MAS或DIDO系統中之所有BTS平衡傳輸功率的方法之一個實施例。

圖41說明用於跨越MU-MAS或DIDO系統中之所有BTS平衡傳輸功率的方法之另一實施例。

圖42說明在實際室外傳播情形中傳輸功率平衡方法之效能。

圖43說明在功率不平衡及功率平衡的情況下條件數之分佈。

圖44至圖46說明對於以下三種不同狀況的頻道跡線(SNDR、SSI及TSI)：i) 不使用傳輸功率平衡方法之DIDO 2×2；ii)使用傳輸功率平衡方法之DIDO 2×2；iii)結合天線選擇方法使用傳輸功率平衡方法之DIDO 4×2。

圖47說明特定BTS為傳輸功率不平衡之源的情形。

圖48說明在不平衡及平衡的情況下的條件數分佈。

圖49至圖51描繪不同演算法之頻道跡線。

圖52說明具有4個用戶端之DIDO系統的SER及SSI之CDF。

圖53展示已被選擇用於傳輸的BTS及其相對使用率的統計資料。

【實施方式】

本申請案係以下同在申請中之美國專利申請案及已頒予專利的部分

接續案：

名為「System and Methods to Compensate for Doppler Effects in Distributed-Input Distributed Output Systems」的美國申請案第13/464,648號；名為「Systems And Methods To Coordinate Transmissions In Distributed Wireless Systems Via User Clustering」的美國申請案第12/917,257號；名為「Interference Management, Handoff, Power Control And Link Adaptation In Distributed-Input Distributed-Output (DIDO) Communication Systems」的美國申請案第12/802,988號；2010年5月1日頒予之名為「System And Method For Adjusting DIDO Interference Cancellation Based On Signal Strength Measurements」的美國專利第8,170,081號；名為「System And Method For Managing Inter-Cluster Handoff Of Clients Which Traverse Multiple DIDO Clusters」的美國申請案第12/802,974號；名為「System And Method For Managing Handoff Of A Client Between Different Distributed-Input-Distributed-Output (DIDO) Networks Based On Detected Velocity Of The Client」的美國申請案第12/802,989號；名為「System And Method For Power Control And Antenna Grouping In A Distributed-Input-Distributed-Output (DIDO) Network」的美國申請案第12/802,958號；名為「System And Method For Link adaptation In DIDO Multicarrier Systems」的美國申請案第12/802,975號；名為「System And Method For DIDO Precoding Interpolation In Multicarrier Systems」的美國申請案第12/802,938號；名為「System and Method For Distributed Antenna Wireless Communications」的美國申請案第

12/630,627號；2009年10月6日頒予之名為「System and Method for Distributed Input Distributed Output Wireless Communication」的美國專利第7,599,420號；2009年12月15日頒予之名為「System and Method for Distributed Input Distributed Output Wireless Communication」的美國專利第7,633,994號；2009年12月22日頒予之名為「System and Method for Distributed Input Distributed Output Wireless Communication」的美國專利第7,636,381號；2012年4月17日頒予之名為「System and Method For Distributed Input-Distributed Output Wireless Communications」的美國專利第8,160,121號；名為「System and Method For Spatial-Multiplexed Tropospheric Scatter Communications」的美國申請案第11/256,478號，其現在為2010年5月4日頒予之美國已頒予專利第7,711,030號；2008年8月26日頒予之名為「System and Method for Distributed Input Distributed Output Wireless Communication」的美國專利第7,418,053號；名為「System and Method For Enhancing Near Vertical Incidence Skywave（“NVIS”）Communication Using Space-Time Coding」的美國申請案第10/817,731號，其現在為2011年2月8日頒予之美國已頒予專利7,885,354。

克服上述先前技術限制中之許多限制的一解決方案係分散式輸入分散式輸出(DIDO)技術之一實施例。DIDO技術在以下專利及專利申請案中加以描述，該等專利及專利申請案全部讓與給本專利之受讓人並以引用之方式併入本文。此等專利及申請案有時在本文中統稱為「相關專利及申請案」。

名為「System and Methods to Compensate for Doppler Effects in

Distributed-Input Distributed Output Systems」的美國申請案第13/464,648號

名為「Systems And Methods To Coordinate Transmissions In Distributed Wireless Systems Via User Clustering」的美國申請案第12/917,257號

名為「Interference Management, Handoff, Power Control And Link Adaptation In Distributed-Input Distributed-Output (DIDO) Communication Systems」的美國申請案第12/802,988號

2012年5月1日頒予之名為「System And Method For Adjusting DIDO Interference Cancellation Based On Signal Strength Measurements」的美國專利第8,170,081號

名為「System And Method For Managing Inter-Cluster Handoff Of Clients Which Traverse Multiple DIDO Clusters」的美國申請案第12/802,974號

名為「System And Method For Managing Handoff Of A Client Between Different Distributed-Input-Distributed-Output (DIDO) Networks Based On Detected Velocity Of The Client」的美國申請案第12/802,989號

名為「System And Method For Power Control And Antenna Grouping In A Distributed-Input-Distributed-Output (DIDO) Network」的美國申請案第12/802,958號

名為「System And Method For Link adaptation In DIDO Multicarrier Systems」的美國申請案第12/802,975號

名為「System And Method For DIDO Precoding Interpolation In Multicarrier Systems」的美國申請案第12/802,938號

名為「System and Method For Distributed Antenna Wireless Communications」的美國申請案第12/630,627號

2009年10月6日頒予的名為「System and Method for Distributed Input Distributed Output Wireless Communication」的美國專利第7,599,420號；

2009年12月15日頒予的名為「System and Method for Distributed Input Distributed Output Wireless Communication」的美國專利第7,633,994號；

2009年12月22日頒予的名為「System and Method for Distributed Input Distributed Output Wireless Communication」的美國專利第7,636,381號；

2012年4月17日頒予的名為「System and Method For Distributed Input-Distributed Output Wireless Communications」的美國專利第8,160,121號；

名為「System and Method For Spatial-Multiplexed Tropospheric Scatter Communications」的美國申請案第11/256,478號；

2008年8月26日頒予的名為「System and Method for Distributed Input Distributed Output Wireless Communication」的美國專利第7,418,053號；

名為「System and Method For Enhancing Near Vertical Incidence Skywave（“NVIS”）Communication Using Space-Time Coding」的美

國申請案第10/817,731號。

為了減少本專利申請案之大小及複雜度，下文未明確地闡述相關專利及申請案中之一些的揭示內容。為了獲得該揭示內容之完整詳細描述，請參看相關專利及申請案。

1. 系統模型

下文描述多使用者(MU)多天線系統(MAS)或MU-MAS，如圖1中所描繪，其由預編碼變換單元101、網路102及與N個用戶端器件UE1-UE4無線地通信之M個收發站103組成。預編碼變換單元101接收具有意欲用於不同用戶端器件之不同網路內容(例如，自網頁伺服器或其他網路源串流傳輸的視訊、網頁、視訊遊戲、文字、語音，等等 C1-C5)之N個資訊串流。下文中，吾人使用術語「資訊串流」來指代經由網路發送的含有可根據某一調變/寫碼方案或協定而解調變或解碼為獨立串流以產生某一語音、資料或視訊內容的資訊之任一資料串流。在一個實施例中，資訊串流為攜載可經解調變或解碼為獨立串流的網路內容之位元序列。在一個實施例中，經由網路而將此網路內容遞送至預編碼變換單元101。可使用任一類型之網路存取技術，包括有線及無線。額外地，網路可為區域網路(例如，LAN、WLAN等)、廣域網路、網際網路或其任一組合。

在一個實施例中，預編碼變換單元101處理與每一用戶端器件UE1-UE4建立的每一通信頻道之頻道狀態資訊(CSI)以產生一預編碼變換。在另一實施例中，將頻道品質資訊(例如，信雜比，等等)或統計頻道資訊(例如，空間協方差矩陣，等等)用以計算預編碼變換。預編碼變換可為線性的(例如，迫零[1]、區塊對角化[2]、矩陣求逆，等等)或非線性的(例如，髒紙編碼[3-5]或湯姆林森-哈拉希瑪(Tomlinson-Harashima)預編碼

[6-7])。

在一個實施例中，預編碼變換單元101利用預編碼變換來將來自網路內容C1-C5之N個資訊串流(根據某一演算法)組合成M個位元串流。下文中，吾人使用術語「位元串流」來指代不一定含有任何有用之資訊位元且因此無法被解調變或解碼為獨立串流以擷取網路內容的任何位元序列。在本發明之一個實施例中，位元串流為由預編碼變換單元產生且相對於待發送至M個收發站103中之一者的給定數目之位元加以量化的複數基頻信號。在一個實施例中，經由網路102(其可為有線/無線、網際網路、廣域網路、或區域網路，或其任一組合)將M個位元串流自預編碼變換單元發送至M個收發站103。

最後，M個收發站103發送位元串流至用戶端器件UE1-UE4，該等用戶端器件恢復資訊串流並解調變網路內容。注意，系統中的用戶端之數目K可為任一值。舉例而言，若K>M，則經由相關專利及申請案中及先前技術中描述之不同技術(例如，TDMA、FDMA、OFDM、CDMA等等)而將額外(K-M)個用戶端多工化。又，若K<=M但K<N，則一個以上資訊串流可用於一些用戶端器件。若彼等用戶端器件藉由使用現有MIMO或DIDO技術而配備多個天線，則其可解調變多個資訊串流。

本發明之一個重要特徵為MU-MAS將資訊串流變換成在網路上發送至收發站103的位元串流，使得用戶端器件UE1-UE4當同時自所有收發站接收位元串流時可恢復資訊串流。吾人觀察到，不同於先前技術，經由網路發送之M個位元串流為一些或所有N個資訊串流的組合。因此，若用戶端器件必須自M個收發站中之僅一者接收位元串流(甚至假定自該站台至用戶端之良好鏈路品質及SNR)，則該資訊將完全無用且將不可能恢復原

始網路內容。僅有藉由自M個收發站之所有或子集接收位元之串流，每一用戶端器件才可恢復資訊串流並解調變網路內容C1-C5。

在本發明之一個實施例中，MU-MAS為由如圖2中所示及在上文引用之相關專利及申請案中描述的集中式處理器(CP)201、基地收發站(BTS)203及使用者設備(UE)UE1-UE4組成的分散式輸入分散式輸出(DIDO)系統。BTS可如圖2中直接地連接至CP 201或如圖3中描繪經由基地台網路(BSN)301連接至CP 201。在另一實施例中，網路內容C1-C5及BTS 203如圖4中皆經由同一網路401連接至CP 201，網路401可為有線/無線區域網路、廣域網路及/或網際網路。

為了使用戶端器件自所接收之資訊串流可靠地恢復網路內容，無線頻道必須具有一充分數目之自由度或等效地必須具有高空間分集。空間分集取決於收發站203及用戶端器件UE1-UE4之空間分佈，以及傳播環境中的多路徑之空間分佈(或頻道角分散)。下文描述用於評估無線頻道之空間分集的不同量度，該等量度將用於本申請案中稍後描述之技術及方法中。

2. 分集量度及頻道模型

在目標用戶端k處的所接收信號由下式給出

$$\mathrm{r}_k=\mathrm{H}_k\mathrm{W}_k\mathrm{s}_k+\mathrm{H}_k\sum_{\substack{u=1\\u\neq k}}^{K}\mathrm{W}_u\mathrm{s}_u+\mathrm{n}_k \qquad (1)$$

其中$k=1,\cdots,K$，其中K為用戶端之數目。此外，$\mathrm{r}_k\in\mathrm{C}^{R\times M}$為含有用戶端$k$處之接收資料串流的向量，假定在用戶端器件處有$M$個傳輸DIDO天線及$R$個接收天線；$\mathrm{s}_k\in\mathrm{C}^{N\times 1}$為至主DIDO叢集中之用戶端$k$的傳輸資料串流之向量；$\mathrm{s}_u\in\mathrm{C}^{N\times 1}$為至主DIDO叢集中之用戶端$u$的傳輸資料串流之向量；$\mathrm{n}_k\in\mathrm{C}^{N\times 1}$為用戶端$k$之R個接收天線處的加成性白高斯雜訊(AWGN)之向量；$\mathrm{H}_k\in\mathrm{C}^{R\times M}$為用戶端$k$處的自$M$個傳輸DIDO天線至$R$個接收天線的DIDO頻道

矩陣；$\mathbf{W}_k \in \mathbf{C}^{M\times R}$為應用於主DIDO叢集中之用戶端$k$的DIDO預編碼權重之矩陣；$\mathbf{W}_u \in \mathbf{C}^{M\times R}$為應用於主DIDO叢集中之用戶端$u$的DIDO預編碼權重之矩陣。

為了簡化記法且不失一般性，吾人假定所有用戶端皆配備R個接收天線且存在M個DIDO分散式天線，其中$M \geq (R\cdot K)$。若M大於接收天線之總數，則將額外傳輸天線用以預先消除對目標用戶端的干擾或經由相關專利及申請案(包括7,599,420；7,633,994；7,636,381及申請案第12/143,503號)中描述之分集方案改良至同一叢集中之用戶端的鏈路穩健性。

計算DIDO預編碼權重以預先消除用戶端間干擾。舉例而言，相關專利及申請案(包括7,599,420；7,633,994；7,636,381及申請案第12/143,503號以及[2])中描述之區塊對角化(BD)預編碼可用以移除用戶端間干擾，使得在主叢集中滿足以下條件

$$\mathbf{H}_k \mathbf{W}_u = 0^{R\times R};\quad \forall u=1,\ldots,K; \text{其中} u\neq k \text{。} \tag{2}$$

將條件(2)代入(1)中，吾人獲得用於目標用戶端k之所接收資料串流，其中使用者間干擾被移除

$$\mathbf{r}_k = \mathbf{H}_k \mathbf{W}_k \mathbf{s}_k + \mathbf{n}_k \text{。} \tag{3}$$

吾人將使用者k之有效頻道矩陣定義為

$$\tilde{\mathbf{H}}_k = \mathbf{H}_k \mathbf{W}_k \text{。} \tag{4}$$

本發明之一個實施例將分集量度定義為(4)中的有效頻道矩陣之最小奇異值在所有用戶端中之最小值

$$\lambda_{\min} = \min_{k=1,\ldots,K} \lambda_{\min}^{(k)}(\tilde{\mathbf{H}}_k) \text{。} \tag{5}$$

另一實施例係使用藉由將來自每一用戶端之頻道矩陣定標(stake)為

$$\overline{\mathbf{H}}=\begin{bmatrix}\mathbf{H}_1\\ \vdots\\ \mathbf{H}_K\end{bmatrix} \tag{6}$$

而獲得的複合DIDO頻道矩陣之最小或最大奇異值或條件數。

條件數(CN)經定義為複合DIDO頻道矩陣之最大奇異值與最小奇異值之間的比，如下

$$\mathrm{CN}=\frac{\lambda_{\max}(\overline{\mathbf{H}})}{\lambda_{\min}(\overline{\mathbf{H}})} \tag{7}$$

接下來，吾人定義將用以模擬本申請案中描述之系統及方法在實際傳播條件中的效能的不同頻道模型。吾人使用熟知Kronecker結構[8,9]並模型化具有交叉相關輸入項 $r_{i.j}=\rho_c^{|i-j|}$ (其中 $i\neq j$)及由下式(8)給出之自相關輸入項的空間協方差矩陣

$$\mathrm{r}_{i,i}=\begin{cases}\rho_a & i=1\\ \dfrac{(N-\rho_a)(N-i+1)}{\sum_{n=1}^{N-1}n} & i>1\end{cases}。 \tag{8}$$

(8)中之模型的優點在於其允許吾人將空間協方差矩陣之對角輸入項僅寫為一個參數 ρ_a 之函數。

吾人定義傳輸空間協方差矩陣之三個不同頻道模型：i) 其中 $\rho_c=0.00001,\rho_a=1$ 之「i.i.d.模型」，其近似於獨立恆等分佈模型；ii) 其中 $\rho_c=0.8,\rho_a=1$ 之「高交叉相關模型」，其模擬天線具有相等傳輸功率且彼此接近(例如，MIMO系統中之拐角狀況)藉此產生高交叉相關係數之無線系統；iii)其中 $\rho_c=0.00001,\rho_a=5.9$ 之「高自相關模型」，其模擬天線分散在大區域中而產生低空間相關但其中一個天線歸因於其接近於所有用戶端(例如，DIDO系統中之拐角狀況)而功率超過所有其他天線之無線系統。使用此等三個模型時DIDO 6×6系統之模擬傳輸協方差矩陣經展示於**圖5**中。在下文中呈現之所有結果中，吾人假定接收協方差矩陣為單位矩陣，因為用

戶端被假定為散佈在大區域中、彼此相隔若干波長。

圖6展示上文描述之三個頻道模型的分集量度(亦即，最小奇異值)之累積密度函數(CDF)以及為信雜比(SNR)之函數的符號錯誤率(SER)效能。吾人觀察到在「高交叉相關模型」及「高自相關模型」中之SER效能歸因於缺少空間分集而降級。在「高交叉相關模型」中，分集之缺少係歸因於跨MIMO陣列之傳輸天線的高空間相關。在「高自相關模型」中，減少之分集係歸因於傳輸天線中之一者相對於其他者的傳輸功率不平衡。改良「高交叉相關模型」中之空間分集之一種方式係將天線遠遠間隔開，此在實際MIMO系統中可能係不能允許的。在「高自相關模型」中，可藉由如本專利申請案中稍後描述的跨分散式天線平衡傳輸功率而增加分集。

吾人收集針對多種傳播條件的DIDO系統中之分集量度。在實驗活動中，吾人使用安裝在如**圖7**中所示的Palo Alto市區中之不同建築物中之DIDO BTS。吾人藉由在多種傳播情形中並在具有Palo Alto市區周圍之傳輸BTS及接收天線位置之不同組合的情況下量測DIDO 2×2系統的(5)中之「空間選擇性指示符」(SSI)而開始。

圖8展示作為空間協方差矩陣之最大自相關及交叉相關係數之函數的SSI。每一點係藉由在5秒週期內平均空間協方差矩陣而獲得，5秒週期足以達到在實驗中考慮之速度(亦即，固定用戶端以及用戶端在3 mph下移動)下的衰落效應之平均數。吾人觀察到當最大交叉相關為「0」(亦即，歸因於天線之間的大實體間隔或高頻道角分散，傳輸天線之間的低空間相關)且最大自相關為「1」(亦即，跨傳輸天線之良好功率平衡)時獲得SSI之最高值(指示高頻道空間選擇性)。偏離於此等兩種狀況之任一情形皆產生低SSI值及低空間分集。

圖9展示上文描述之三個頻道模型之SSI結果。**圖9a**中之「i.i.d.」狀況指示DIDO BTS實體地彼此遠離之情形；「高交叉相關」狀況係藉由將傳輸天線按一個波長間隔開同時允許用戶端在涵蓋區域中四處移動而獲得；「高自相關」狀況係藉由將所有用戶端接近於**圖7**中之天線10置放使得其功率超過另一傳輸器而獲得。每一曲線中之粉紅色圓指示自相關係數及交叉相關係數之平均。在**圖9b**中，平均交叉相關歸因於小天線間隔而自**圖9a**增加，且平均自相關歸因於傳輸功率平衡而減少。反之亦然，在**圖9c**中，平均自相關歸因於傳輸功率不平衡而增加，且平均交叉相關歸因於BTS之間的較大天線間隔而減少。

圖10比較上述三種情形中的SSI之累積密度函數(CDF)。吾人觀察到i.i.d.狀況與其他兩個頻道條件相比產生最佳效能。

接下來，吾人分析DIDO系統之信號對雜訊加失真比(SNDR)及SER效能如何根據空間及時間變化而變化。空間變化係經由上文定義之SSI而量測。時間變化係經由「時間選擇性指示符」(TSI)而量測。本發明之一個實施例將TSI定義為來自DIDO系統中的一些或所有傳輸天線之複數頻道增益之總和的絕對值。追蹤頻道變化、強衰落率或持續時間之任何其他量度可用作TSI。**圖11**中之頂部列展示對於一個量測集的DIDO 2×2系統中之兩個用戶端器件的SNDR。第二列描繪TSI：吾人觀察到用戶端1之TSI為平坦的，因為用戶端1為固定的，而用戶端2之TSI歸因於用戶端之行動性而隨時間衰落。第三列展示針對兩個傳輸器中之每一者的SSI以及自相關係數。吾人觀察到當兩個自相關係數接近「1」時，SSI增加。

圖12將上述結果全部組合於一個曲線上。對於第一接收器(亦即，RX1)，吾人觀察到即使用戶端係固定的且TSI為平坦的，SNDR跡線仍衰

落。實際上，歸因於RX2之行動性，SSI隨時間而改變且彼等變化亦產生RX1之SNDR衰落。此外，吾人觀察到SSI可獨立地於TSI衰落。實際上，TSI衰落指示歸因於多路徑之破壞性干擾的來自兩個傳輸器之不良信號品質，但DIDO頻道仍可具有足夠空間自由度(亦即，大SSI)以支援多個空間資料串流。或者，SSI衰落指示DIDO頻道矩陣為奇異的且不能支援多個平行資料串流，但來自所有傳輸天線之信號品質可仍係良好的，從而產生大的TSI。本發明使用TSI、SSI或兩個量度之組合來評估頻道分集並調整系統參數以增強分集。

SSI可用以量測並預測DIDO系統中之同調性區域。舉例而言，本發明之一個實施例量測SSI，隨時間而追蹤其，且預測其將來特性。基於該預測，其調適傳輸及接收系統參數(例如，用於傳輸的BTS之數目或接收資料串流的用戶端器件之數目)兩者。

圖13展示來自RX2自一具有高功率不平衡之位置移至具有低功率不平衡之另一位置的第二頻道情形之結果。此變化之結果為SSI改良。**圖14**展示同一量測情形之彙總：吾人甚至觀察到RX1(固定用戶端)之效能隨SSI增加而改良。

吾人在傳播條件之大集合中比較SNDR效能與SSI。**圖15**在a)中描繪SNDR對平均SSI且在b)中描繪SNDR對SSI之標準偏差。每一點表示在5秒週期內收集之一量測。紅色實線表示所有量測點之線性回歸，其中量測結果之上部10%及下部10%已被從回歸計算中移除。吾人觀察到平均SNDR歸因於可用於無線頻道中之大空間分集而在**圖15a**中隨平均SSI增加而增加。舉例而言，由大功率不平衡表徵之情形產生導致低SNDR之低平均SSI。此外，在**圖15b**中，平均SNDR歸因於歸因於用戶端行動性之SSI之

頻繁強衰落而隨SSI之標準偏差增加而減少。注意，在實際系統中，可經由流動平均技術或使用遺忘因子的方法而計算SSI之平均值及標準偏差以實現有效記憶體使用及計算複雜度減少。

圖16展示時間頻道變化之類似結果。SNDR歸因於由用戶端之行動性及都卜勒效應引起的時間上之強衰落而隨TSI之標準偏差增加而減少。

本發明之另一實施例使用條件數(CN)作為SSI。在**圖17b**中，方程(7)中定義之CN係繪製為最小自相關係數及最大交叉相關係數之函數，其中每一點為100毫秒資料之結果。與有效頻道矩陣之最小奇異值相反，較低CN指示具有高空間分集之頻道。**圖17a**展示經定義為CN的SSI之CDF。**圖18**描繪**圖17a**之三維版本。

圖19展示作為平均CN之函數的平均SNDR。每一點表示20秒資料上之平均。吾人觀察到SNDR隨平均CN之值增加而降級。

3. 用於傳輸天線選擇之方法

增加無線鏈路中之空間自由度的一種方式係添加比系統中之用戶端之數目更多的傳輸天線並在滿足某一SSI效能目標之天線中進行選擇。已知此演算法為如[10]及吾人之先前專利申請案US 7,636,381中描述之傳輸天線選擇。在一個實施例中，首先識別傳輸天線子集之所有可能組合。接著，計算天線集中之每一天線集的SSI。最後，最大化分集量度或SSI之集合經選擇為最佳傳輸天線子集。

圖20展示在假定相同每一天線傳輸功率時i.i.d.頻道中之不同階DIDO系統之效能。因為CDF自2×2至8×8向左偏移，隨著傳輸天線之數目增加，SSI降級，但SER效能針對任何階DIDO係類似的。

圖21展示i.i.d.頻道中DIDO 4×4之模擬效能。天線選擇視目標SER而

提供SNR之顯著增益。舉例而言，在1%之SER目標下，藉由添加兩個額外天線，增益為12 dB，或在0.1%之目標下，該增益增加直至18 dB。又，**圖21b**展示，歸因於增強之空間分集，SSI之CDF藉由天線選擇而改良。注意，在圖21中，吾人繪製有效頻道矩陣之最小奇異值的最大值(在所有可能傳輸天線子集上)。吾人以分貝為單位將圖21b中之CDF的平均值定義為

$$D_{dB}=20\log_{10}(\mathrm{E}\{\max(\lambda_{\min})\}) \tag{9}$$

圖22展示作為(9)中的分集量度之增益之函數的SNR之增益。表a)中之值係自**圖21a**中之模擬SER效能獲得。在**圖22b**中，吾人觀察到在兩個增益之間的接近線性關係。在本發明之一個實施例中，將平均SSI用以決定是使用還是不使用選擇演算法。實際上，天線選擇演算法需要額外計算複雜度，此係因為必須針對所有天線子集計算SSI。理解在何頻道條件下真正需要天線選擇演算法允許在不必要時關閉該演算法，藉此改良系統之計算複雜度。舉例而言，若平均SSI在某一臨限之上，則無需觸發天線選擇演算法且將固定數目之天線用於傳輸。若平均SSI減少(例如，歸因於用戶端之行動性)，則演算法將觸發天線選擇演算法以使得將最佳天線子集選擇用於在無線鏈路上進行傳輸。

可藉由分析來自實際量測之實驗資料而預先計算SSI臨限。舉例而言，**圖23**展示SNDR、SSI(指示為$\lambda_{\min}$)及TSI(為來自經指示為TX1,…,M的每一傳輸器之複數頻道增益之絕對值)之跡線。注意吾人故意自TSI跡線減去20 dB以將所有跡線擬合同一曲線同時避免重疊。在此實驗中，第一用戶端RX1為固定的，而第二RX2為行動的。吾人觀察到甚至對於固定用戶端，SNDR跡線亦歸因於SSI跡線中之衰落而隨時間而變化。詳言之，每

當SSI降低至-10 dB之下時，SNDR經歷強衰落。吾人選擇-10 dB作為SSI之臨限。本發明不限於SSI之此值，且可基於不同效能準則選擇其他值。對於行動用戶端，強衰落係由SSI衰落抑或TSI衰落引起。如上文觀察，此等兩種類型之衰落係不相關的且可發生在不同時間。

圖24展示在與**圖23**中相同之路線上但使用兩個額外天線獲得的結果。注意，SNDR跡線未與圖24中之跡線對準，因為瞬時頻道歸因於快速衰落效應而在實驗間不同。吾人觀察到，藉由添加兩個額外天線及執行傳輸天線選擇演算法，有可能自SSI跡線移除強衰落並改良兩個用戶端之SNDR效能。**圖24a**展示固定用戶端不經歷任何SNDR強衰落。**圖24b**展示行動用戶端之SNDR衰落僅歸因於TSI，而SSI衰落被完全移除。

本發明之一個實施例掃描可用傳輸天線子集，直至到達提供高於預定義臨限之SSI的第一子集為止。一旦發現該子集，搜尋便停止，藉此減少演算法之計算複雜度。

在**圖23**及**圖24**中，吾人觀察到SSI展現強衰落週期與高增益週期交替的結構化特性。在SSI之連續樣本之間的此時間相關可用以減少天線子集選擇演算法之複雜度。在一個實施例中，同一天線子集經保存直至SSI經歷強衰落且其值降低至預定義臨限之下為止。在另一實施例中，系統追蹤在過去已被選擇的天線子集之統計資料，且僅選擇用於將來傳輸之彼等天線子集。

減少系統之計算複雜度的另一方式係減少待經由天線選擇方法從中進行選擇的傳輸天線之組合的數目。**圖25**至**圖28**展示DIDO 4×2、6×4、8×6及10×8系統的模擬SER效能及SSI之CDF。所有此等系統使用比用戶端之數目多兩個之額外天線。展示針對天線子集之不同數目Ns的效能。

吾人觀察到，對於任何DIDO階，傳輸天線之10個或較少之子集就足以接近地近似得到相同系統的使用天線子集之所有可能組合之SER效能。減少天線子集之數目可產生計算複雜度之顯著減少，因為無需針對所有天線子集計算SSI。本發明之一個實施例選擇有限數目個子集，作為減少系統之計算複雜度同時維持系統效能接近於理想效能的方式。

本發明之一個實施例使用SSI與TSI之組合來選擇最佳天線子集。舉例而言，選擇提供最大SSI及TSI之天線子集。另一實施例定義第一選擇階段，其識別提供在預定義臨限之上的SSI之所有天線子集。接著，第二選擇階段選擇產生最大TSI之子集。或者，定義用於TSI的另一臨限，且選擇滿足SSI及TSI臨限兩者之子集。

藉由定義「頻率選擇性指示符」(FSI)，上文針對單載波系統描述的所有方法及結果可直接擴展至多載波及/或OFDM系統。舉例而言，在OFDM系統中，每一載頻調經歷一頻率平坦頻道。接著可逐載頻調地應用上文描述之所有方法。在另一實施例中，將SSI、TSI及FSI之不同組合用以根據上文定義之準則選擇最佳天線子集。

最後，吾人展示在多種傳播條件下的天線選擇演算法之效能。**圖29**描繪平均SNDR(在5秒週期內)對平均SSI。大的平均SSI指示具有高空間分集之頻道，藉此產生大的平均SNDR。吾人觀察到用於自DIDO 2×2至4×2之天線選擇之兩個額外天線增加了平均SNDR及SSI兩者。在**圖30**中展示針對DIDO 4×4及6×4之類似結果。

圖31描繪針對DIDO 2×2及4×2的作為TSI之標準偏差之函數的平均SNDR。高標準偏差指示歸因於使SNDR效能降級之都卜勒效應的大時間選擇性。**圖32**中展示針對DIDO 4×4及6×4之類似結果。

最後，**圖33**比較上文考慮的所有四個DIDO系統之瞬時SSI之CDF。吾人觀察到當切換至較高階DIDO時，歸因於減少之自由度，4×4具有比2×2差的CDF效能。在兩種狀況下，藉由傳輸選擇演算法添加2個額外天線皆產生SSI效能的顯著改良。

4. 用於使用者選擇之方法

在一個實施例中，經由使用者選擇在DIDO頻道中增強空間分集。在此實施例中，若對於可用於系統中的給定數目之傳輸天線而言，在無線頻道中不存在足夠的自由度，則系統卸除至一或多個用戶端之傳輸。此技術可使用SSI來量測無線鏈路中之空間分集。當SSI降低至預定義臨限之下時，卸除一或多個用戶端。

在本發明之一個實施例中，移動得最快的用戶端被卸除。實際上，經歷最高都卜勒效應之用戶端最可能經歷強衰落。另一實施例利用TSI及FSI來選擇具有較低頻道品質之用戶端並卸除該用戶端。當用戶端被卸除時，在該週期內傳輸之位元被破壞且彼等位元可經由前向錯誤校正(FEC)寫碼而恢復。另一實施例利用替代性多工技術(諸如，TDMA、FDMA、OFDMA或CDMA)來伺服被卸除之用戶端。

圖34展示來自具有約20秒資料之一特定量測集之結果。第一列描繪經表示為RX1(固定用戶端)及RX2(行動用戶端)之兩個用戶端的經量測之SNDR跡線；第二列為具有固定至10 dB之目標以可靠地解調變4-QAM群集的經模擬SNDR；第三列為經模擬SER；最後，第四列描繪SSI及自相關係數。吾人觀察到即使RX1為固定的，其SNDR仍歸因於缺乏空間分集(如由低SSI所指示)而降低至目標之下。若SSI目標太低(亦即，圖中之-20 dB)，則使用者選擇演算法不會被觸發且RX1經歷嚴重SER降級。

圖35展示SSI目標升高至-15 dB且結果SER效能改良的狀況。藉由將目標SSI進一步升高至如**圖36**中之-10 dB而達成進一步改良，在該狀況下，RX1之SER在整個量測持續時間期間減少至零。在此狀況下，SSI臨限係基於SER效能而判定，但本發明不限於此且任一其他效能準則可用於此。

5. 用於傳輸功率平衡之方法

傳輸功率不平衡發生在多數或所有用戶端在一BTS周圍並遠離所有其他BTS時，使得一個BTS功率超過其他BTS。傳輸功率不平衡減少頻道空間分集(亦即，減少SSI)，藉此不利地影響系統效能。**圖37**中展示一例示性情形，其中多個UE 3701(經識別為正方形)叢集於一個特定BTS 3702(以圓圈識別)周圍，並遠離其他BTS而定位。此情形將發生在(例如)在一位置中用戶端之群組參與一事件且所有其他BTS遠離時。本發明之一個實施例適應性地調整BTS之功率以使得平衡所有用戶端處自所有BTS接收之功率。在本發明之一個實施例中，功率超過所有其他BTS的BTS之功率被減少，直至由用戶端接收之功率與自所有其他BTS接收之功率平衡為止。在本發明之另一實施例中，來自所有其他BTS之功率增加，直至自所有BTS至每一用戶端的接收功率位準被平衡為止。

在利用頻道互易性之TDD系統中，下行鏈路之頻道狀態資訊(CSI)係自上行鏈路獲得。上行鏈路訓練信號係由BTS之接收器處的ADC量化，且因而其具有有限動態範圍，此取決於ADC之位元的數目。若所有用戶端叢集在BTS中之一者周圍，則用於該BTS之CSI將具有比來自所有其他BTS之CSI大得多的振幅，且因而其將使DIDO頻道矩陣奇異且限制鏈路之空間自由度。其為傳輸功率不平衡之效應。在不利用頻道互易性之FDD

系統或TDD系統中，同一問題在亦配備ADC之用戶端器件之接收器處出現。此外，CSI可需要在經由無線鏈路發送之前經由有限反饋技術被量化或映射至位元。該量化再次限制CSI之動態範圍，並當BTS中之一者功率超過其他者時產生功率不平衡。本文中描述的本發明之實施例使用用於防止MU-MAS及DIDO系統中的功率不平衡的技術。

如**圖13**中所示，識別傳輸功率不平衡之一種方式係藉由查看自相關係數ρ_a：當自相關值近似於BTS之數目(假定傳輸空間協方差矩陣以等於BTS之數目的跡線正規化)時，系統經歷傳輸功率不平衡。舉例而言，在功率不平衡的DIDO 4×4系統中，一個自相關係數將接近「4」且所有其他自相關係數將接近零。相反地，在完全平衡的系統中，所有自相關係數將為「1」。

傳輸功率不平衡會不利地影響系統之效能。舉例而言，**圖38**展示針對最大自相關係數之不同值的不同階DIDO系統之SER效能。當最大自相關係數減少至「1」時，SER效能接近理想i.i.d.狀況。此等SER結果可用以定義區分平衡系統與不平衡系統之臨限。可藉由數值、分析或經驗方法來判定此等自相關臨限。舉例而言，在**圖38**中，臨限經選擇，使得SER效能與理想i.i.d.效能相比不會降級3 dB以上。然而，本發明不限於此效能準則且可使用量測系統效能的任何其他準則。本發明之另一實施例使用一遲滯迴路，在該遲滯迴路中如**圖38**中之表中，兩個不同臨限經定義用於自相關係數。

圖39展示針對最大自相關之不同值的SSI之CDF。吾人觀察到，增加最大自相關歸因於減少空間分集而產生較差之SSI效能。

本發明之實施例提議用於跨MU-MAS或DIDO系統中之所有BTS平衡

傳輸功率之不同方法。此等方法可以規則速率執行。在一個實施例中，所提議方法在每一執行循環執行一次。然而，視正使用之系統的約束條件而定，可使用較低速率。下文中，吾人詳細地描述此等方法。

本發明之一個實施例旨在將每一BTS之傳輸功率保持在最大可能位準，同時留在自相關臨限內。吾人定義兩個不同臨限，如**圖38**中所示。上臨限MAX_AUTO_CORR表示自相關數導致空間分集之顯著降低所在的點。若自相關數超過此臨限，則系統效能將存在大的降低。

下臨限MIN_AUTO_CORR充當緩衝器以防止系統太頻繁地改變功率設定。若給定BTS具有一在MIN_AUTO_CORR之下的自相關數，則其可安全地增加其傳輸增益值(假定傳輸增益還未經設定為其最大值)。注意，傳輸增益可為RF鏈中之功率放大器的類比增益及/或對應於DAC之某一位準的數位增益。若自相關係在MIN_AUTO_CORR與MAX_AUTO_CORR之間，則不採取動作。若在此例項中要增加功率，則其可增加自相關數直至自相關數在MAX_AUTO_CORR之上為止，在該點處功率將被減少直至自相關數在MAX_AUTO_CORR之下為止，等等。此效應將使功率經常地改變，此係效率低下的且可潛在地引起效能降級。

方法之一個實施例在**圖40**中加以說明且其相關聯偽碼經描述如下：

```
BEGIN
  INITIALIZE txGain for each BTS
  SET highestAutoCorrNum = 0
  SET K = 0
  REPEAT WHILE K < number of BTSs
    IF auto correlation number for BTS K > highestAutoCorrNum THEN
```

```
    SET maxAutoCorrNum = auto correlation number of BTS K
    SET N = K
  END IF
  INCREMENT K
END REPEAT
IF highestAutoCorrNum > MAX_AUTO_CORR AND
txGain for BTS N > MIN_TX_GAIN THEN
  Decrease the txGain for BTS N by TX_GAIN_STEP
  Set radio TX gain for BTS N = txGain for BTS N
SET K = 0
REPEAT WHILE K < number of BTSs
  IF txGain for BTS K < MAX_TX_GAIN AND
    auto correlation number for BTS K < MIN_AUTO_CORR THEN
    INCREASE txGain for BTS K by TX_GAIN_STEP
    SET radio TX gain for BTS K to txGain for BTS K
  END IF
  INCREMENT K
END REPEAT
END
```

總之，此方法首先判定哪一BTS具有最高相關。該相關值連同相應BTS之索引一起被儲存。接著，若最高相關在上臨限之上，則傳輸增益減少。傳輸增益將不減少至低於所定義的最小值。接著，對於每一BTS，若最高相關在最低值之下，則傳輸增益增加。若最高自相關數在兩個臨限之

間，則不採取動作。此係所提議方法之目標操作模式。

轉至**圖40**之具體細節，在4001處，變數highestAutoCorrNumber及K被原始化為零。步驟4002及4004確保該迴圈對於每一BTS重複。在4002處，若K之當前值當前小於BTS之數目，則在4003處，進行關於BTS K之自相關數是否大於當前最高自相關數的判定。若大於，則在4005處，變數highestAutoCorrNum經設定為BTS K之自相關數(亦即，BTS K具有最高自相關數)且控制變數N經設定為等於K。

在4006處，若highestAutoCorrNum大於最大自相關(MAX_AUTO_CORR)且BTS N之傳輸增益(txGain)大於最小傳輸增益(MIN_TX_GAIN)，則在4008處，使用指定步長(TX_GAIN_STEP)來減少BTS N之傳輸增益且BTS N之無線電的txGain經設定為新txGain值。

在4009處，控制值K經設定為等於零。步驟4010確保每一BTS皆由步驟4011至4012之迴圈處理。亦即，若K當前小於BTS之數目(亦即，若未分析所有BTS)，則在4011處，進行關於BTS K之自相關數是否小於最小自相關(MIN AUTO CORR)且BTS K之txGain是否小於最大可允許傳輸增益值(MAX_TX_GAIN)的判定。若兩個條件皆被滿足，則在4012處，使BTS K之傳輸增益增加預定義步長(TX_GAIN_STEP)且在BTS K之無線電上設定新的txGain。在4013處，使控制值K遞增，且在4010處，若K等於BTS之數目(亦即，每一BTS皆已被分析)，則程序終止。

在本發明之另一實施例中，自相關值經映射至傳輸增益值。一個實施例使用下文所展示之線性映射。儘管線性映射實施起來簡單，但自相關對系統效能的不利影響並未線性地縮放。通常，僅在自相關數達到其最大值之某一分數之後系統效能才受到顯著影響。舉例而言，僅在最大自相關

在1.95(或其最大值之97.5%)以上時DIDO 2×2效能才受到嚴重影響。另一映射演算法可利用指數函數或經設計以在此等範圍內操作之另一冪函數，而非線性函數。

方法之一個實施例在**圖41**中加以說明且其偽碼經描述如下：

```
BEGIN
  INITIALIZE txGain for each BTS
  SET K = 0
  REPEAT WHILE K < number of BTSs
    SET autoCorr = auto correlation number for BTS K
    SET txGain for BTS K =
(MAX_TX_GAIN - MIN_TX_GAIN)*(1 - autoCorr/nTX) + MIN_TX_GAIN
    INCREMENT K
  END REPEAT
```

此方法取一自相關數並將其直接縮放成一傳輸增益值。此方法中之大部分複雜度係為了允許不同DIDO階以及MIN_TX_GAIN及MAX_TX_GAIN之不同值。舉例而言，具有範圍在A與B之間的傳輸增益之DIDO 2×2系統的方程之最簡單形式將係：

$$(B-A)*(1-\frac{\rho_a}{2}) \tag{9}$$

舉例而言，自相關值2(DIDO 2×2之最高值)將導致該BTS之傳輸增益經設定為A=0(最低傳輸功率)，而自相關值0(DIDO 2×2之最低值)將導致該BTS之傳輸增益經設定為B=30(最高傳輸功率)。應注意，此等狀況中之兩者指示極端功率不平衡。在第一狀況(ρ_a=2.0)中，在UE中，此BTS的信號被太強地接收。在第二狀況(ρ_a=0.0)中，太強地接收另一BTS。根據需

要，完全平衡的系統(其中對於兩個BTS，ρ_a=1.0)將導致傳輸增益維持在15(為預設值)。

轉至**圖41**之具體細節，在4101處，控制變數K經原始化為0。在4102處，若K小於被觀察之BTS之數目，則執行4103中闡述之操作。特定言之，變數autoCorr經設定為等於BTS K之當前自相關數。另外，BTS K之變數txGain經設定為等於最大傳輸增益值與最小傳輸增益值之間的差(MAX_TX_GAIN-MIN_TX_GAIN)乘以(1-autoCorr/nTX)並加上最小傳輸增益值(MIN_TX_GAIN)。控制變數K接著被遞增直至K=BTS之數目。程序接著終止。

先前兩個方法經設計以在單一步驟中調整每一BTS之傳輸增益。本發明之另一實施例定義一總是調整僅兩個BTS之功率的方法。然而，藉由此方法，在某些情形中，一或多個BTS可在長時期內維持在低傳輸功率設定。因此，在實際系統中，此方法將與類似於方法1之演算法(使用如**圖40**中之臨限)組合，其中若每一BTS之自相關數在MIN_AUTO_CORR之下，則該BTS之功率增加。

上文描述之方法3的偽碼如下：

```
BEGIN
  INITIALIZE txGain for each BTS
  SET highestAutoCorrNum = 0
  SET lowestAutoCorrNum = MAX_AUTO_CORR
  SET K = 0
  REPEAT WHILE K < number of BTS
    IF auto correlation number for BTS K > highestAutoCorrNum THEN
```

```
    SET highestAutoCorrNum = auto correlation number of BTS K
    SET highestIdx = K
  ELSE IF auto correlation number for BTS K < lowestAutoCorrNum THEN
    SET lowestAutoCorrNum = auto correlation number of BTS K
    SET lowestIdx = K
  END IF
  INCREMENT K
END REPEAT
DECREASE txGain for BTS highestIdx by TX_GAIN_STEP
IF txGain for BTS highestIdx < MIN_TX_GAIN THEN
  SET txGain for BTS highestIdx = MIN_TX_GAIN
END IF
  SET radio TX gain for BTS highestIdx = txGain for BTS highestIdx
  INCREASE txGain for BTS lowestIdx by TX_GAIN_STEP
  IF txGain for BTS lowestIdx > MAX_TX_GAIN THEN
    SET txGain for BTS lowestIdx = MAX_TX_GAIN
  END IF
END
```

總之，此方法首先判定最大及最小自相關值並記錄相應BTS之索引。接著，將具有最高自相關之BTS的傳輸增益減少TX_GAIN_STEP，且將具有最低自相關之BTS的傳輸增益增加TX_GAIN_STEP。

最後，吾人展示在實際室外傳播情形中傳輸功率平衡方法之效能。**圖42**中描繪吾人考慮的第一種情形。由於兩個用戶端UE00、UE01接近

BTS 10而引起傳輸功率不平衡。**圖43**中展示在功率不平衡情況及在功率平衡情況下之條件數的分佈。

圖44至**圖46**展示以下三種不同狀況之頻道跡線(SNDR、SSI及TSI)：i)不使用傳輸功率平衡方法之DIDO 2×2；ii)使用傳輸功率平衡方法之DIDO 2×2；iii)結合天線選擇方法使用傳輸功率平衡方法之DIDO 4×2。SSI臨限經設定為-10 dB。吾人觀察到傳輸功率平衡及天線選擇方法有助於改良SSI跡線且因此改良SNDR效能。

圖47描繪不同情形，其中BTS 6為傳輸功率不平衡之源。**圖48**展示在不平衡情況及在平衡情況下的條件數分佈，且**圖49**至**圖51**描繪如前述之不同演算法之頻道跡線。再次，傳輸功率平衡及天線選擇方法兩者皆改良SSI及SNDR效能。

本發明之另一實施例使用傳輸功率平衡與天線選擇演算法之組合。在此方法中，提供最大自相關係數之額外天線被移除，且對於剩餘額外天線應用習知天線選擇演算法。舉例而言，**圖52**展示具有4個用戶端之DIDO系統的SER及SSI之CDF。當系統經歷傳輸功率不平衡時，DIDO 6×4之效能顯著降級。藉由移除產生大的自相關係數之BTS，如DIDO 5×4之SER曲線所示，系統效能得以顯著改良。

最後，**圖53**展示已被選擇用於傳輸的BTS及其相對使用率的統計資料。最後的曲線圖展示具有傳輸功率平衡及天線選擇之DIDO 5×4具有BTS1之零使用率，因為該BTS已由於高自相關值而被移除。

6. 參考文獻

[1] 1980年，紐約：Wiley，R. A. Monziano及T. W. Miller，適應性陣列之介紹(*Introduction to Adaptive Arrays*)。

[2] 2003年7月，IEEE Trans. Wireless Comm.，第2卷，第773頁至786頁，K. K. Wong, R. D. Murch及K. B. Letaief之「A joint channel diagonalization for multiuser MIMO antenna systems」；

[3] 1983年5月，*IEEE Transactions on Information Theory*, 第29卷，第3期，第439頁至441頁，M. Costa之「Writing on dirty paper」。

[4] 2000年11月，*Proceedings of International Symposium on Information Theory*，Honolulu, Hawaii，U. Erez, S. Shamai (Shitz)及R. Zamir之「Capacity and lattice-strategies for cancelling known interference」。

[5] 2003年7月，IEEE Trans. Info. Th.，第49卷，第1691頁至1706頁，G. Caire及S. Shamai之「On the achievable throughput of a multiantenna Gaussian broadcast channel」。

[6] 1971年3月，*Electronics Letters*，第138頁至139頁，M. Tomlinson之「New automatic equalizer employing modulo arithmetic」。

[7] *Transactions of the Institute of Electronic*，H. Miyakawa及H. Harashima之「A method of code conversion for digital communication channels with intersymbol interference」

[8] 2000年3月，IEEE Trans. Comm.，第48卷，第3期，第502頁至513頁，D.-S. Shiu, G. J. Foschini, M. J. Gans及J. M. Kahn之「Fading correlation and its effect on the capacity of multielement antenna systems」。

[9] 2002年8月，IEEE Jour. Select. Areas in Comm.，第20卷，第6

期，第1211頁至1226頁，J. P. Kermoal, L. Schumacher, K. I. Pedersen, P. E. Mogensen及F. Frederiksen之「A stochastic MIMO radio channel model with experimental validation」。

[10] 2007年3月，*IEEE Trans. on Signal Processing*，第55卷， 第3期，第1159頁至1171頁，R. Chen, R. W. Heath, Jr.及J. G. Andrews之「Transmit Selection Diversity for Unitary Precoded Multiuser Spatial Multiplexing Systems with Linear Receivers」。

【符號說明】

101	預編碼變換單元
102	網路
103	收發站
200	網路
201	集中式處理器(CP)
202	基地台網路(BSN)
203	基地收發站(BTS)
204	控制器(CTR)
301	基地台網路(BSN)
302	控制器(CTR)
401	網路
3701	使用者設備(UE)
3702	基地台網路(BSN)
UE1	用戶端器件/使用者設備(UE)
UE2	用戶端器件/使用者設備(UE)

UE3	用戶端器件/使用者設備(UE)
UE4	用戶端器件/使用者設備(UE)
UE00	用戶端
UE01	用戶端

【發明申請專利範圍】

【第1項】

一種在一無線功率傳輸系統內實施之方法，其中該系統包含複數個無線用戶裝置，一基地台，及與該基地台通信地耦合的複數個分散的天線，該方法包含：

從該複數個分散的天線同時傳輸多個經預編碼的無線電信號，該預寫碼創造故意的無線電信號干擾，該無線電信號干擾包括受到控制的建設性及破壞性射頻(RF)干擾波形，以便能夠在每一接收天線上進行無線功率接收，並且在該複數個分散的天線與該複數個無線用戶裝置之間的一共同的頻率內導致同時的複數個非干擾頻道。

【第2項】

如請求項1之方法，其進一步包含在該複數個無線用戶裝置　每一個處估計頻道狀態資訊(CSI)，以及在傳輸前使用該頻道狀態資訊(CSI)來預編碼資料串流，該預編碼使得該等頻道成為非干擾頻道。

【第3項】

如請求項2之方法，其中估計頻道狀態資訊(CSI)進一步包含傳輸一訓練信號至該複數個無線用戶裝置之每一個，該訓練信號係由該複數個無線用戶裝置之每一個解調變以估計該頻道狀態資訊(CSI)。

【第4項】

如請求項2之方法，其中該預編碼資料串流進一步包含使用自該複數個無線用戶裝置所收到的該估計頻道狀態資訊來計算複數個預編碼權重，該複數個預編碼權重之每一個與一特定的無線用戶裝置之非干擾頻道相關聯。

【第5項】

如請求項2之方法，其進一步包含：自一無線用戶裝置接收一請求以取得網路內容，透過一資料網路將該請求轉發至一伺服器，該伺服器具有儲存於其上該被請求的網路內容；從包含該被請求的網路內容的伺服器接收一回應；以及在透過該無線功率系統進行傳輸前，使用該頻道狀態資訊(CSI)來預編碼一含有該網路內容的資料串流。

【第6項】

如請求項1之方法，其中該複數個分散的天線係透過一高速基地台網路(BSN)通信地耦合至該基地台，該高速基地台網路(BSN)包括至少一光纖通信鏈路。

【第7項】

如請求項1之方法，其進一步包含：在該複數個無線用戶裝置的每一個處估計頻道狀態資訊(CSI)；在傳輸前使用該頻道狀態資訊(CSI)來預編碼資料串流已產生多個預編碼基頻資料串流；以及在透過該複數個分散的天線的每一個傳輸前，以一標明的載波頻率來調變該等預編碼基頻資料串流。

【第8項】

如請求項7之方法，其中每一個個別的資料串流係透過一基地台網路(BSN)傳輸至每一個分散的天線，而且在傳輸前在每一個天線處調變。

【第9項】

如請求項7之方法，其中每一個個別的資料串流係在一基地收發站(BTS)調變以產生一調變過的資料串流，而且該調變過的資料串流係透過該基地台網路(BSN)傳輸至每一個分散的天線。

【第10項】

如請求項1之方法，其進一步包含：執行該等分散的天線每一個的時間及頻率同步。

【第11項】

如請求項10之方法，其中執行每一個分散的天線的時間及頻率同步進一步包含：透過該等分散的天線每一個所連接的網路來引入人工延遲於信號傳播中。

【第12項】

如請求項10之方法，進一步包含：使用由GPS所訓練的多個振盪器(GPSDO)來執行該時間及頻率同步。

【第13項】

如請求項10之方法，進一步包含：使用來自一電力線的60Hz功率信號來執行該時間及頻率同步。

【第14項】

如請求項10之方法，進一步包含：使用一外部時鐘參考來執行該時間及頻率同步。

【第15項】

如請求項2之方法，其中預編碼進一步包含：調整該等資料串流的每一個的相對相位及振幅以使得該等頻道是非干擾頻道。

【第16項】

如請求項1之方法，其中估計頻道狀態資訊(CSI)進一步包含透過該複數個分散的天線從該複數個無線用戶裝置之每一個傳輸一訓練信號至該基地收發站(BTS)，該訓練信號係由該基地收發站(BTS)解調變以估計該

頻道狀態資訊(CSI)。

【第17項】

如請求項16之方法，其中該基地站估計頻道狀態資訊(CSI)以供該複數個無線用戶裝置與該複數個分散的天線的每一個之間的通信頻道使用，其中該基地收發站(BTS)在傳輸前使用該頻道狀態資訊(CSI)來預編碼該等資料串流，該預編碼使得該等頻道是非干擾頻道。

【第18項】

一種無線功率傳輸系統，其包含複數個無線用戶裝置，一或多個基地收發站(BTS)，及透過一基地台網路(BSN)與該一或多個基地收發站(BTS)通信地耦合的複數個分散的天線，其中該一或多個基地收發站(BTS)預編碼多個射頻(RF)波形以便從複數個分散的天線的每一各同時傳輸至該複數個無線用戶裝置，該預寫碼創造故意的無線電信號干擾，該無線電信號干擾包括受到控制的建設性及破壞性射頻(RF)干擾波形，以便能夠在每一接收天線上進行無線功率接收，並且在該複數個分散的天線與該複數個無線用戶裝置之間的一共同的頻率內導致同時複數個非干擾頻道。

【第19項】

如請求項18之系統，其中該數個無線用戶裝置估計頻道狀態資訊(CSI)以供該複數個分散的天線與該複數個無線用戶裝置的每一個之間的通信頻道使用，其中該一或多個基地收發站(BTS)在傳輸前使用該頻道狀態資訊(CSI)來預編碼該等資料串流，該預編碼使得該等頻道是非干擾頻道。

【第20項】

如請求項19之系統，其中該一或多個基地收發站(BTS)從複數個分散

的天線來傳輸一訓練信號至該複數個無線用戶裝置之每一個，該訓練信號係由該複數個無線用戶裝置之每一個解調變以估計該頻道狀態資訊(CSI)。

【第21項】

如請求項19之系統，其中為了預編碼該等資料串流，該基地收發站(BTS)使用自該複數個無線用戶裝置所收到的該估計頻道狀態資訊(CSI)來計算複數個預編碼權重，該複數個預編碼權重之每一個與一特定的無線用戶裝置之非干擾頻道相關聯。

【第22項】

如請求項19之系統，其中一基地收發站(BTS)自一無線用戶裝置接收一請求以取得網路內容，透過一資料網路將該請求轉發至一伺服器，該伺服器具有儲存於其上的該被請求的網路內容；從包含該被請求的網路內容的伺服器接收一回應；以及從該複數個分散的天線傳輸前，使用該頻道狀態資訊(CSI)來預編碼一含有該網路內容的資料串流。

【第23項】

如請求項19之系統，其中該基地台網路(BSN)包括至少一高速光纖通信鏈路。

【第24項】

如請求項18之系統，其中該複數個無線用戶裝置估計頻道狀態資訊(CSI)以供該複數個分散的天線與該複數個無線用戶裝置的每一個之間的通信頻道使用，以及其中該一或多個基地收發站(BTS)在傳送前使用該頻道狀態資訊(CSI)來預編碼該等資料串流以產生多個預編碼基頻資料串流；以及透過該基地台網路(BSN)來傳輸該等預編碼基頻資料串流至該複

數個分散的天線，該複數個分散的天線的每一個具有一收發器，在傳輸前，以一標明的載波頻率來調變該等預編碼基頻資料串流。

【第25項】

如請求項18之系統，其中該複數個無線用戶裝置估計頻道狀態資訊(CSI)以供該複數個分散的天線與該複數個無線用戶裝置的每一個之間的通信頻道使用，以及其中該一或多個基地收發站(BTS)使用該頻道狀態資訊(CSI)來預編碼多個資料串流以產生多個預編碼基頻資料串流以及以一標明的載波頻率來調變該等預編碼基頻資料串流以產生多個經調變的預編碼基頻資料串流；以及透過該基地台網路(BSN)來傳輸該等經調變的預編碼基頻資料串流至該複數個分散的天線。

【第26項】

如請求項19之系統，其中該一或多個基地收發站(BTS)及/或該複數個分散的天線在傳輸前執行該等預編碼資料串流的每一個的時間及頻率同步。

【第27項】

如請求項24之系統，其中執行時間及頻率同步進一步包含：透過該該基地台網路(BSN)來引入人工延遲於信號傳播中。

【第28項】

如請求項24之系統，進一步包含：使用由GPS所訓練的且組態於該一或多個基地收發站(BTS)及/或該複數個分散的天線處的多個振盪器(GPSDO)來執行該時間及頻率同步。

【第29項】

如請求項24之系統，進一步包含一電力線，其提供60Hz功率信號給

該一或多個基地收發站(BTS)及/或該複數個分散的天線以執行該時間及頻率同步。

【第30項】

如請求項23之系統，進一步包含：一外部時鐘參考，其耦合至該一或多個基地收發站(BTS)及/或該複數個分散的天線以執行該時間及頻率同步。

【第31項】

如請求項19之系統，其中預編碼進一步包含：調整該等資料串流的每一個的相對相位及振幅以使得該等頻道是非干擾頻道。

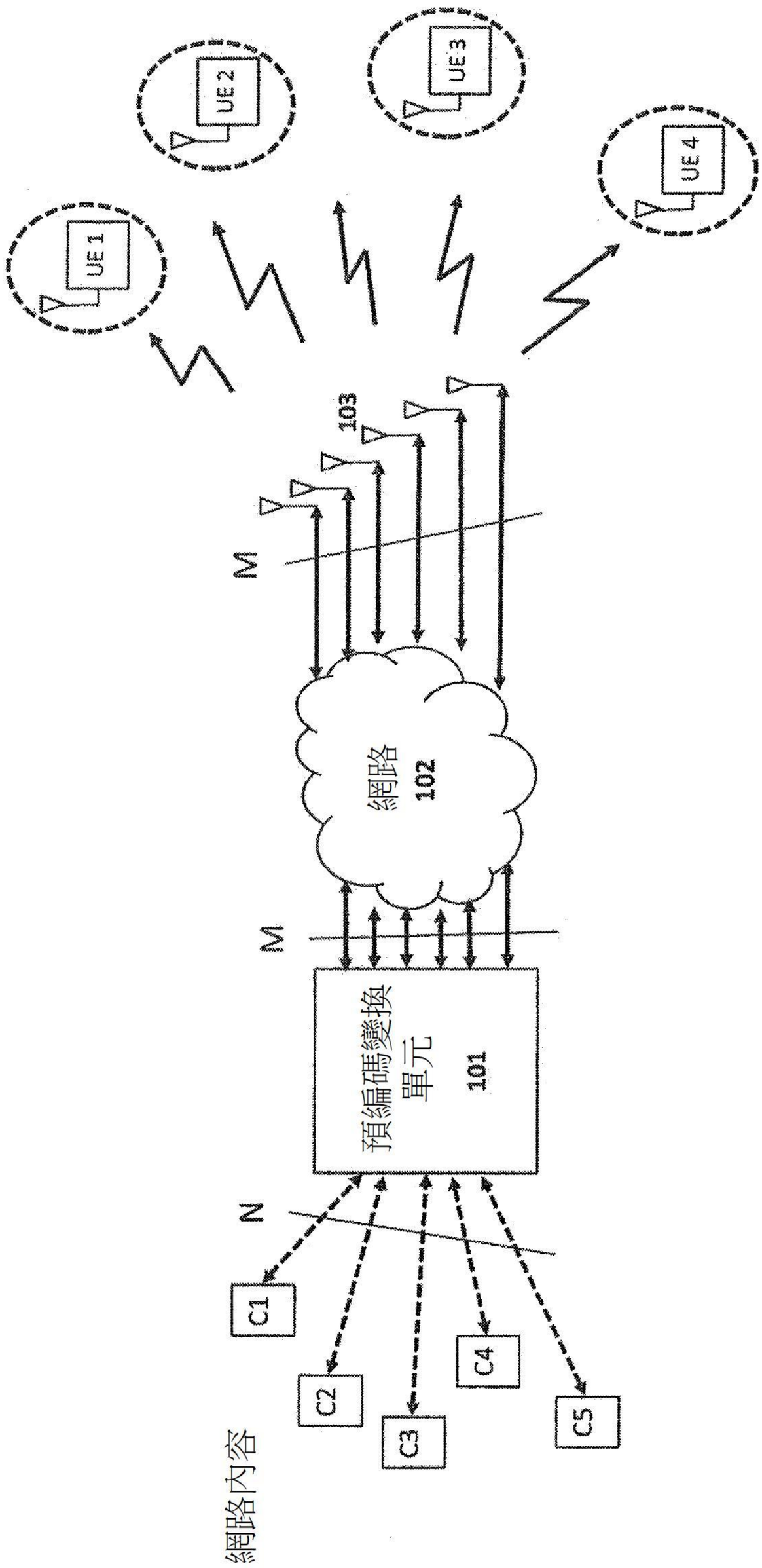
【第32項】

如請求項18之系統，其中該基地站估計頻道狀態資訊(CSI)以供該複數個無線用戶裝置與該複數個分散的天線的每一個之間的通信頻道使用，其中該基地收發站(BTS)在傳輸前使用該頻道狀態資訊(CSI)來預編碼該等資料串流，該預編碼使得該等頻道是非干擾頻道。

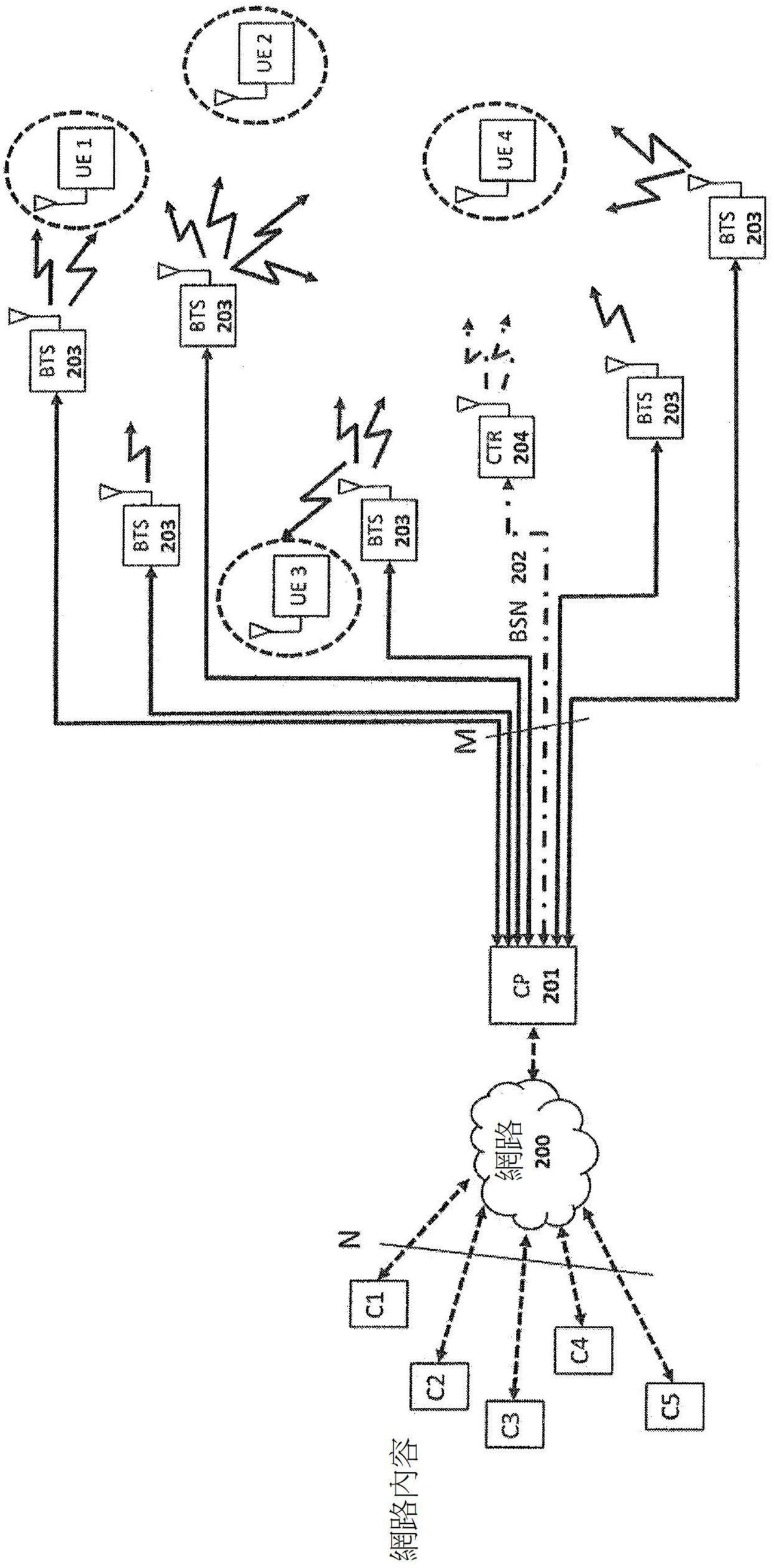
【第33項】

如請求項32之系統，其中該複數個無線用戶裝置透過該複數個分散的天線之每一個傳輸一訓練信號至該基地收發站(BTS)，該訓練信號係由該基地收發站(BTS)解調變以估計該頻道狀態資訊(CSI)。

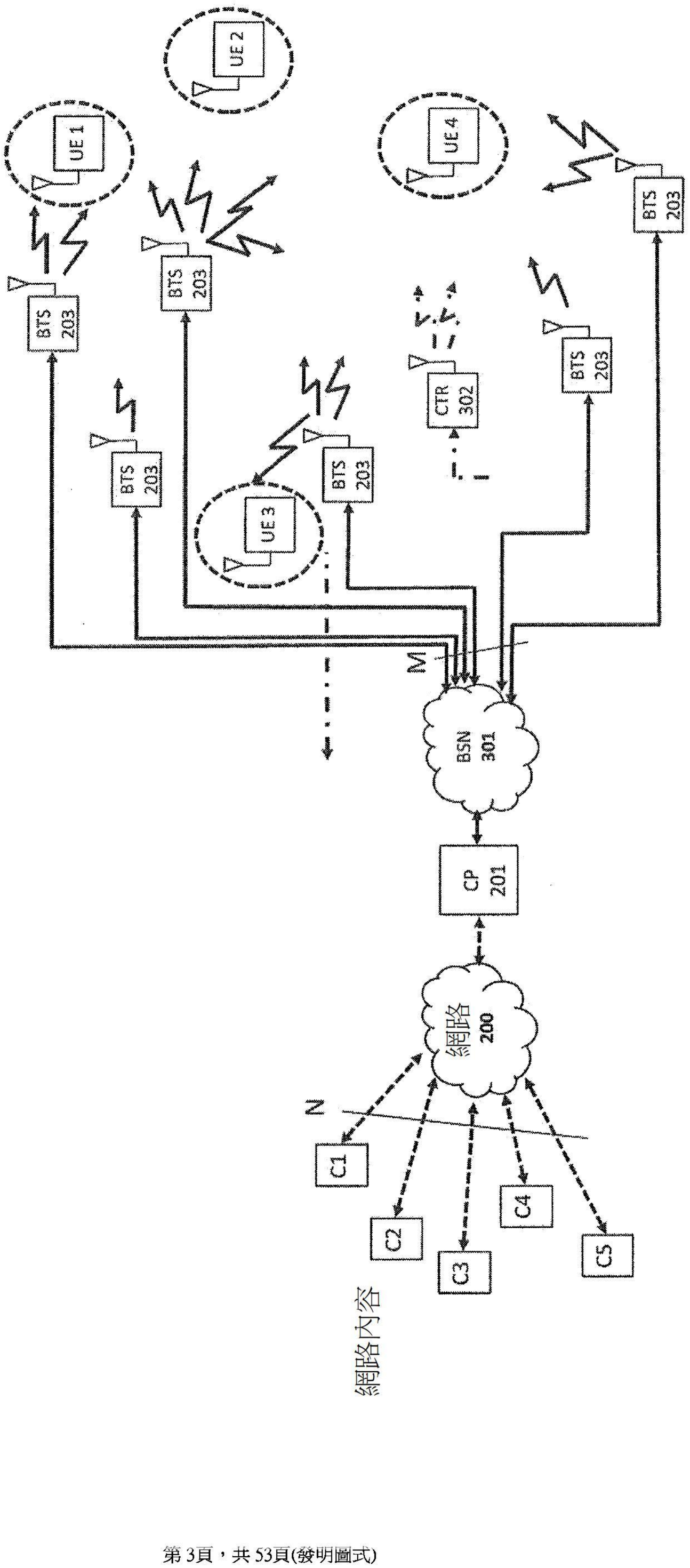
【發明圖式】



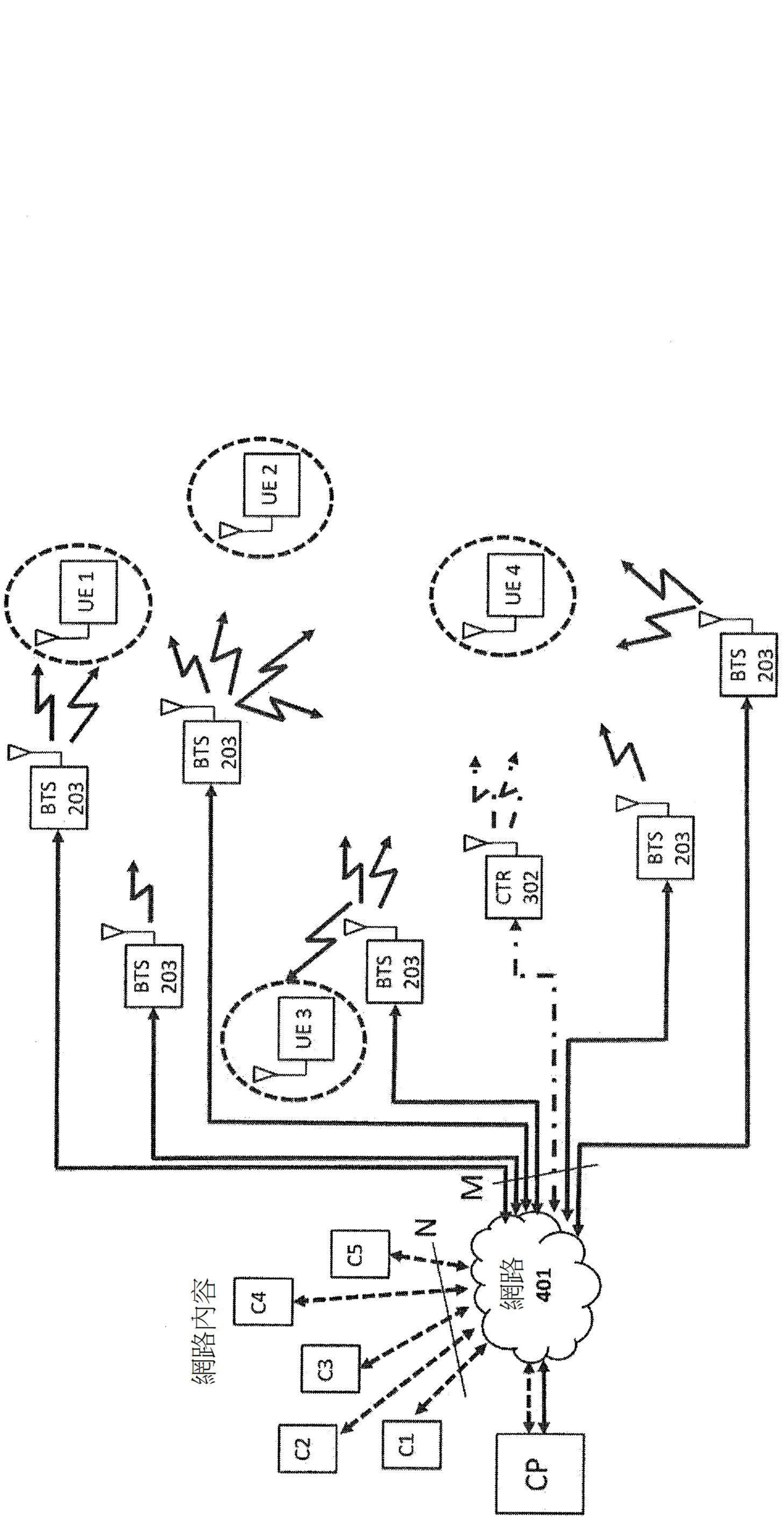
【圖1】


UE 1
UE 2
UE 3
UE 4
BTS 203
CTR 204
BSN 202
M
CP 201
網路 200
N
C1
C2
C3
C4
C5
網路內容

【圖2】


UE 1
UE 2
UE 3
UE 4
BTS 203
CTR 302
M
BSN 301
CP 201
網路 200
N
C1
C2
C3
C4
C5
網路內容

【圖3】


UE 1
UE 2
UE 3
UE 4
BTS 203
BTS 203
BTS 203
BTS 203
BTS 203
CTR 302
M
N
網路 401
CP
C1
C2
C3
C4
C5
網路內容

【圖4】

- i.i.d.頻道模型(低*TX*空間相關，低功率不平衡)

$$\rho_c = 0.00001, \rho_a = 1$$

1.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000
0.0000	1.6667	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000
0.0000	0.0000	1.3333	0.0000	0.0000	0.0000
0.0000	0.0000	0.0000	1.0000	0.0000	0.0000
0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.6667	0.0000
0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.3333

- 高交叉相關(高*TX*空間相關，低功率不平衡)

$$\rho_c = 0.8, \rho_a = 1$$

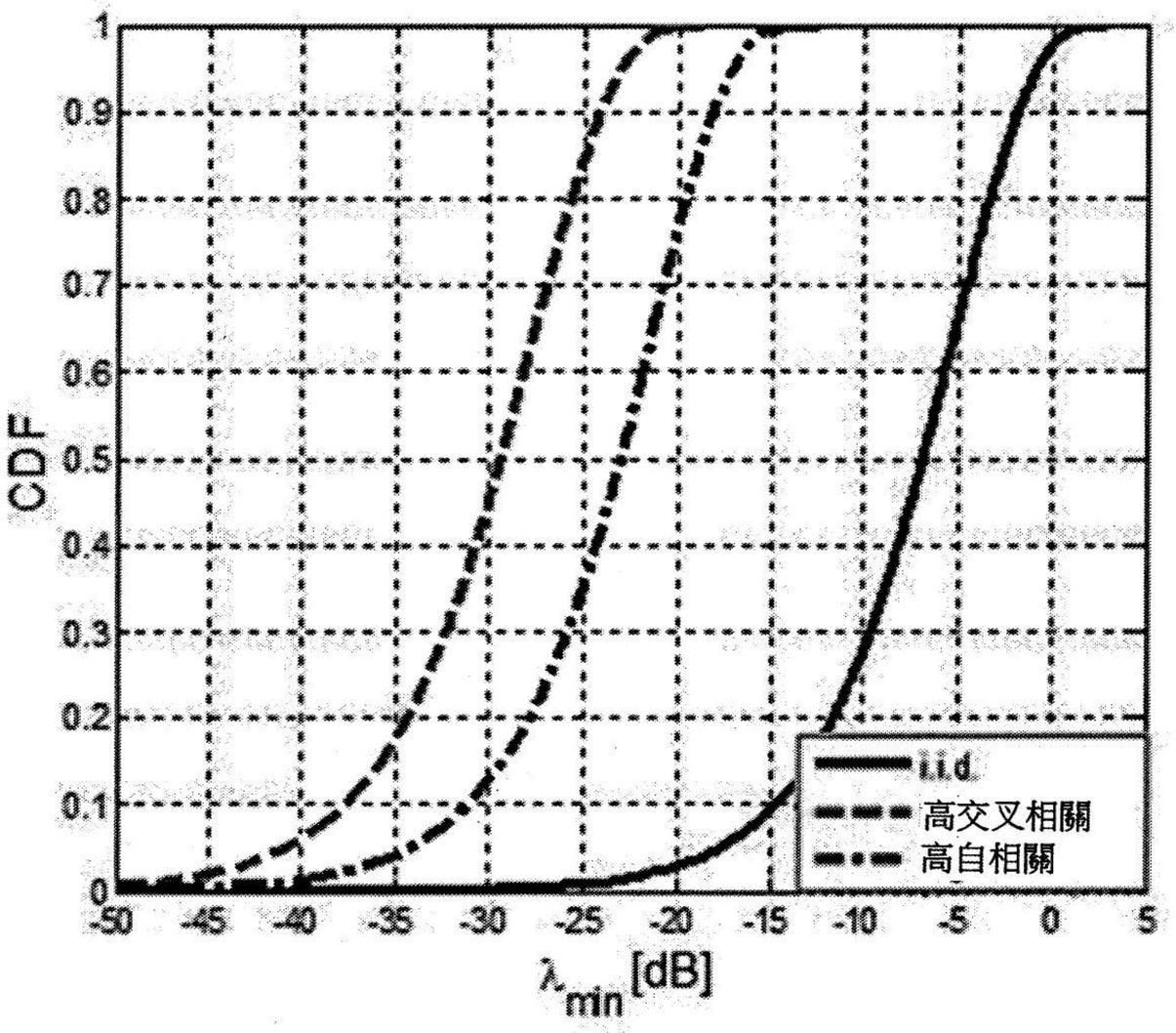
1.0000	0.8000	0.6400	0.5120	0.4096	0.3277
0.8000	1.6667	0.8000	0.6400	0.5120	0.4096
0.6400	0.8000	1.3333	0.8000	0.6400	0.5120
0.5120	0.6400	0.8000	1.0000	0.8000	0.6400
0.4096	0.5120	0.6400	0.8000	0.6667	0.8000
0.3277	0.4096	0.5120	0.6400	0.8000	0.3333

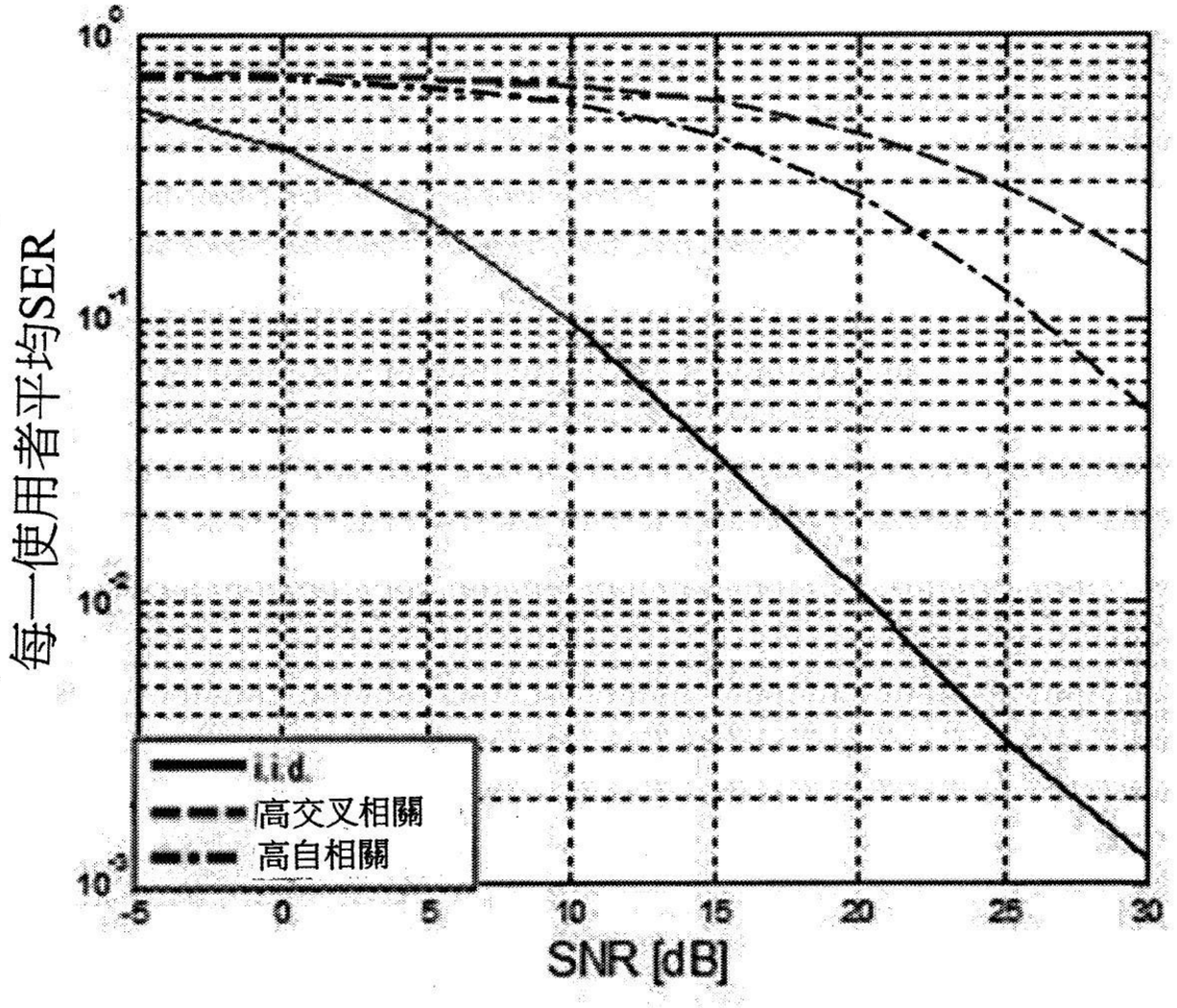
- 高自相關(低*TX*空間相關，高功率不平衡)

$$\rho_c = 0.00001, \rho_a = 5.9$$

5.9000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000
0.0000	0.0333	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000
0.0000	0.0000	0.0267	0.0000	0.0000	0.0000
0.0000	0.0000	0.0000	0.0200	0.0000	0.0000
0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0133	0.0000
0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0067

【圖5】

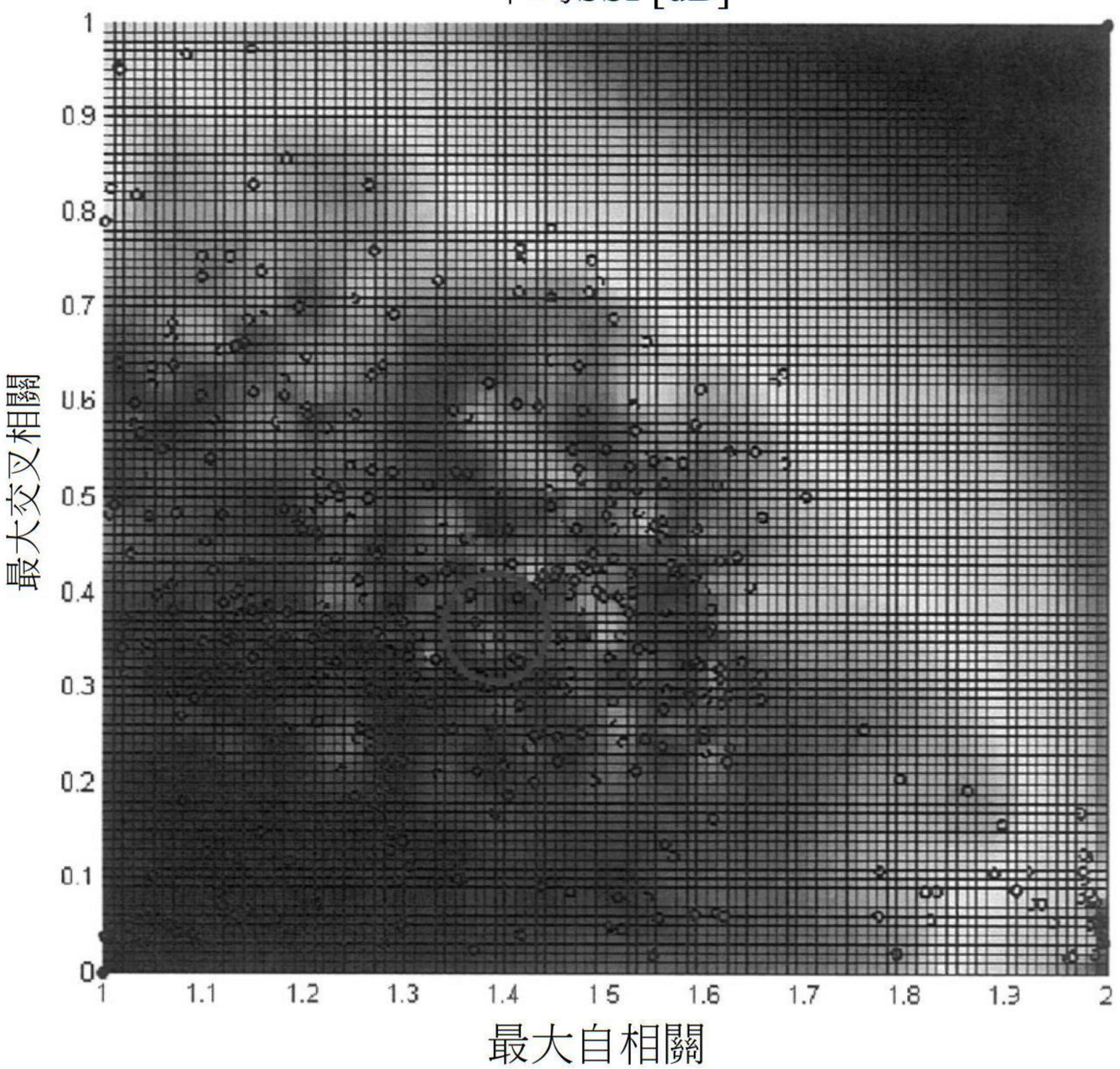

CDF
λ_{min} [dB]
i.i.d.
高交叉相關
高自相關

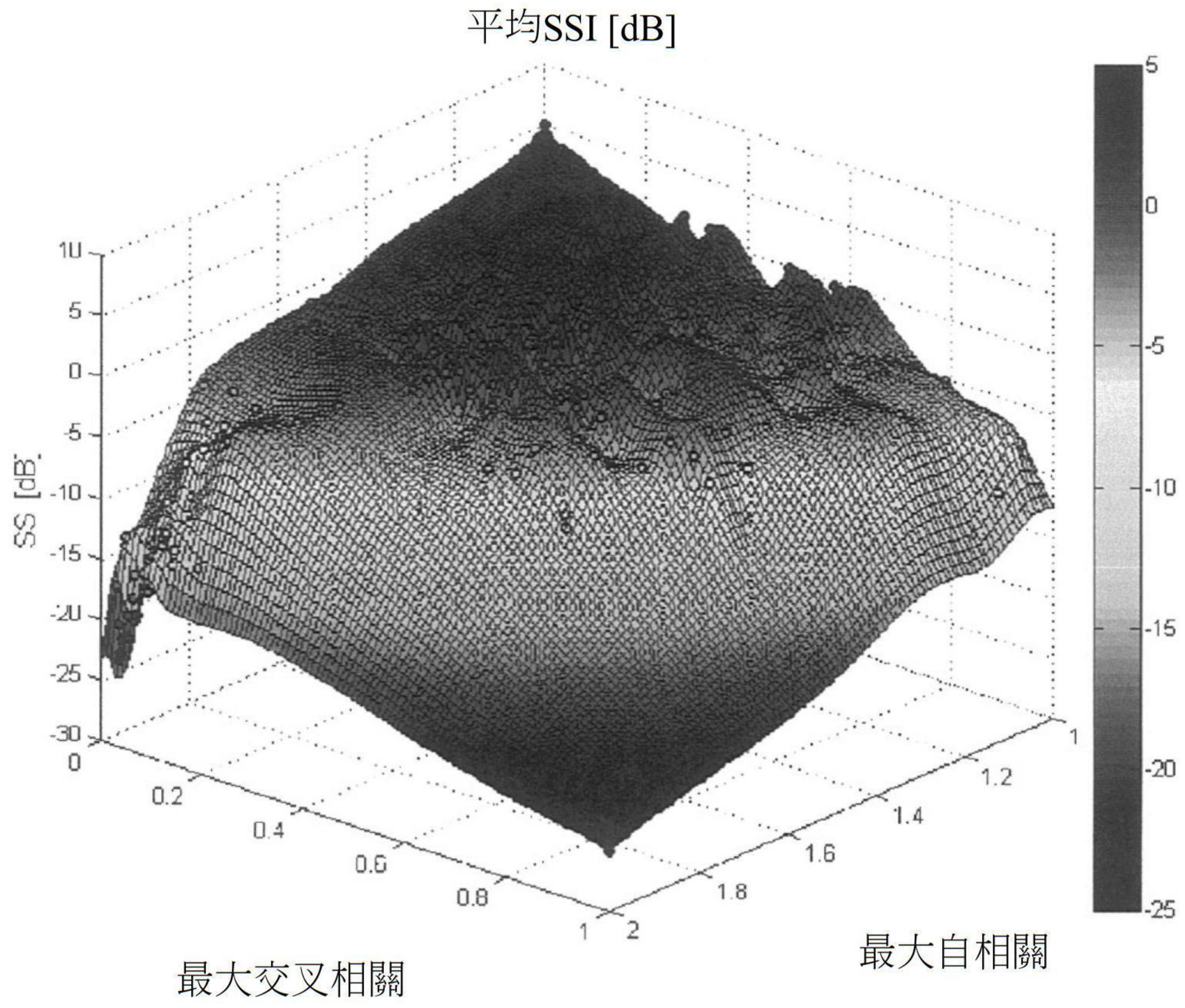

每一使用者平均SER
SNR [dB]
i.i.d.
高交叉相關
高自相關

【圖6】

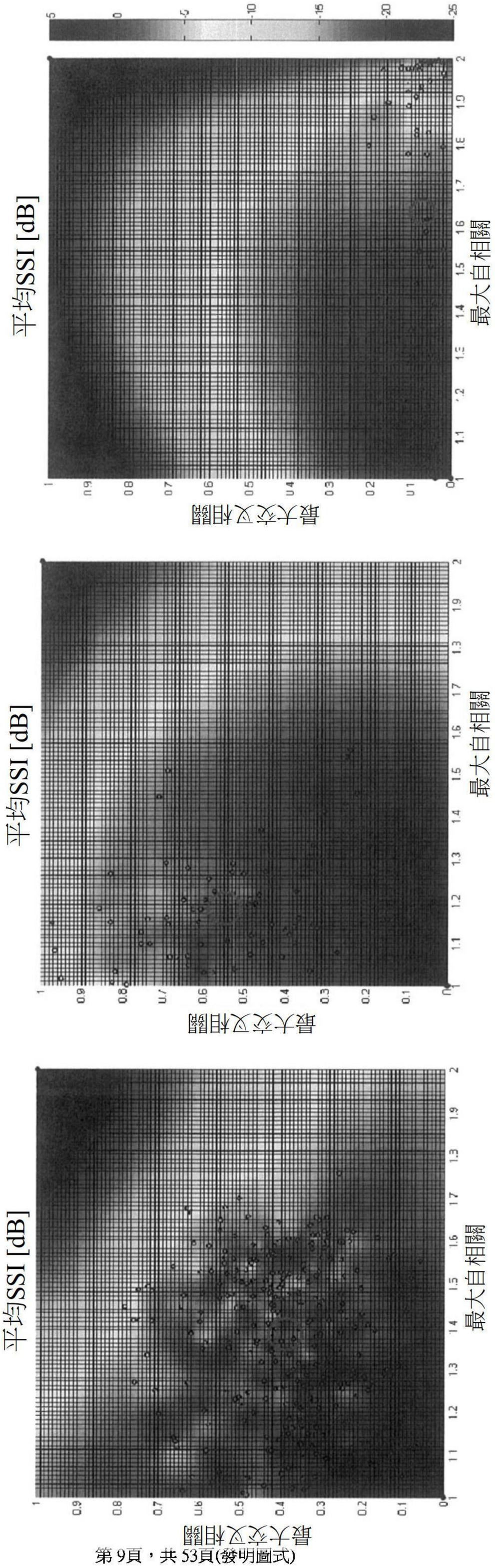


【圖7】

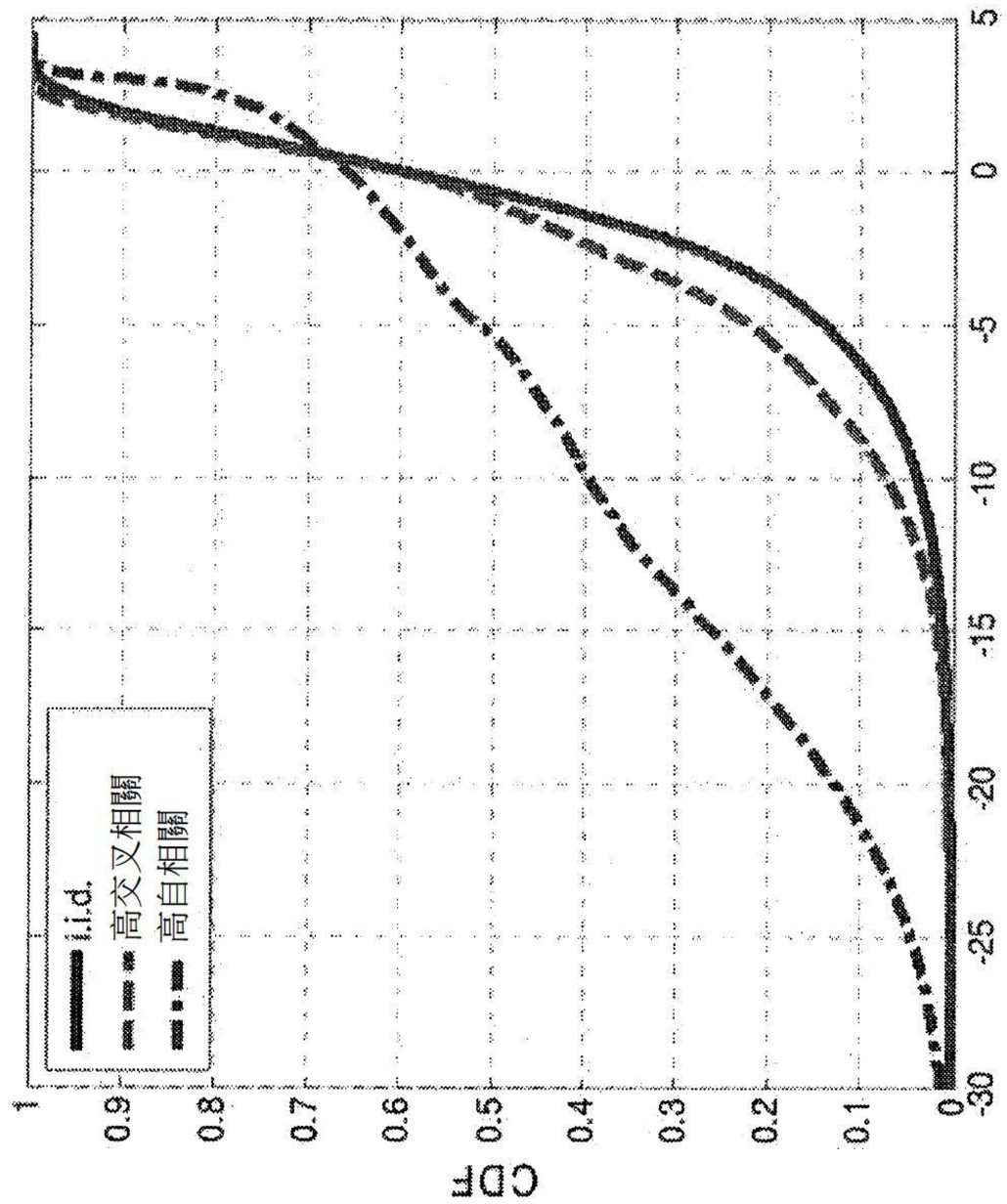

平均SSI [dB]
最大交叉相關
最大自相關
1
0.9
0.8
0.7
0.6
0.5
0.4
0.3
0.2
0.1
0
1
1.1
1.2
1.3
1.4
1.5
1.6
1.7
1.8
1.9
2


平均SSI [dB]
SS [dB]
10
5
0
-5
-10
-15
-20
-25
-30
0
0.2
0.4
0.6
0.8
1
1
1.2
1.4
1.6
1.8
2
5
0
-5
-10
-15
-20
-25
最大交叉相關
最大自相關

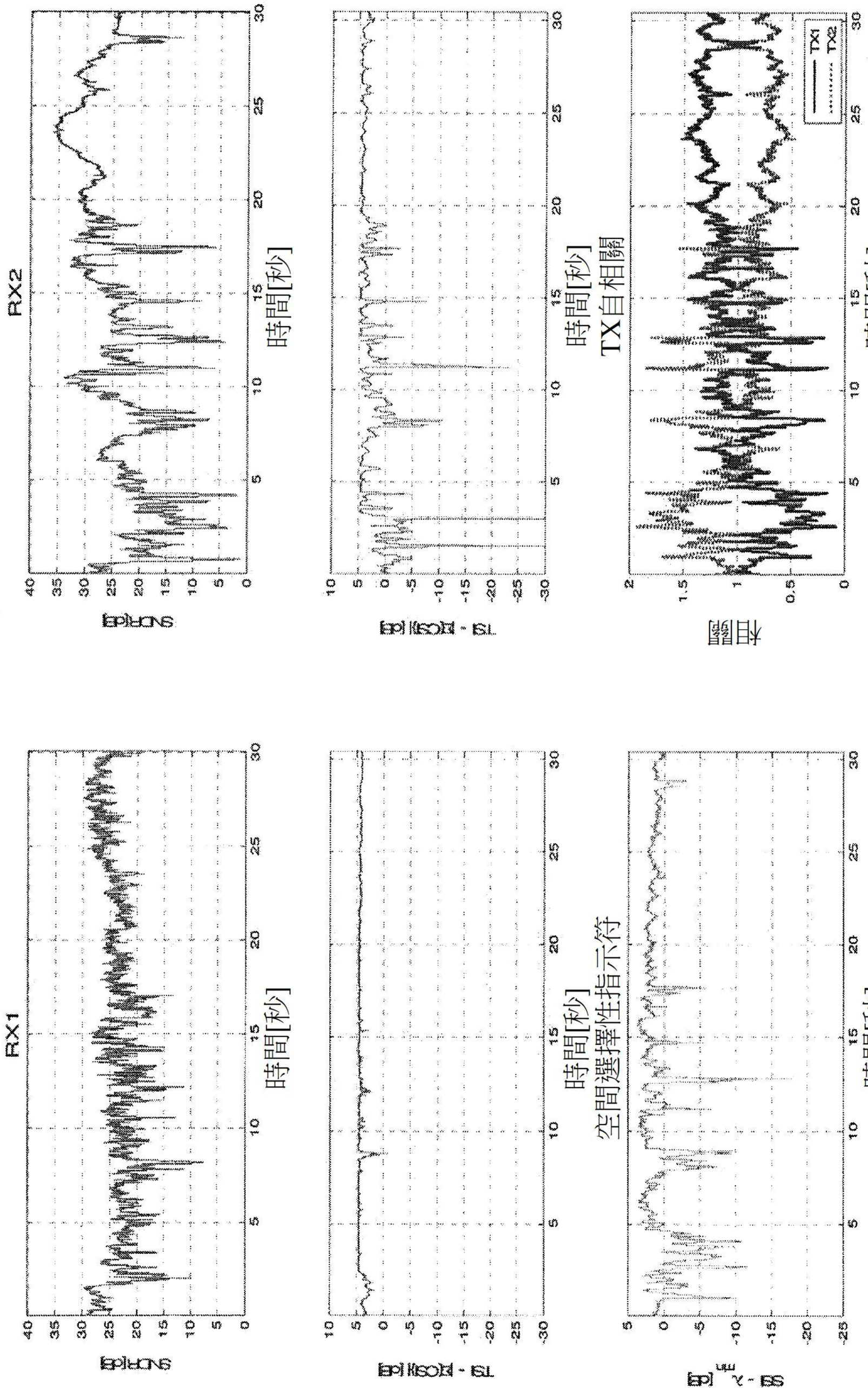
【圖8】



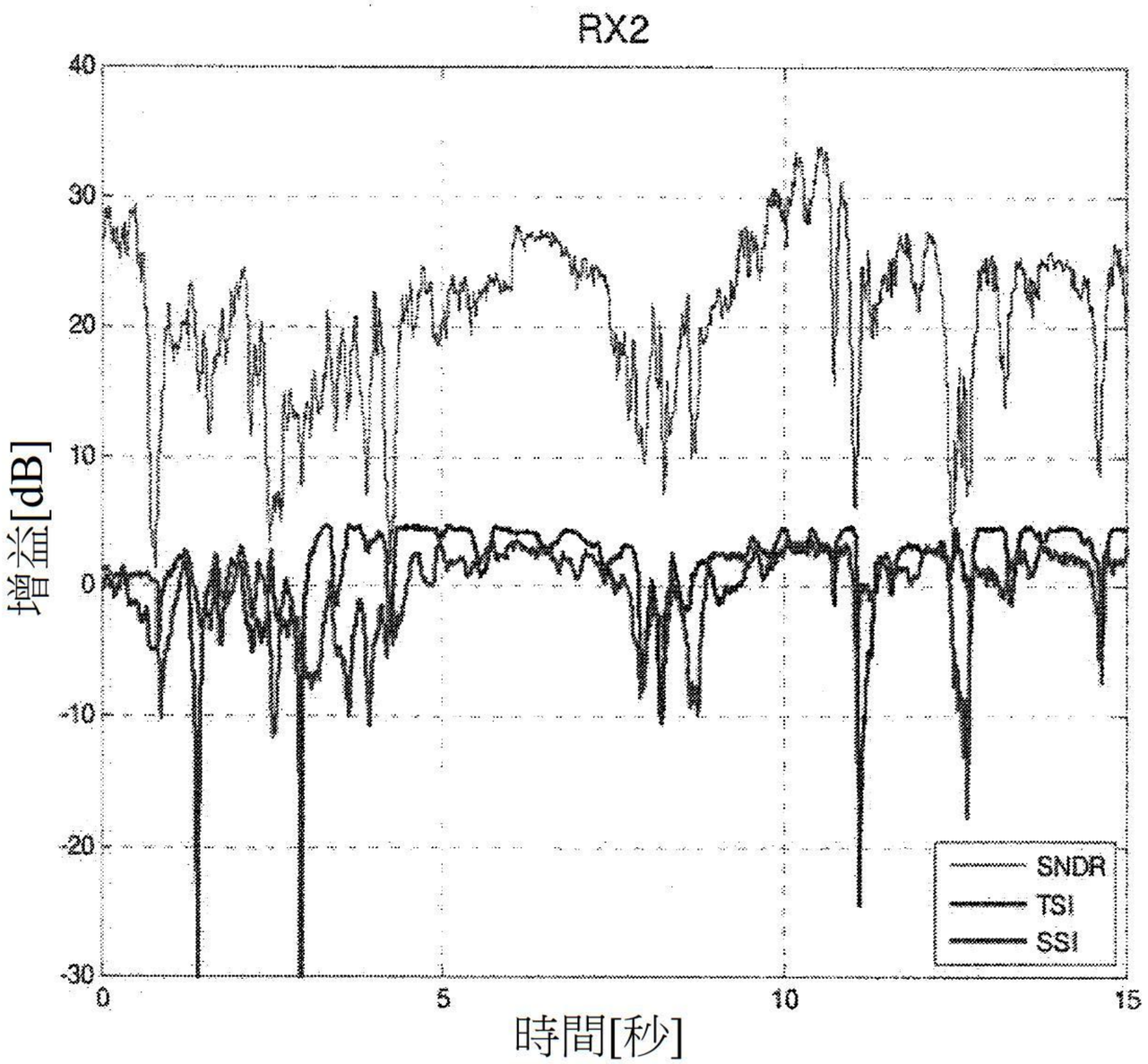
【圖9】

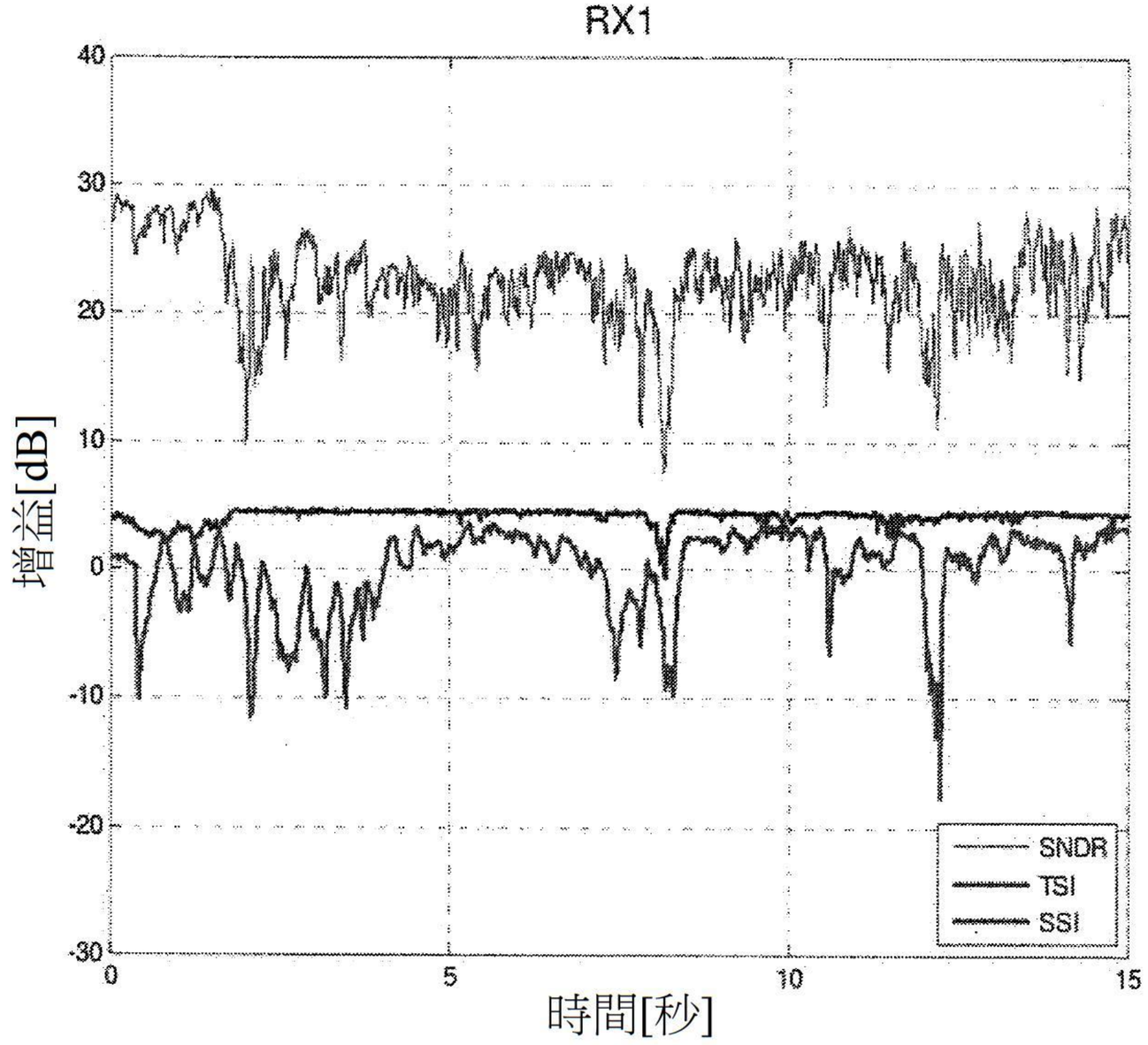

i.i.d.
高交叉相關
高自相關
CDF
瞬時SSI [dB]
1
0.9
0.8
0.7
0.6
0.5
0.4
0.3
0.2
0.1
0
5
0
-5
-10
-15
-20
-25
-30

【圖10】

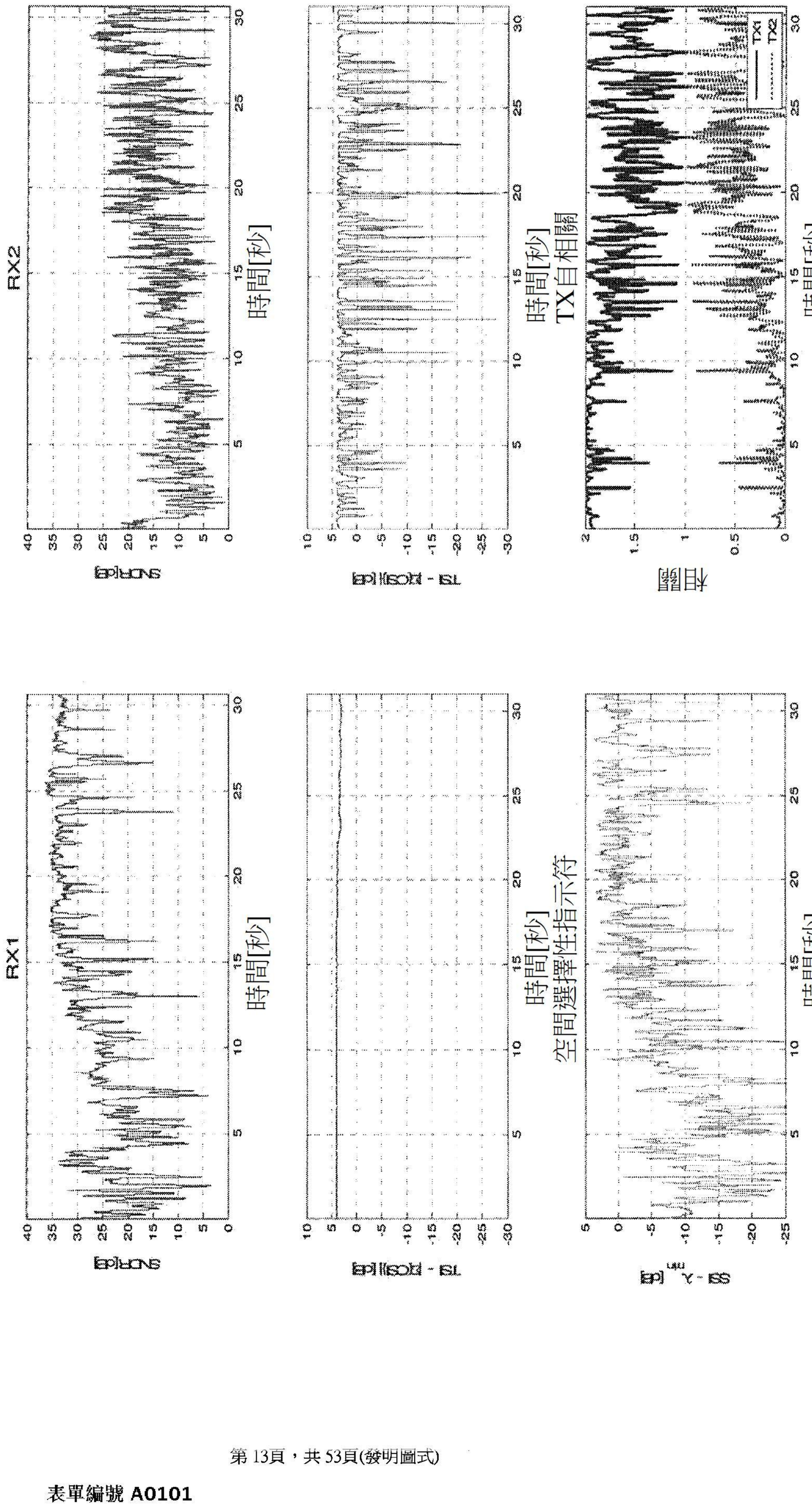


【圖11】

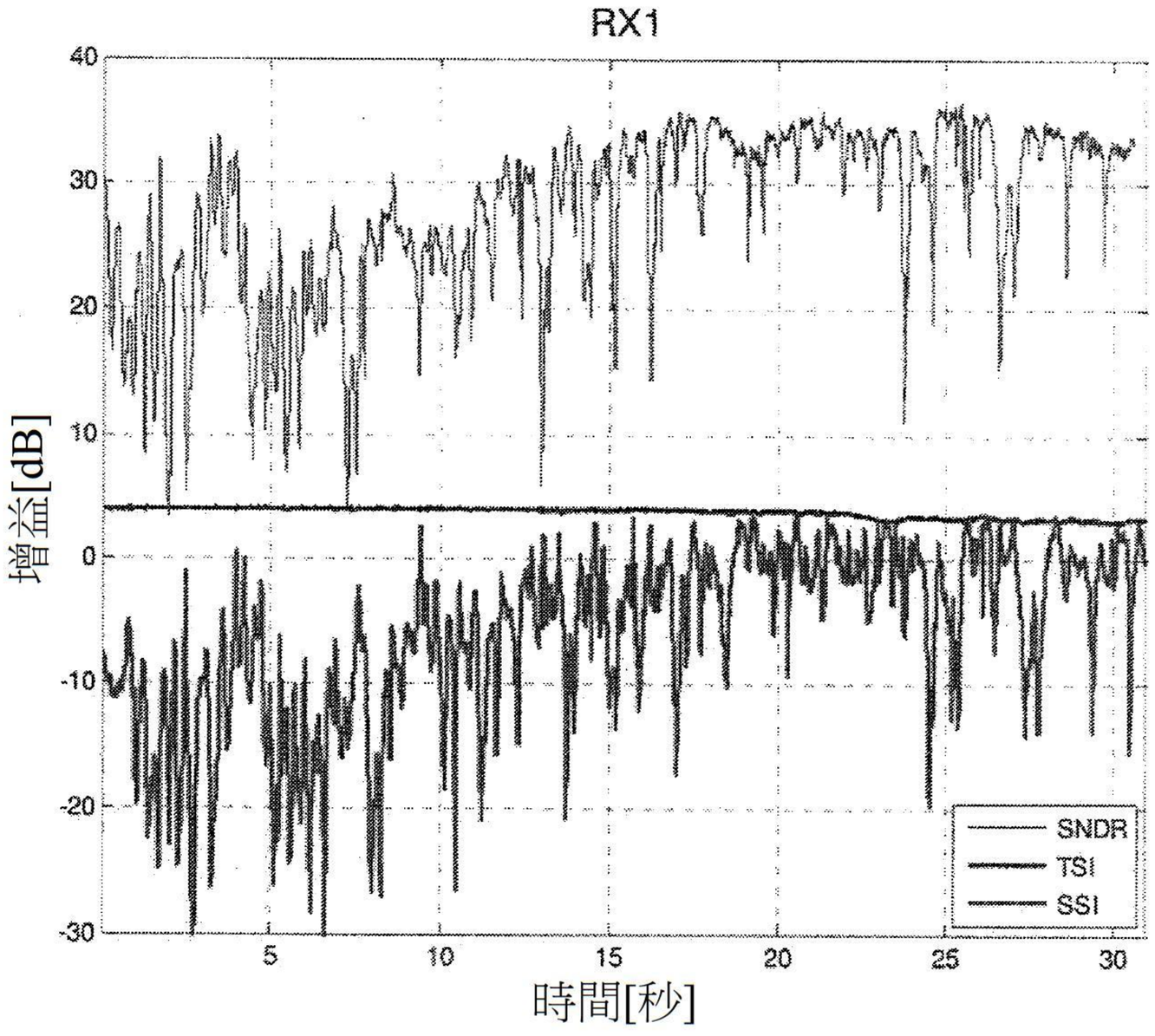


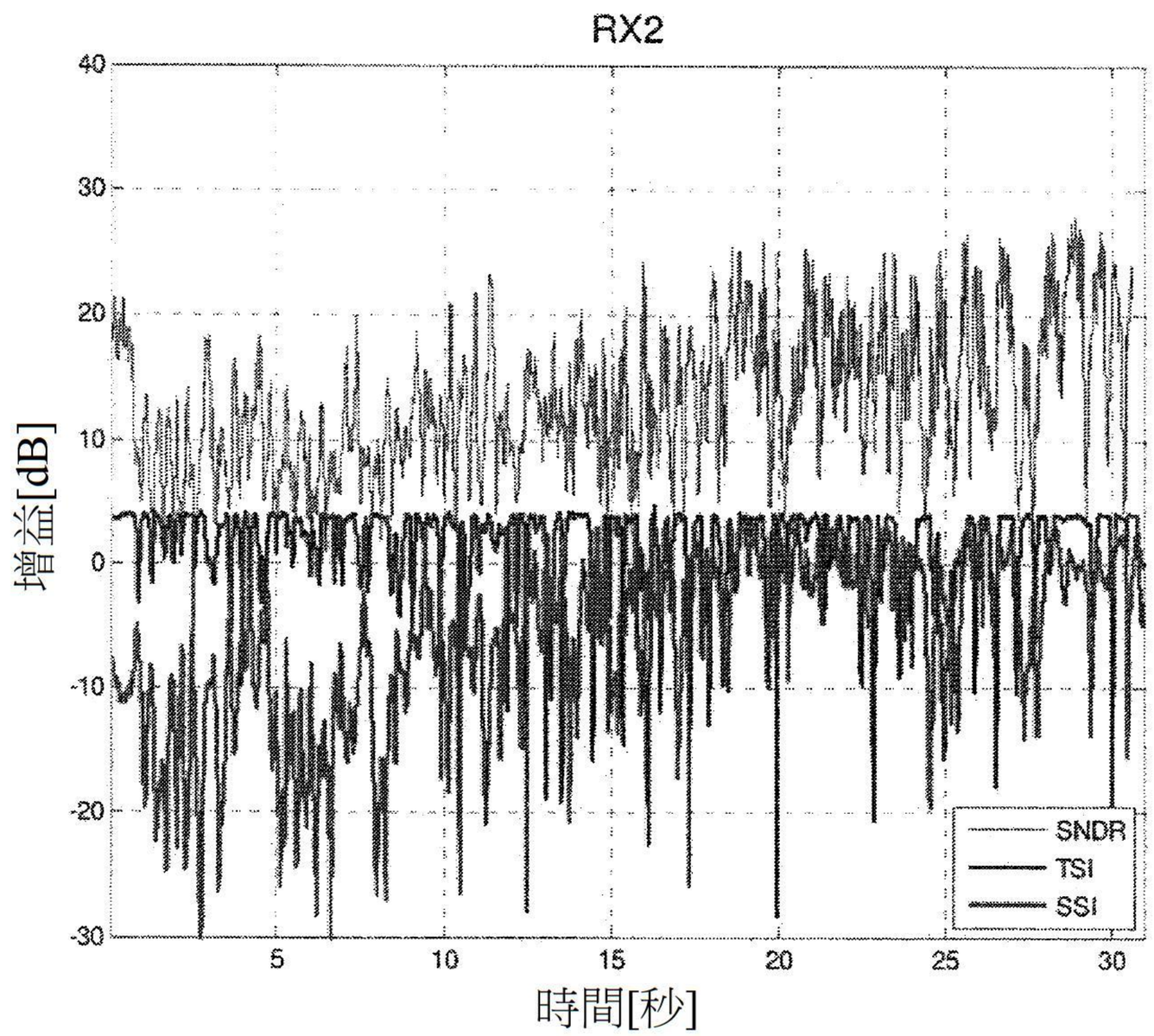


【圖12】

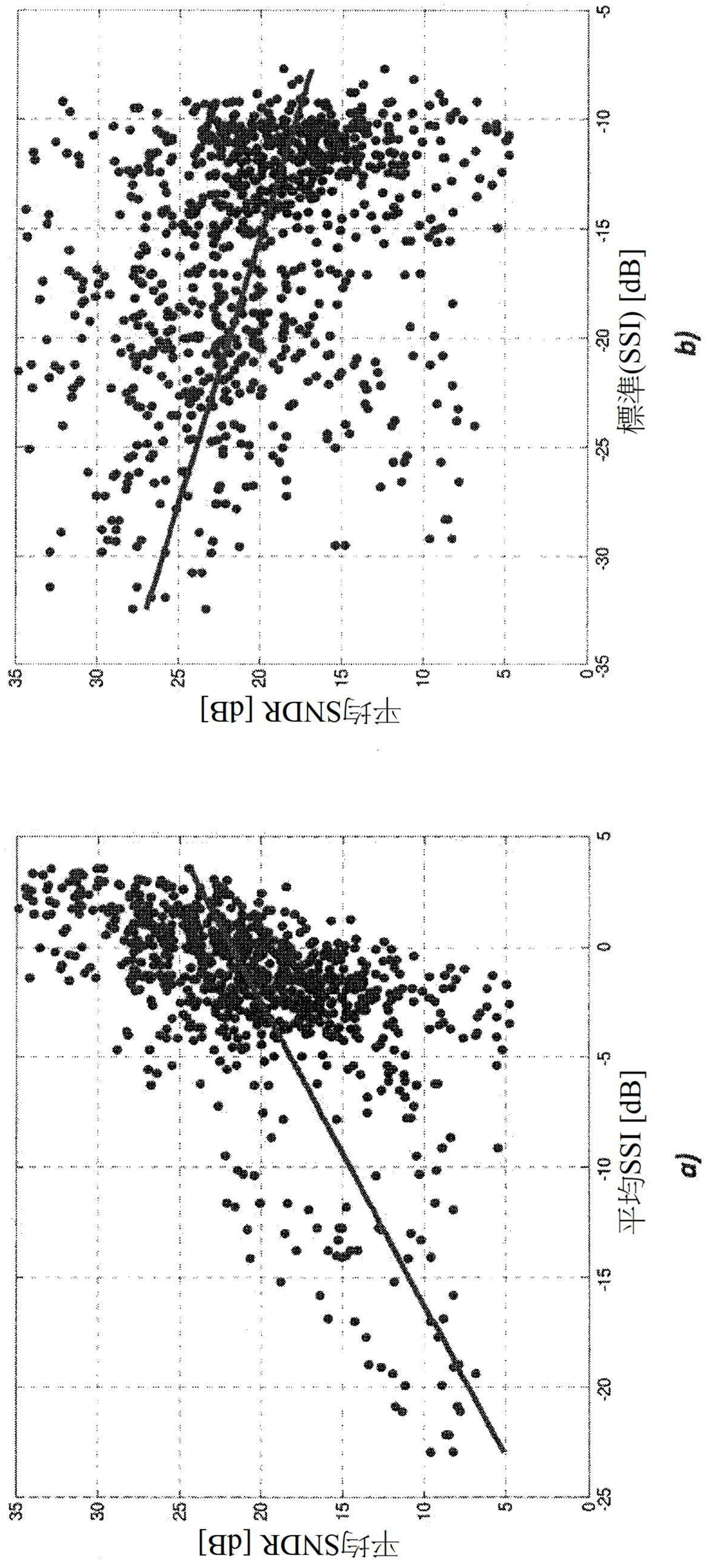


【圖13】

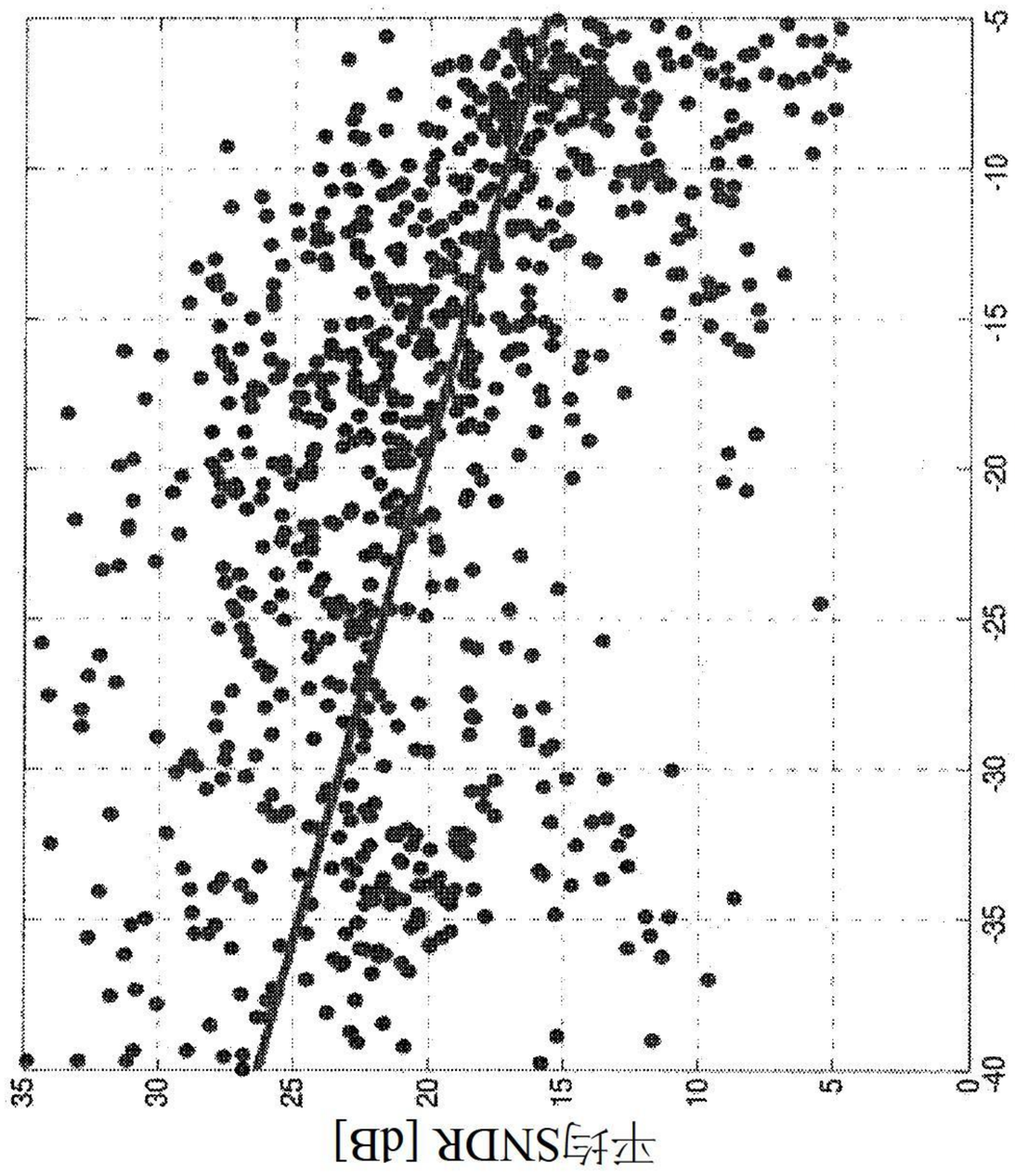




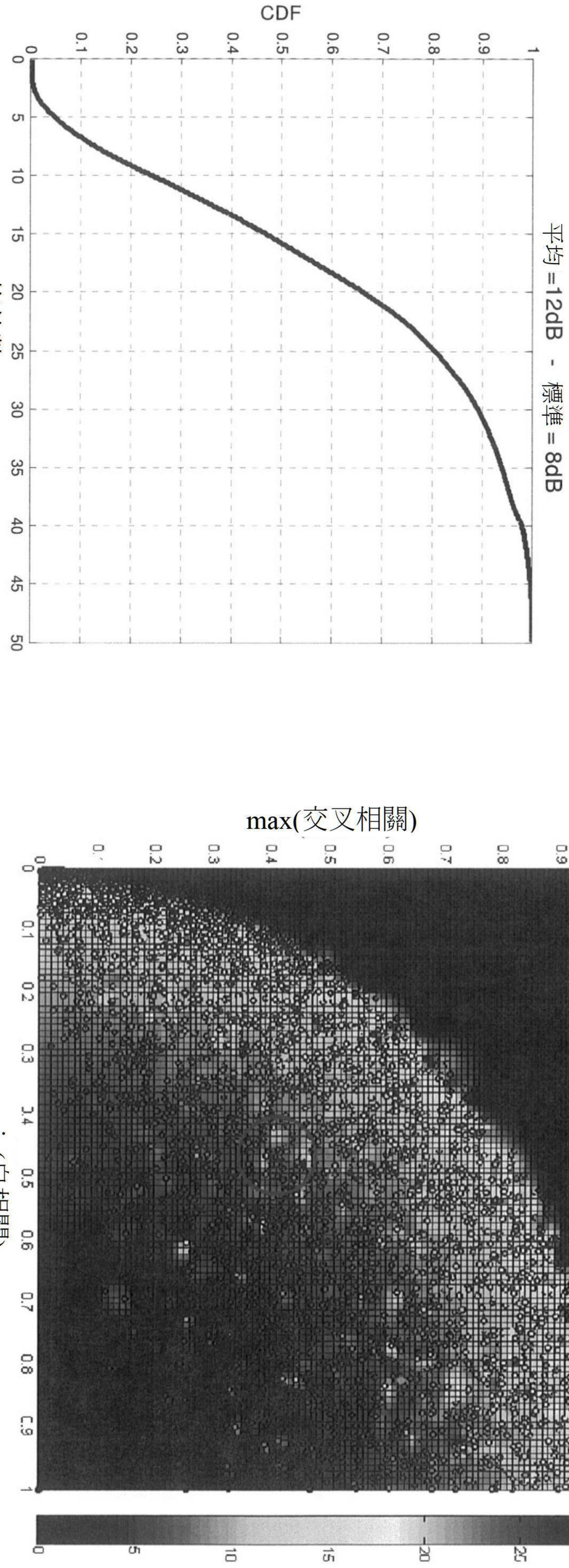
【圖14】


平均SNDR [dB]
35
30
25
20
15
10
5
0
-35
-30
-25
-20
-15
-10
-5
標準(SSI) [dB]
b)
平均SSI [dB]
5
0
-5
-10
-15
-20
-25
平均SNDR [dB]
a)

【圖15】



【圖16】

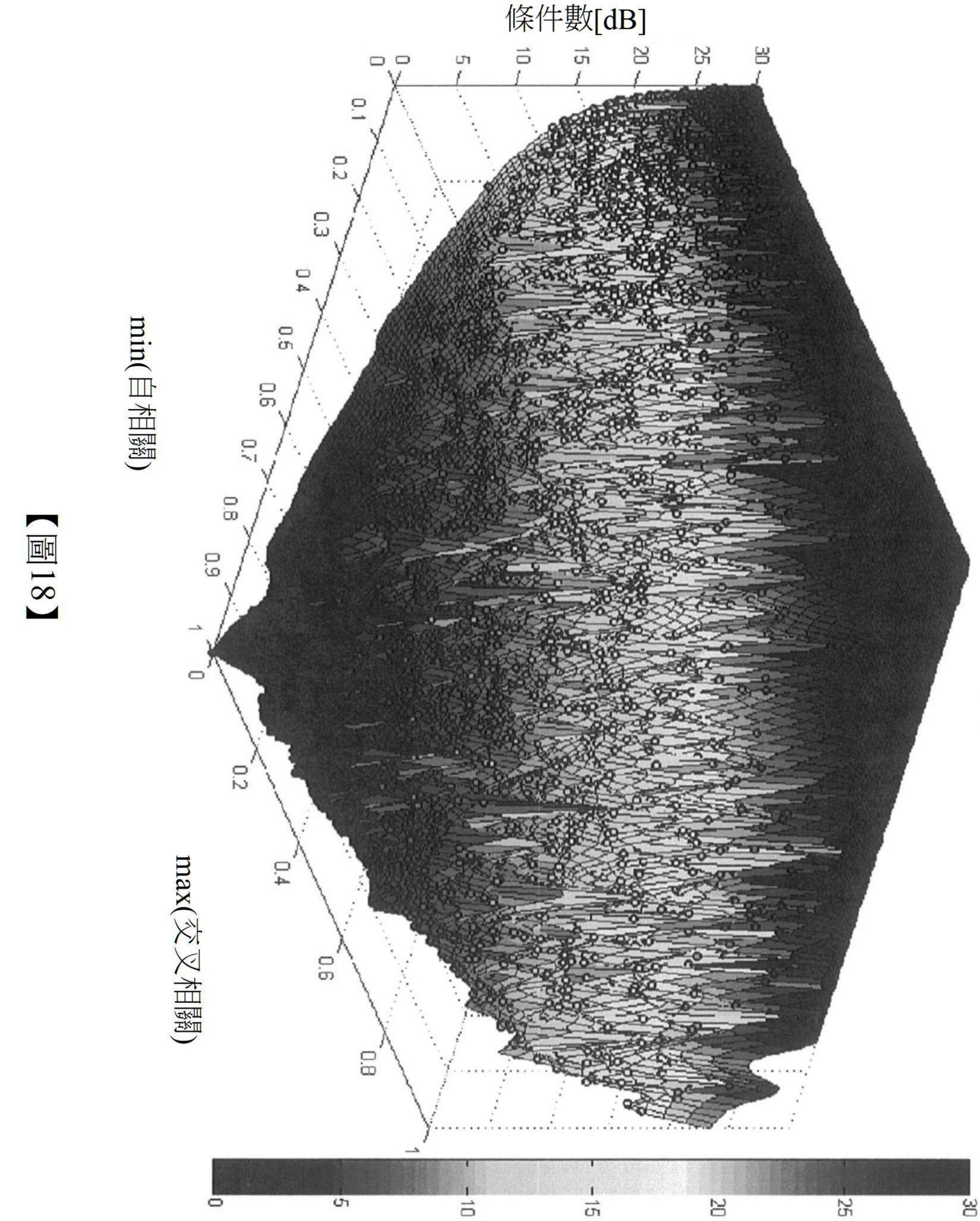

平均 =12dB - 標準 = 8dB
CDF
0 0.1 0.2 0.3 0.4 0.5 0.6 0.7 0.8 0.9 1
0 5 10 15 20 25 30 35 40 45 50
條件數 [dB]

【圖17a】

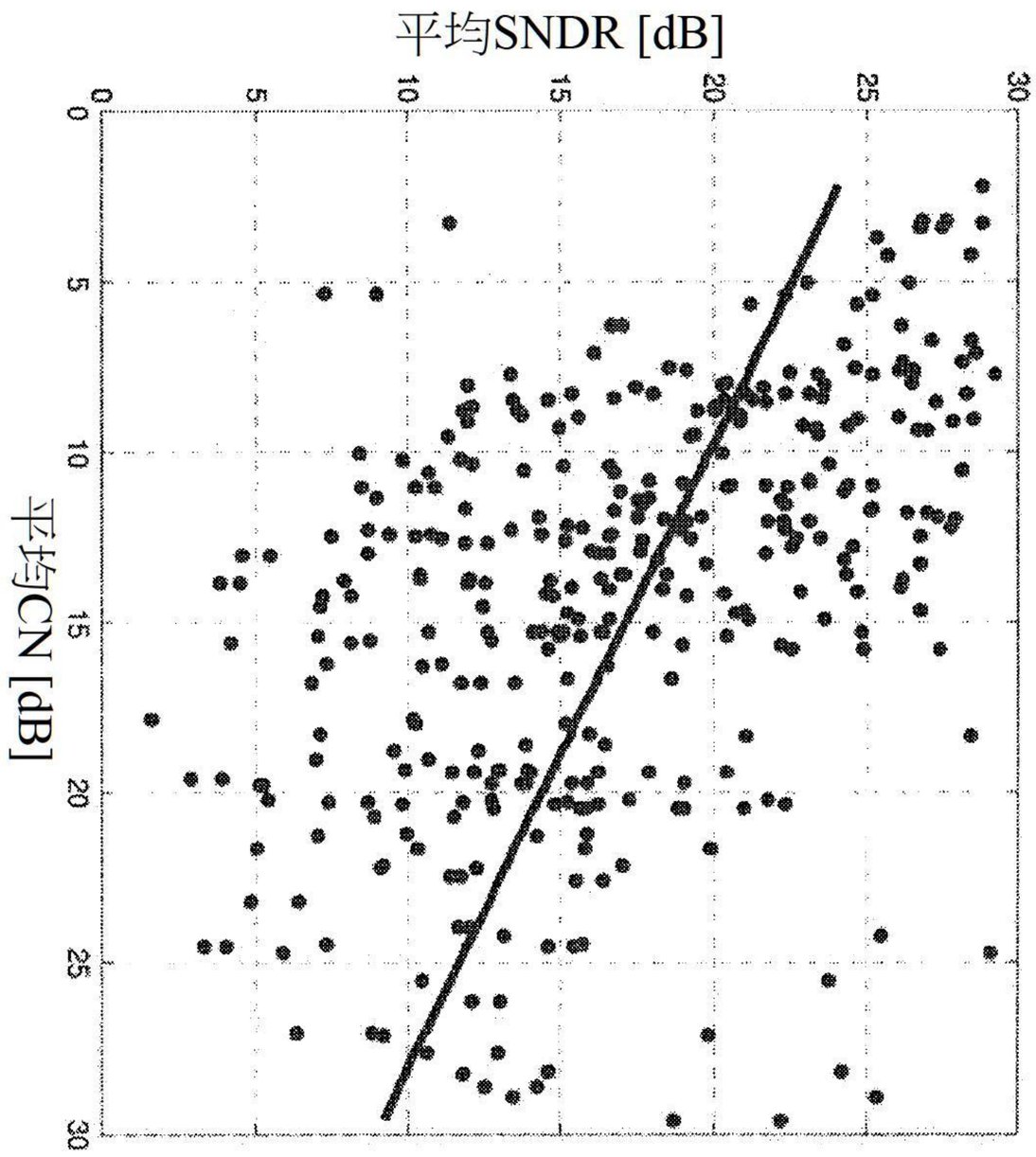
max(交叉相關)
條件數 [dB]
min(自相關)
0 0.1 0.2 0.3 0.4 0.5 0.6 0.7 0.8 0.9 1
0 5 10 15 20 25 30

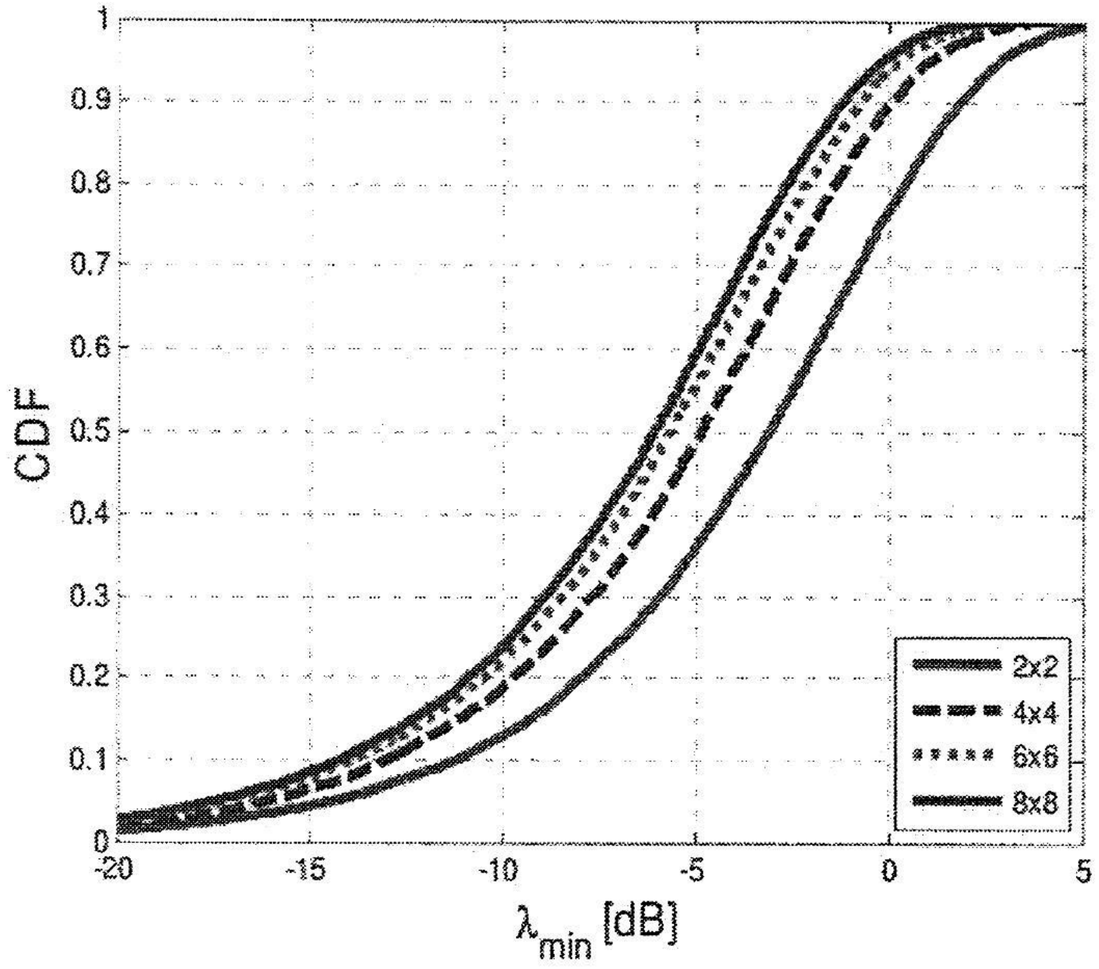
【圖17b】

【圖18】

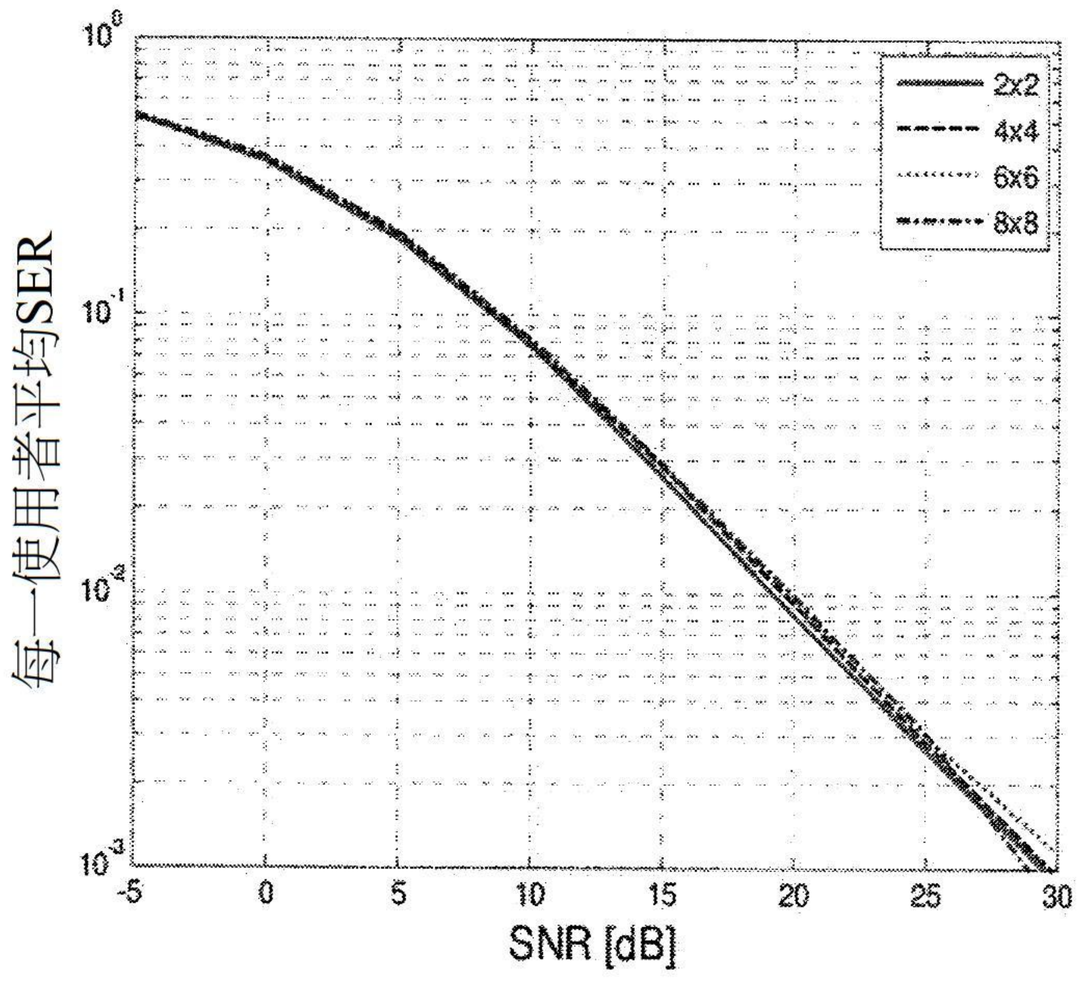


【圖19】




CDF
λ_{min} [dB]
2x2
4x4
6x6
8x8

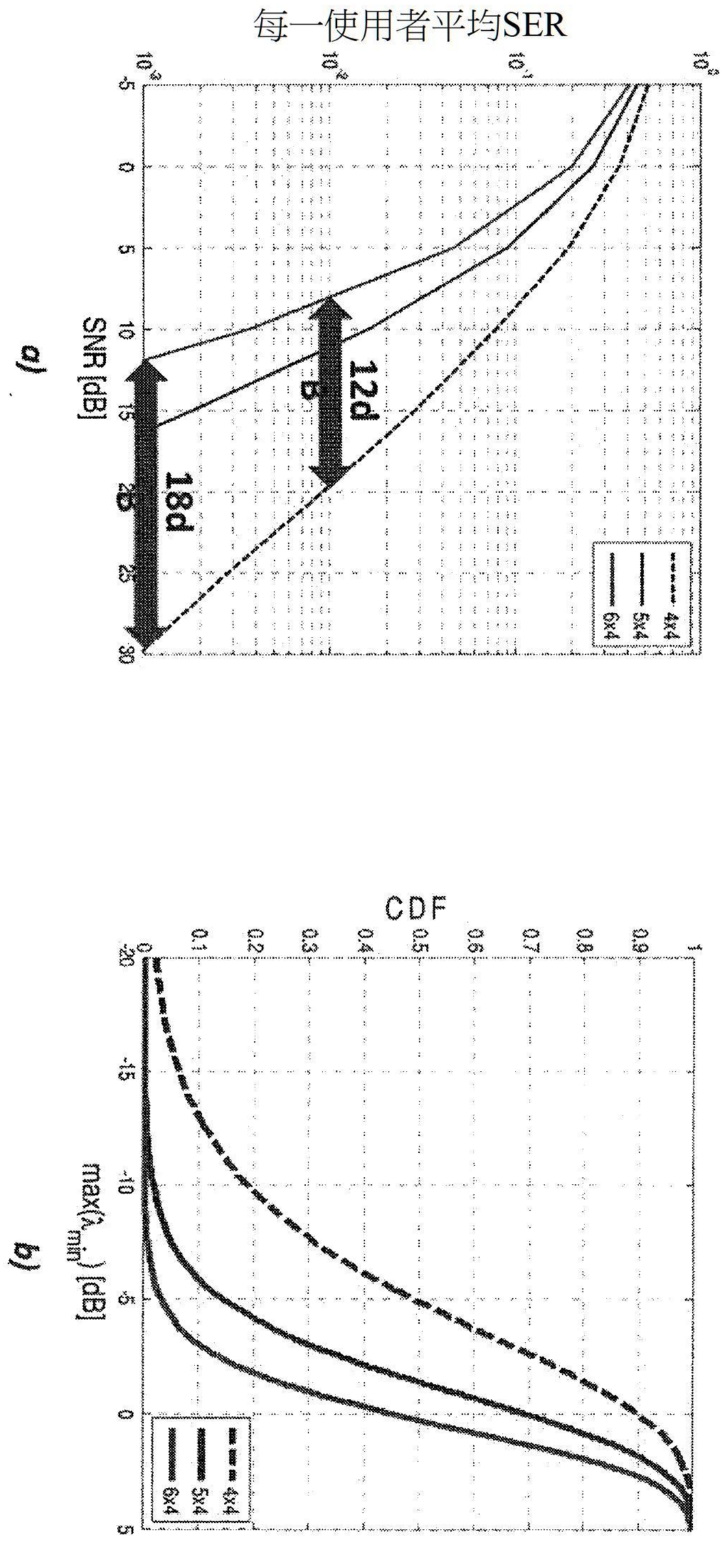
b)


每一使用者平均SER
SNR [dB]
2x2
4x4
6x6
8x8

a)

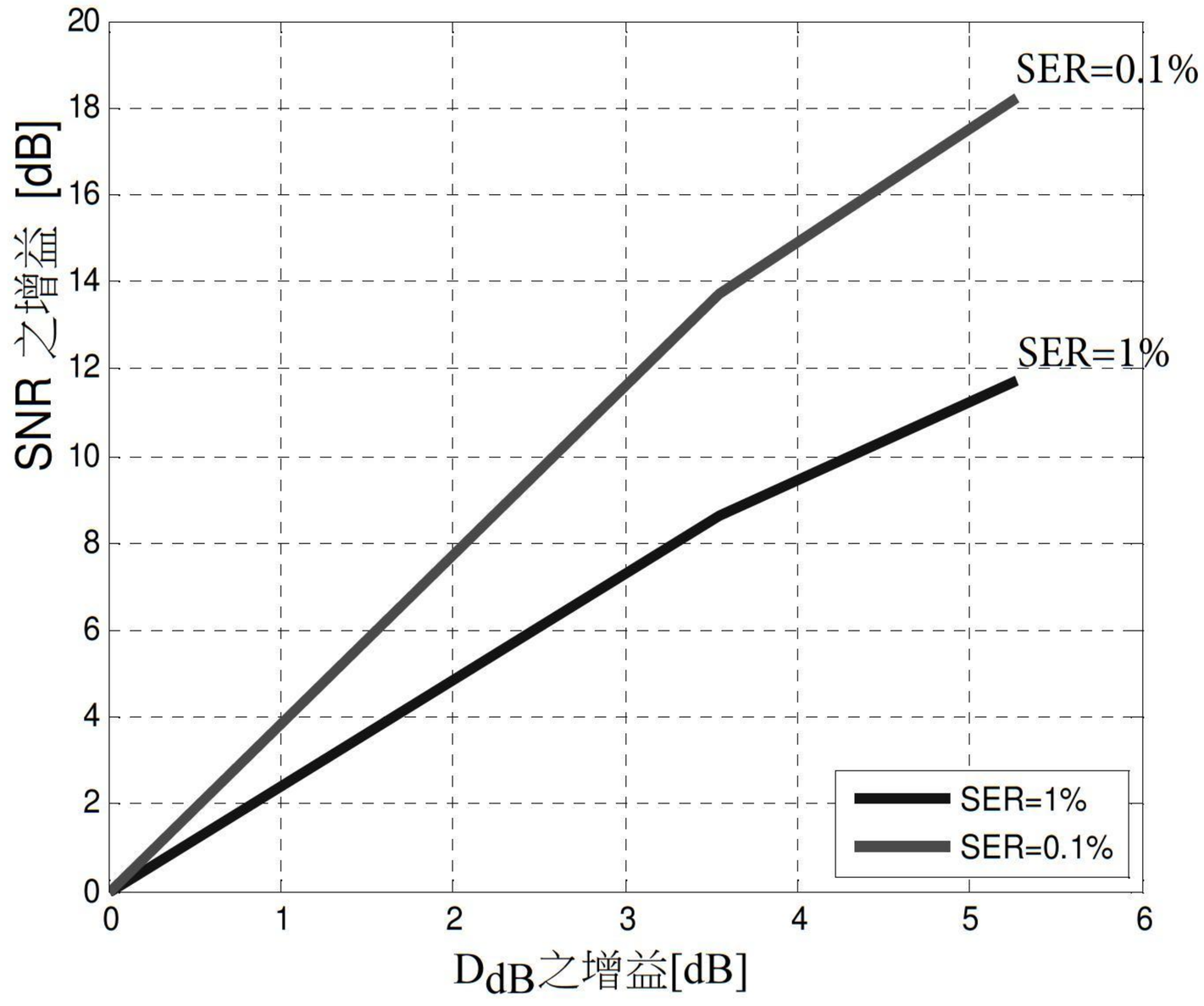
【圖20】

【圖21】


每一使用者平均SER
SNR [dB]
4x4
5x4
6x4
12d
18d
(a)
CDF
max(γ_min,i) [dB]
4x4
5x4
6x4
(b)

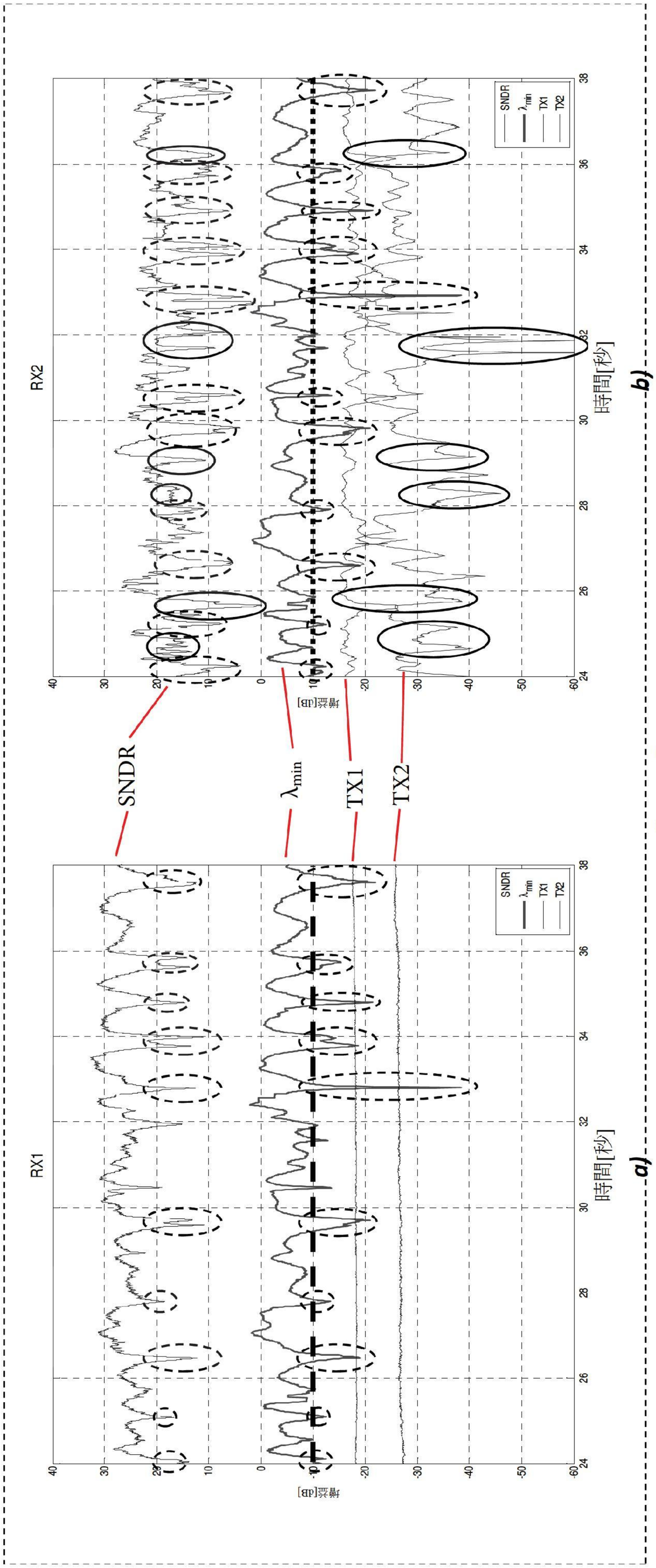
DIDO 階	4x4	5x4	6x4
D_{dB}	-5	-1.5	0.3
SNR [dB] (SER=1%)	19.7	11.1	8.0
SNR [dB] (SER=0.1%)	30	16.3	11.8

a)

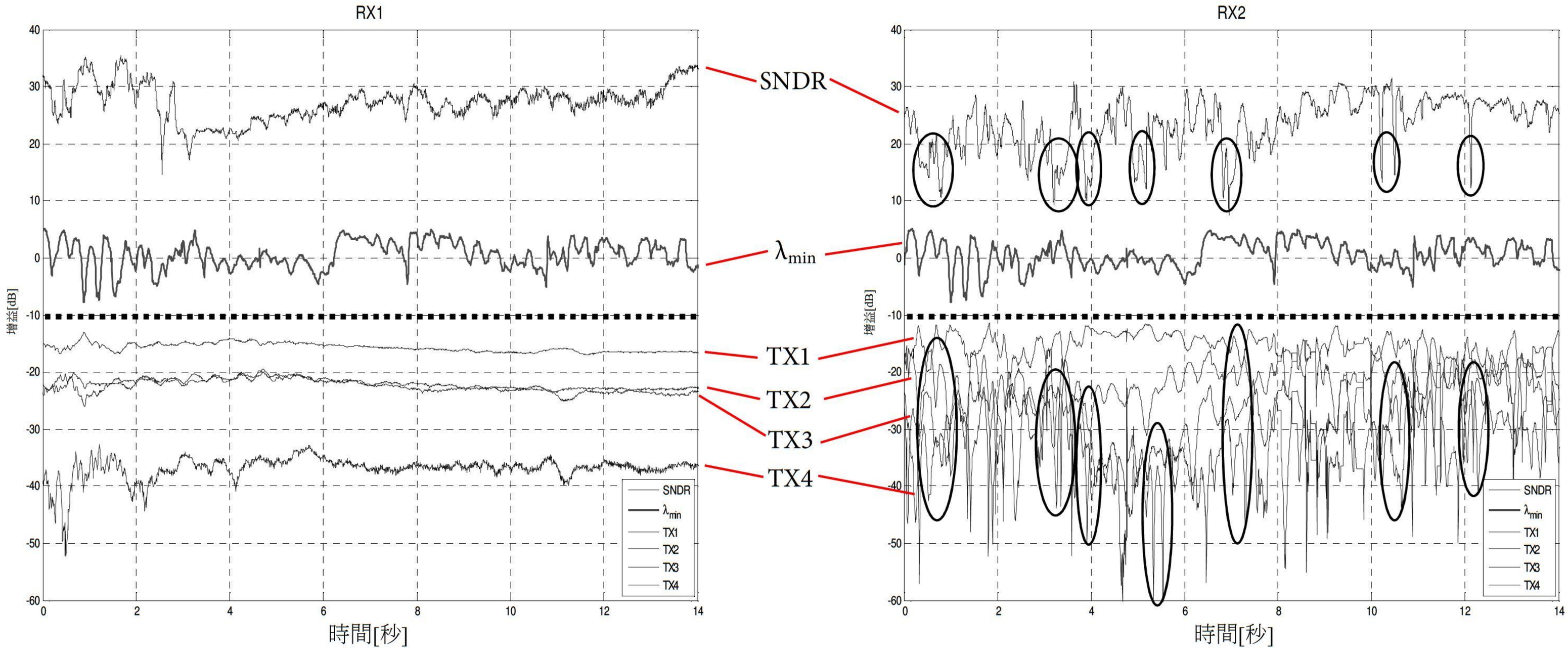


b)

【圖22】



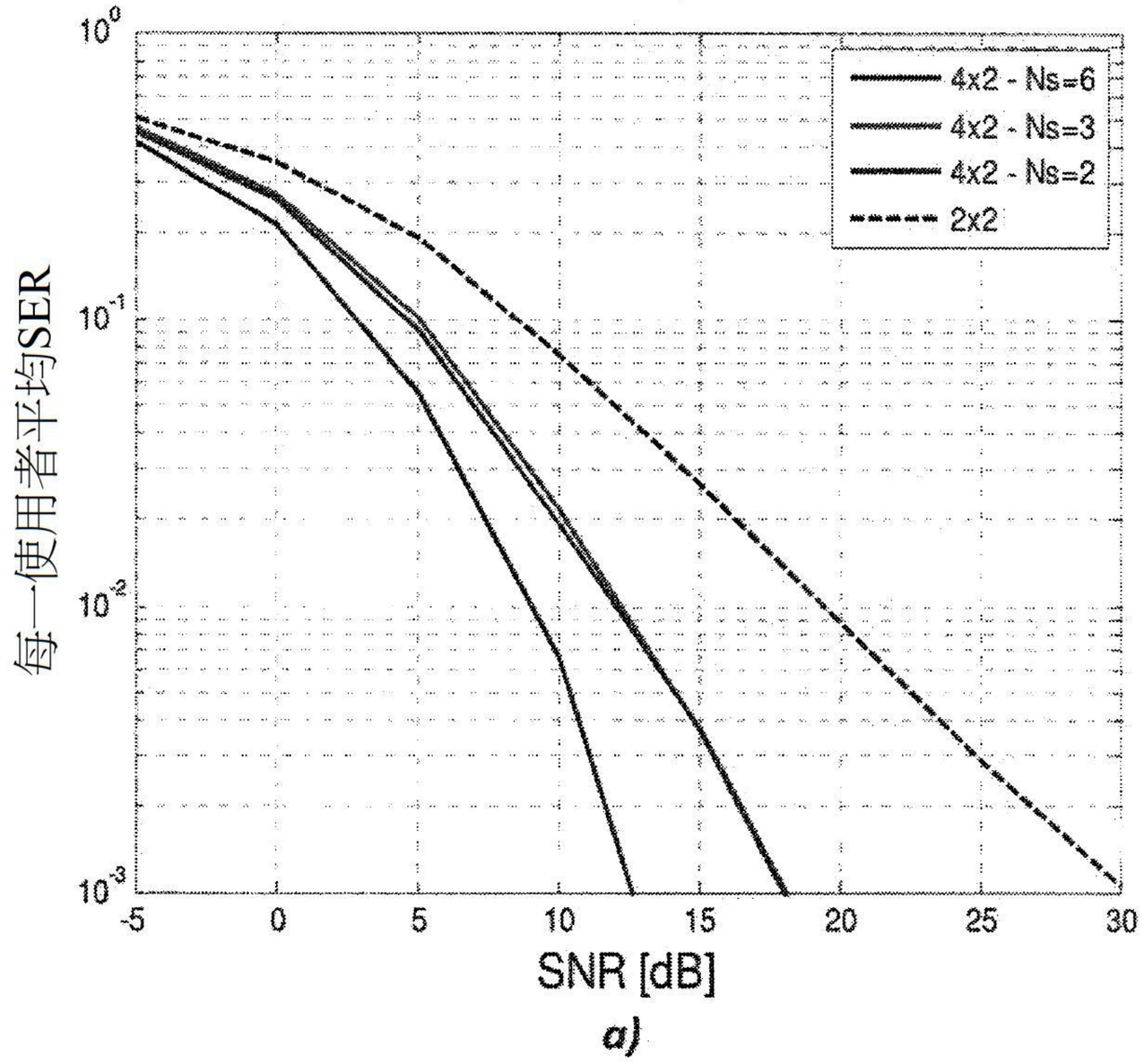
【圖23】

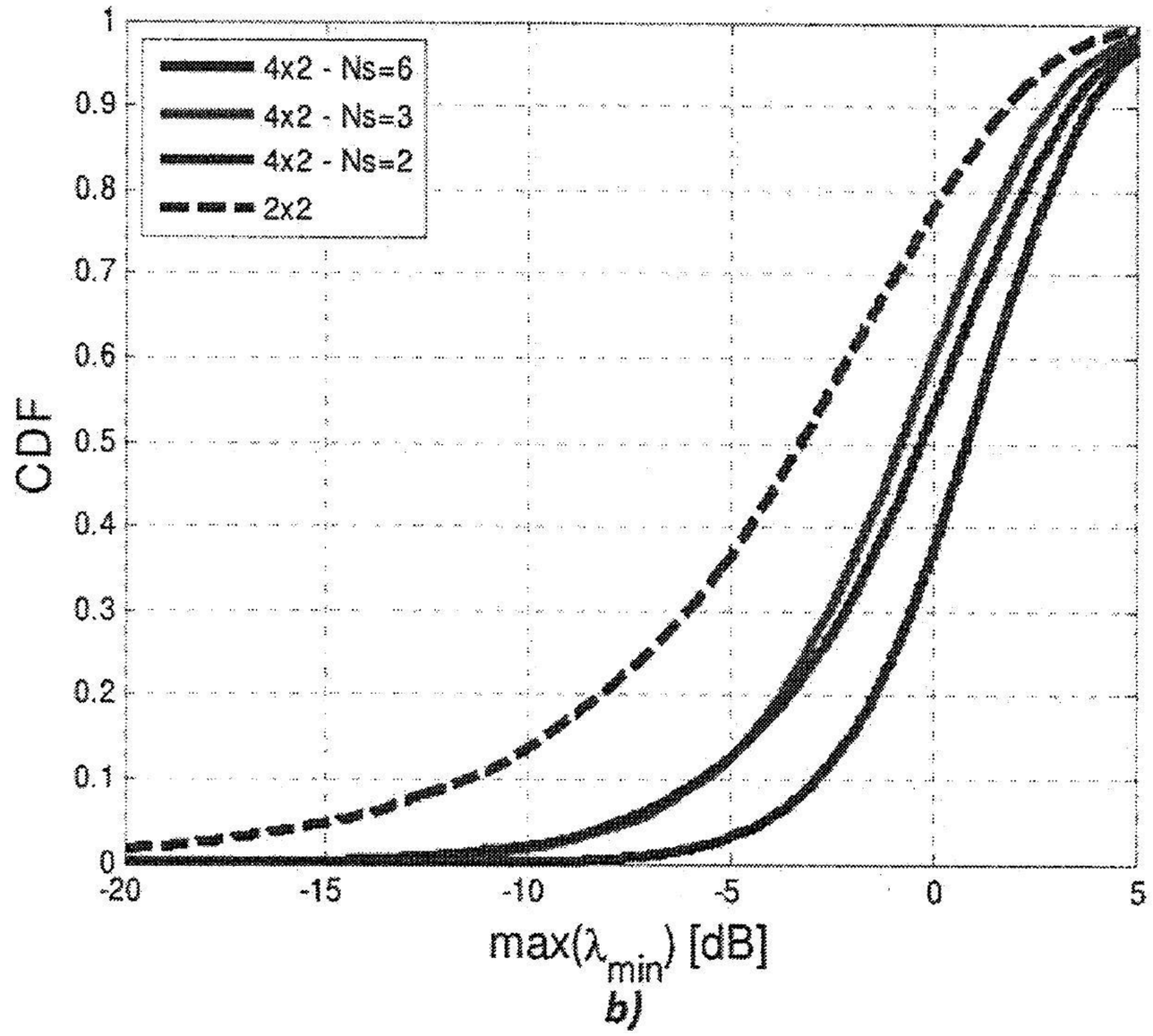

RX1
RX2
SNDR
λmin
TX1
TX2
TX3
TX4
增益[dB]
時間[秒]
SNDR
λmin
TX1
TX2
TX3
TX4

a) *b)*

【圖24】

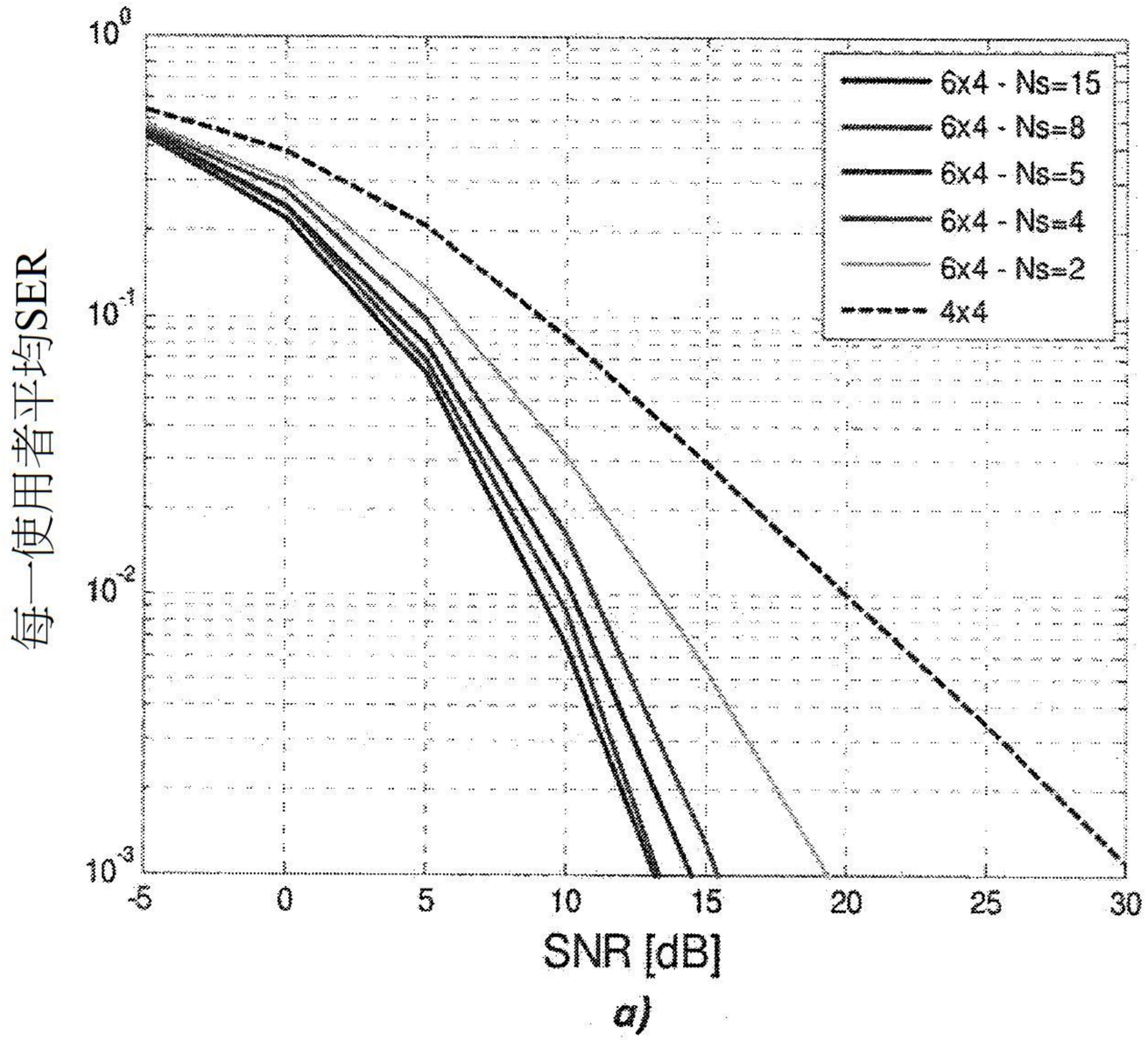
- 具有不同數目的天線集之2xUE狀況

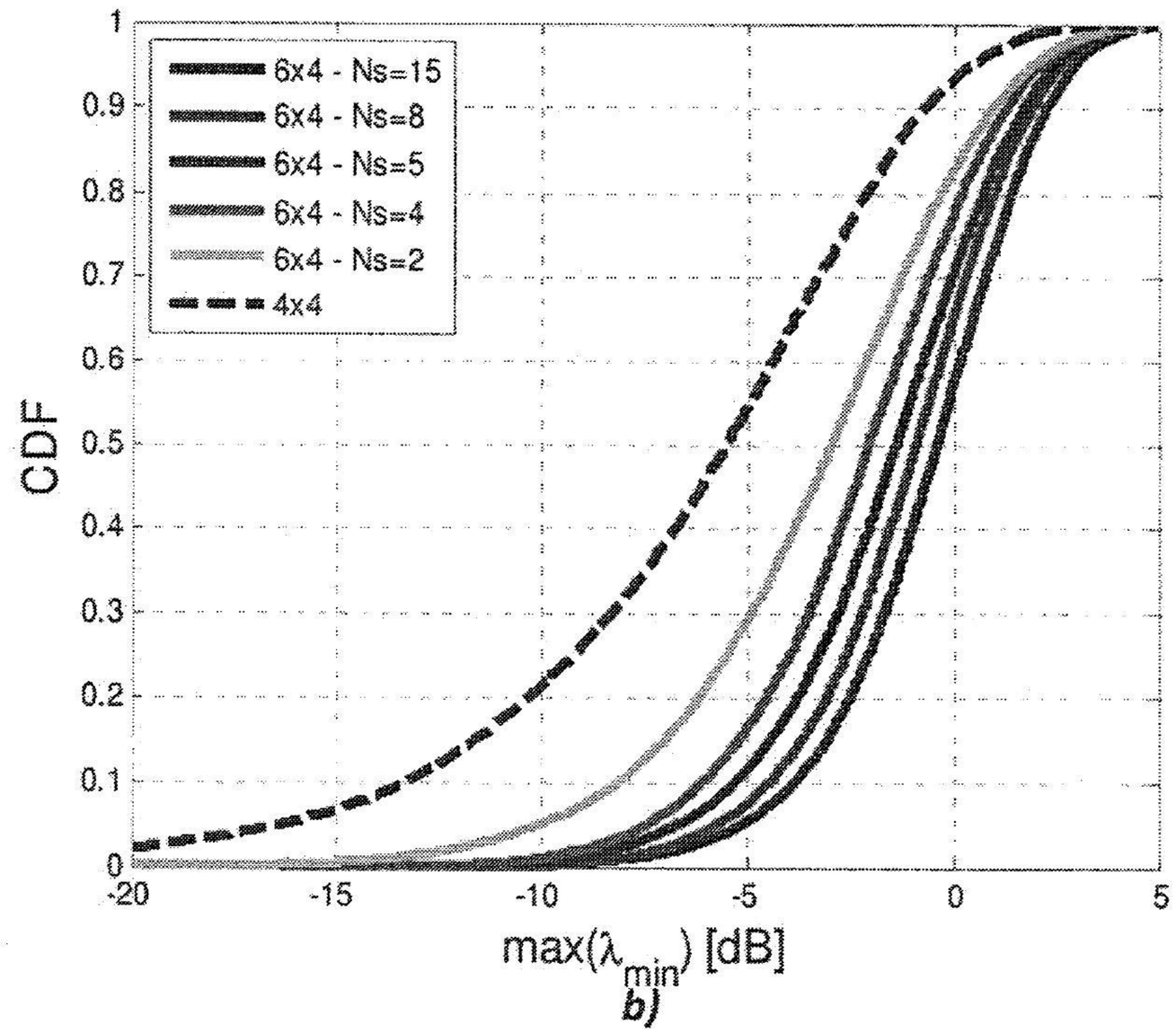




【圖25】

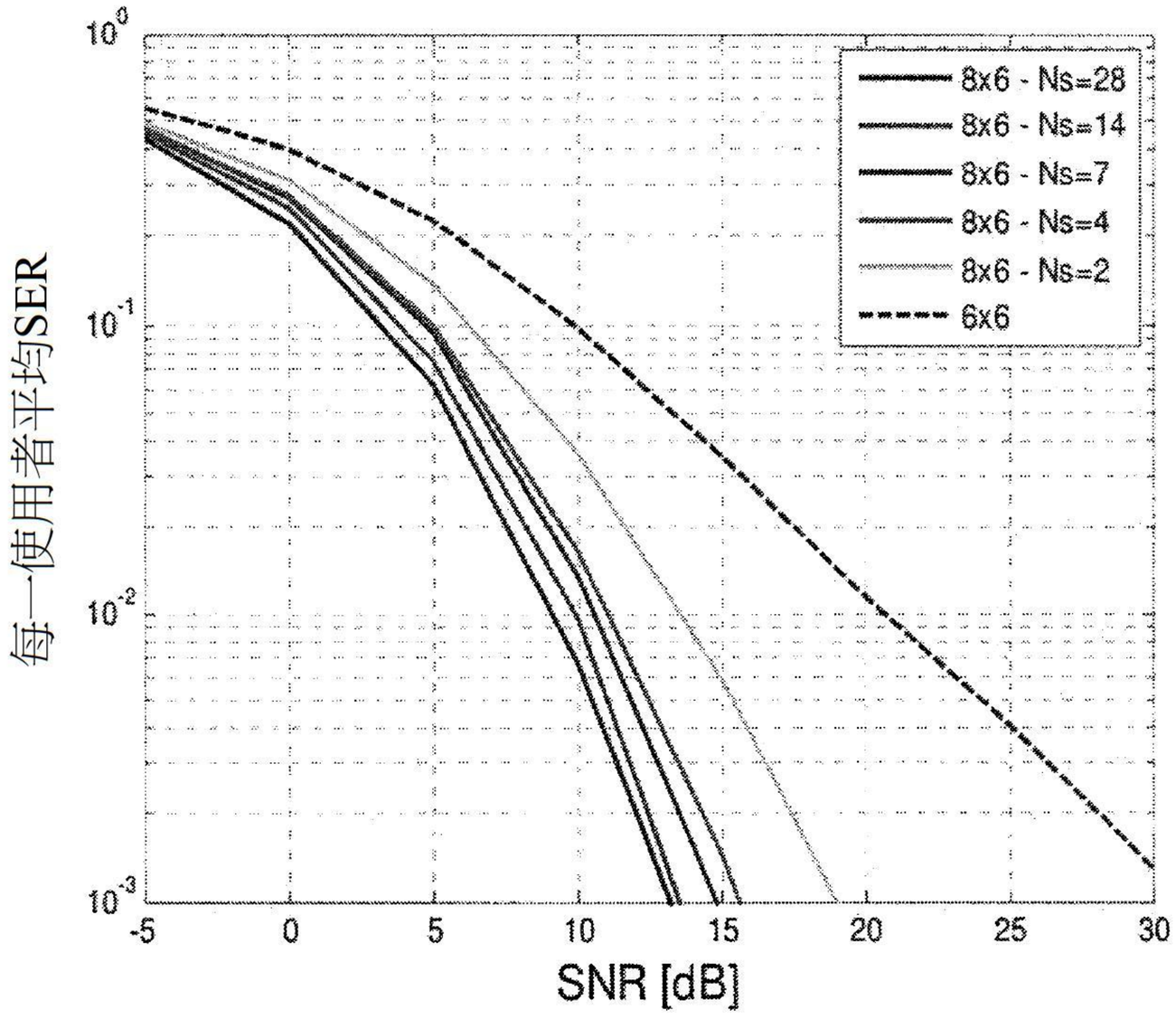
- 具有不同數目的天線集之4xUE狀況

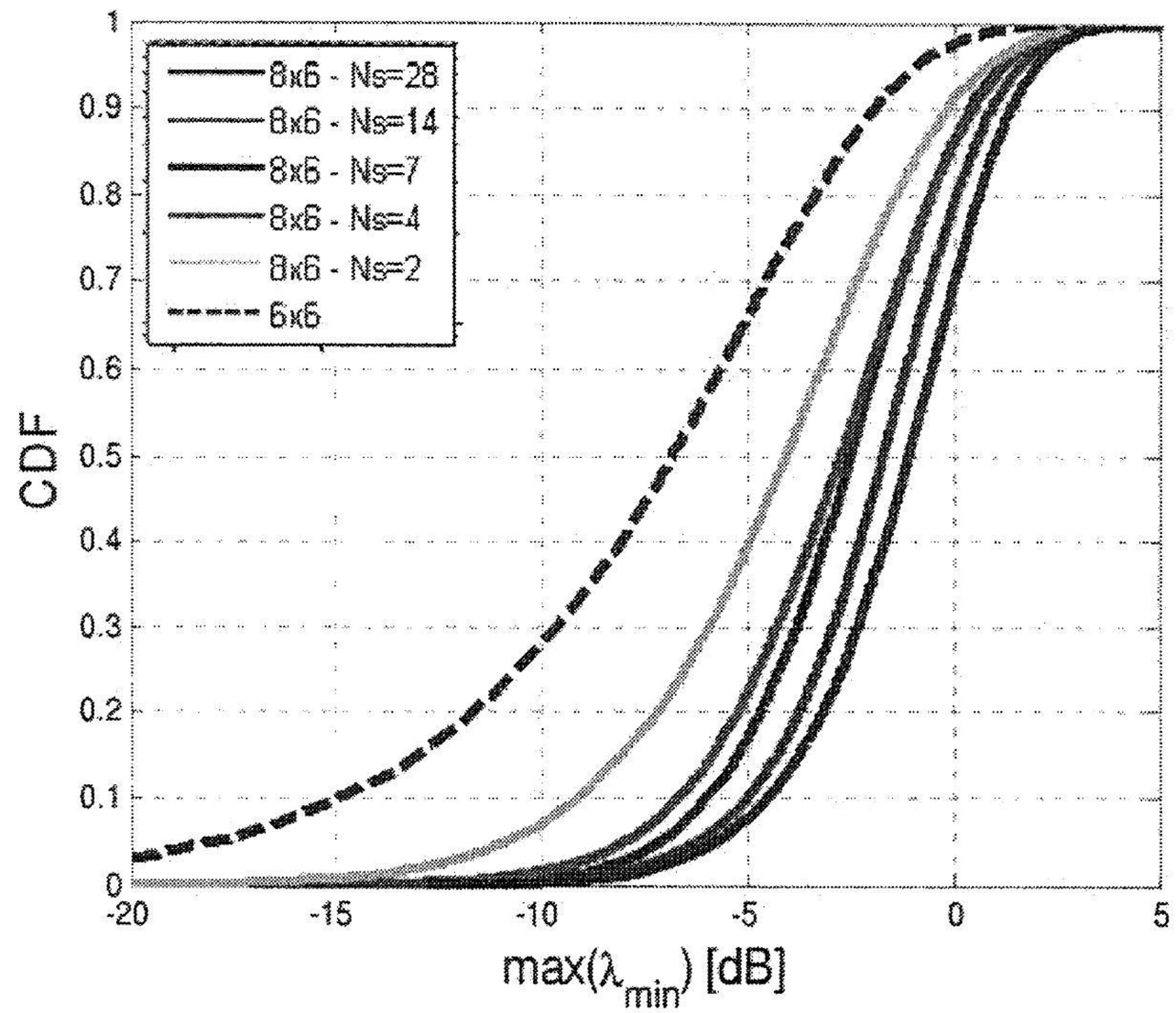




【圖26】

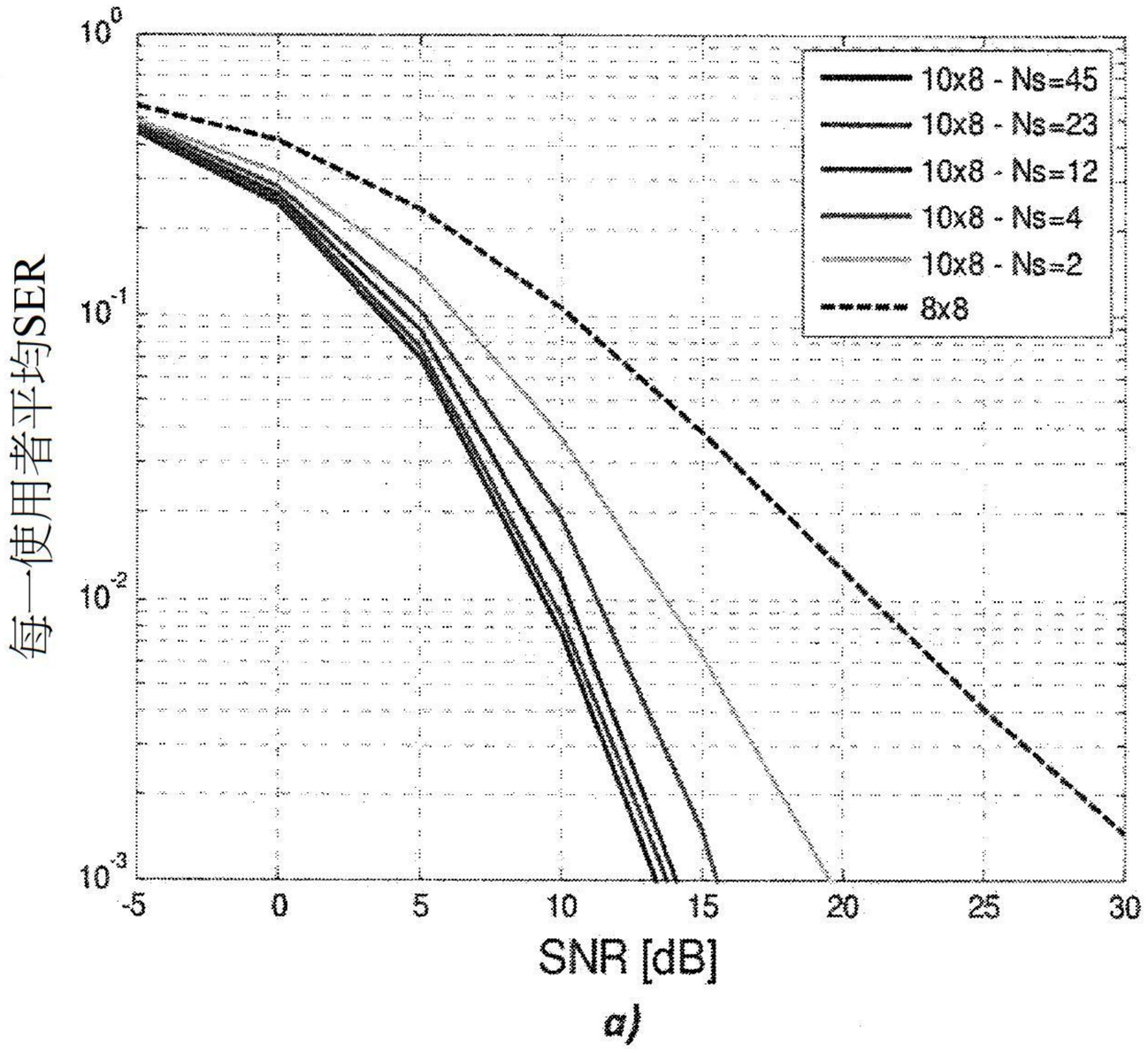
- 具有不同數目的天線集之6xUE狀況

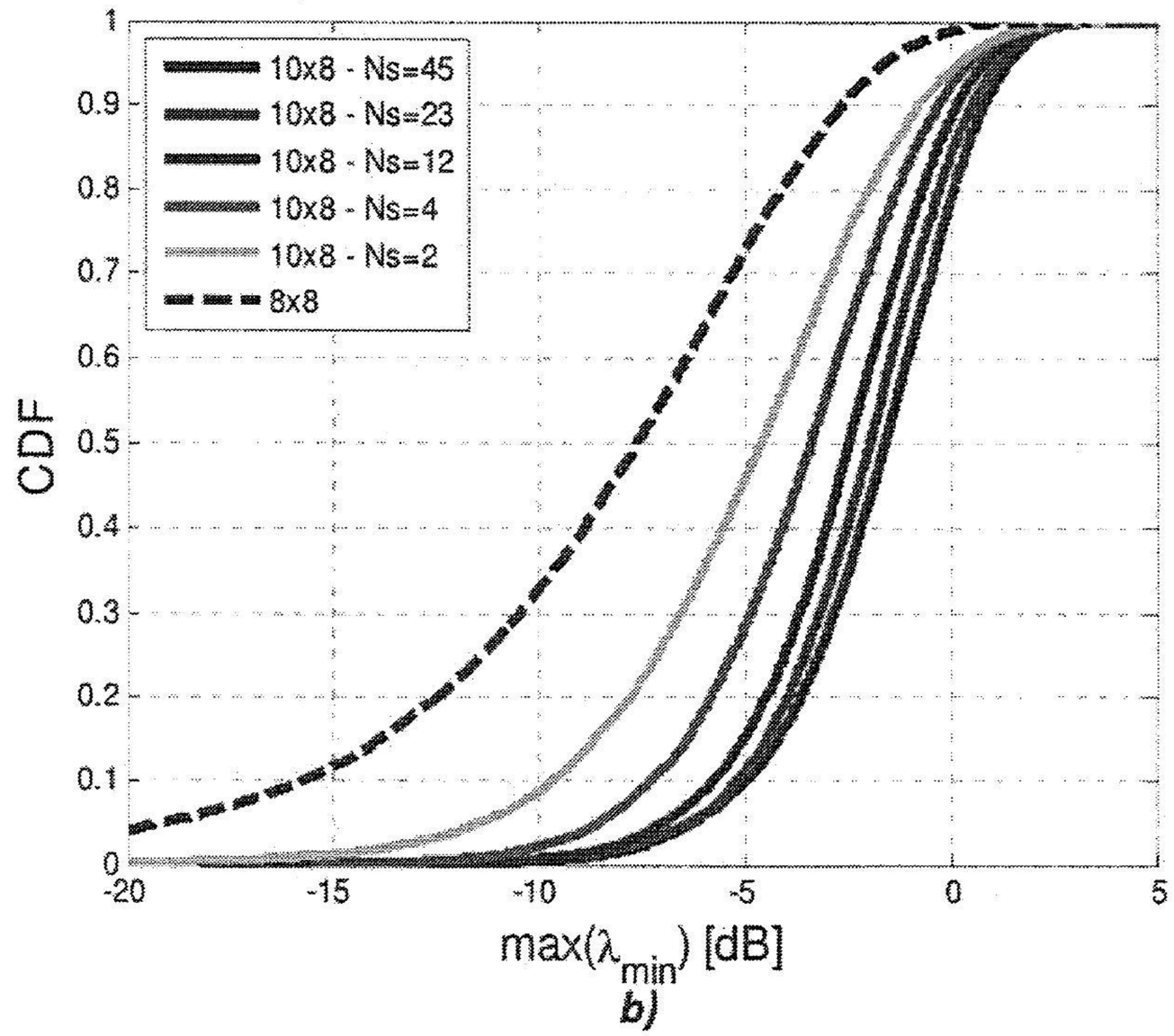




【圖27】

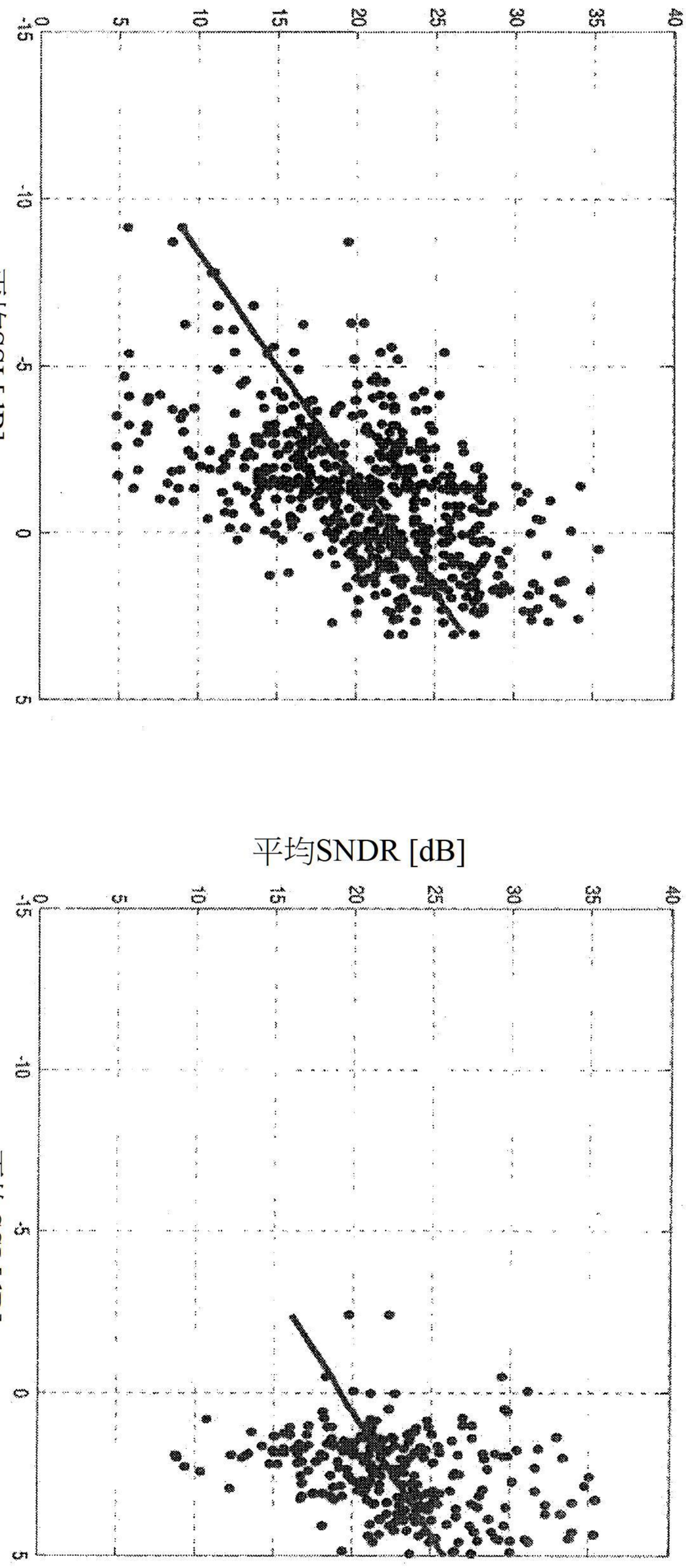
- 具有不同數目的天線集之8xUE狀況

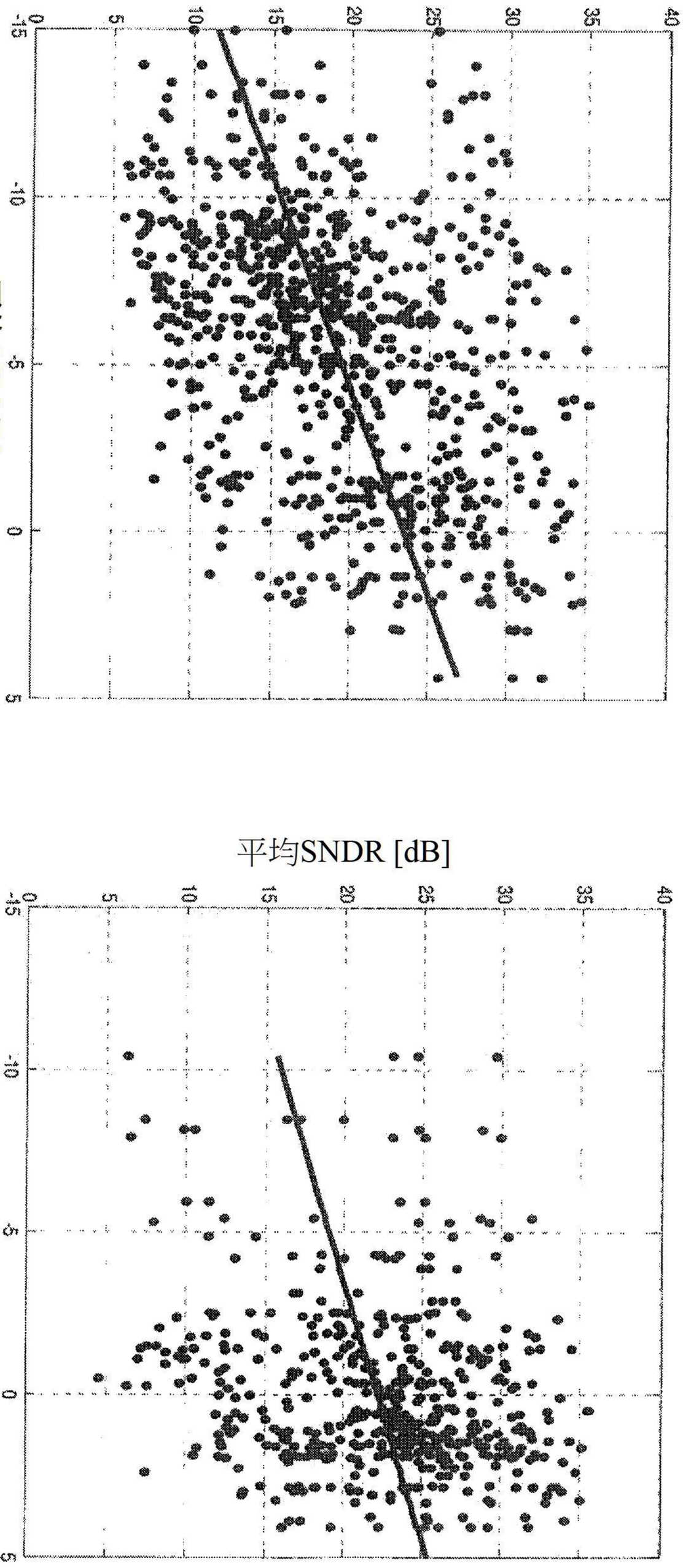




【圖28】

【圖29】

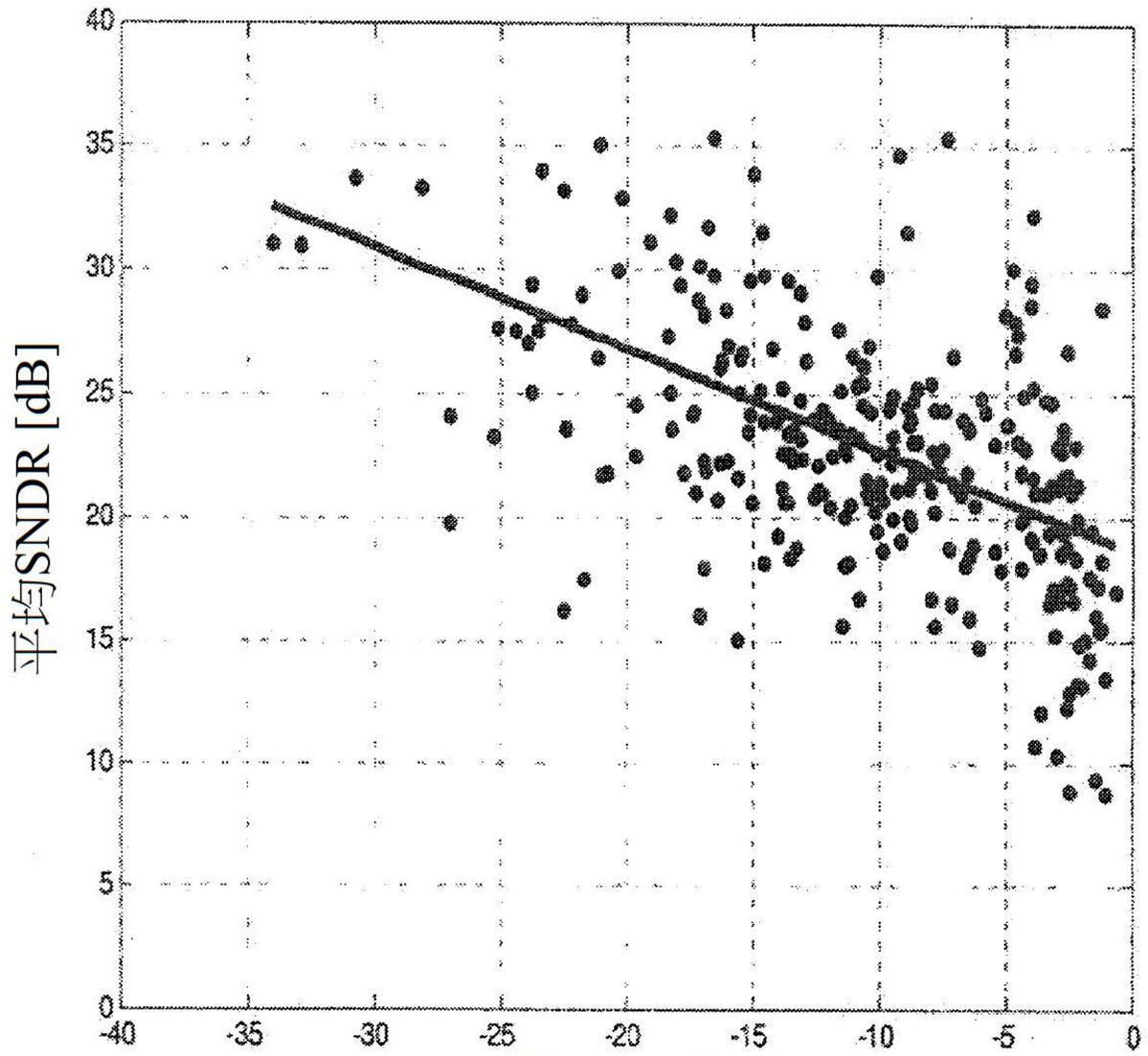

a) DIDO 2x2
平均SSI [dB]
平均SNDR [dB]
0
-15
5
-10
10
-5
15
0
20
5
25
30
35
40
b) DIDO 4x2
平均SSI [dB]
平均SNDR [dB]



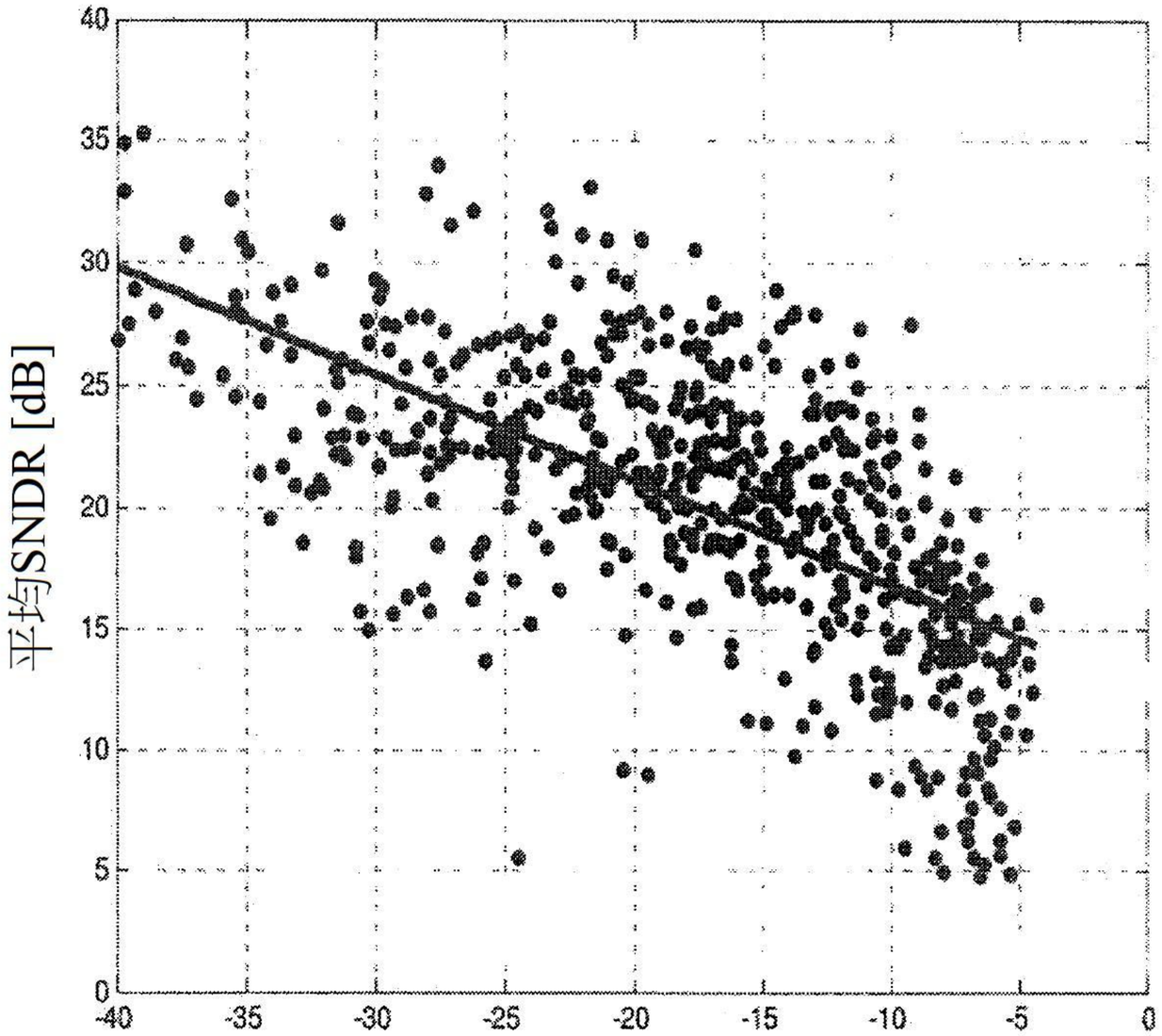
a) DIDO 4x4

【圖30】

b) DIDO 6x4

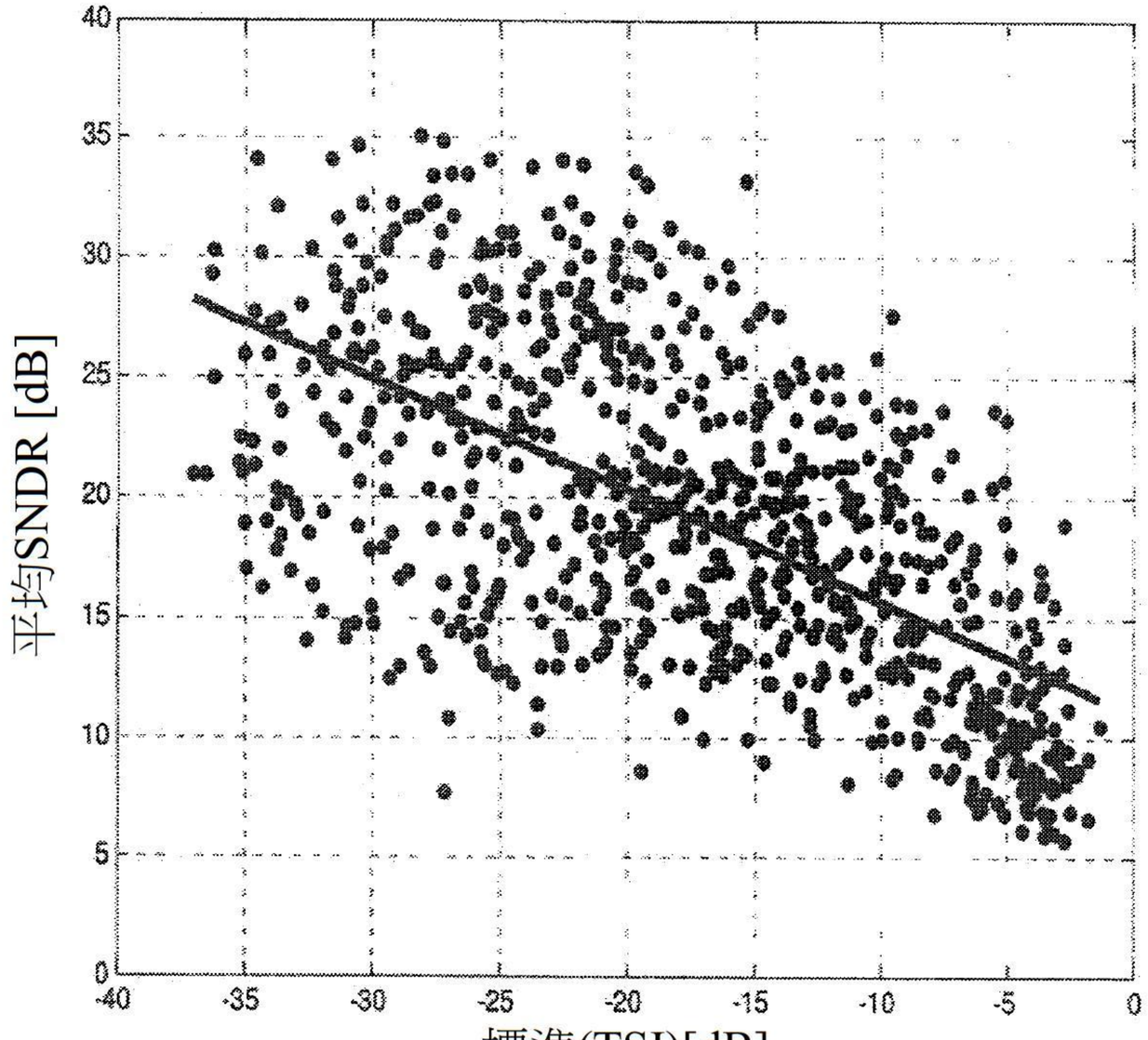


b) DIDO 4x2

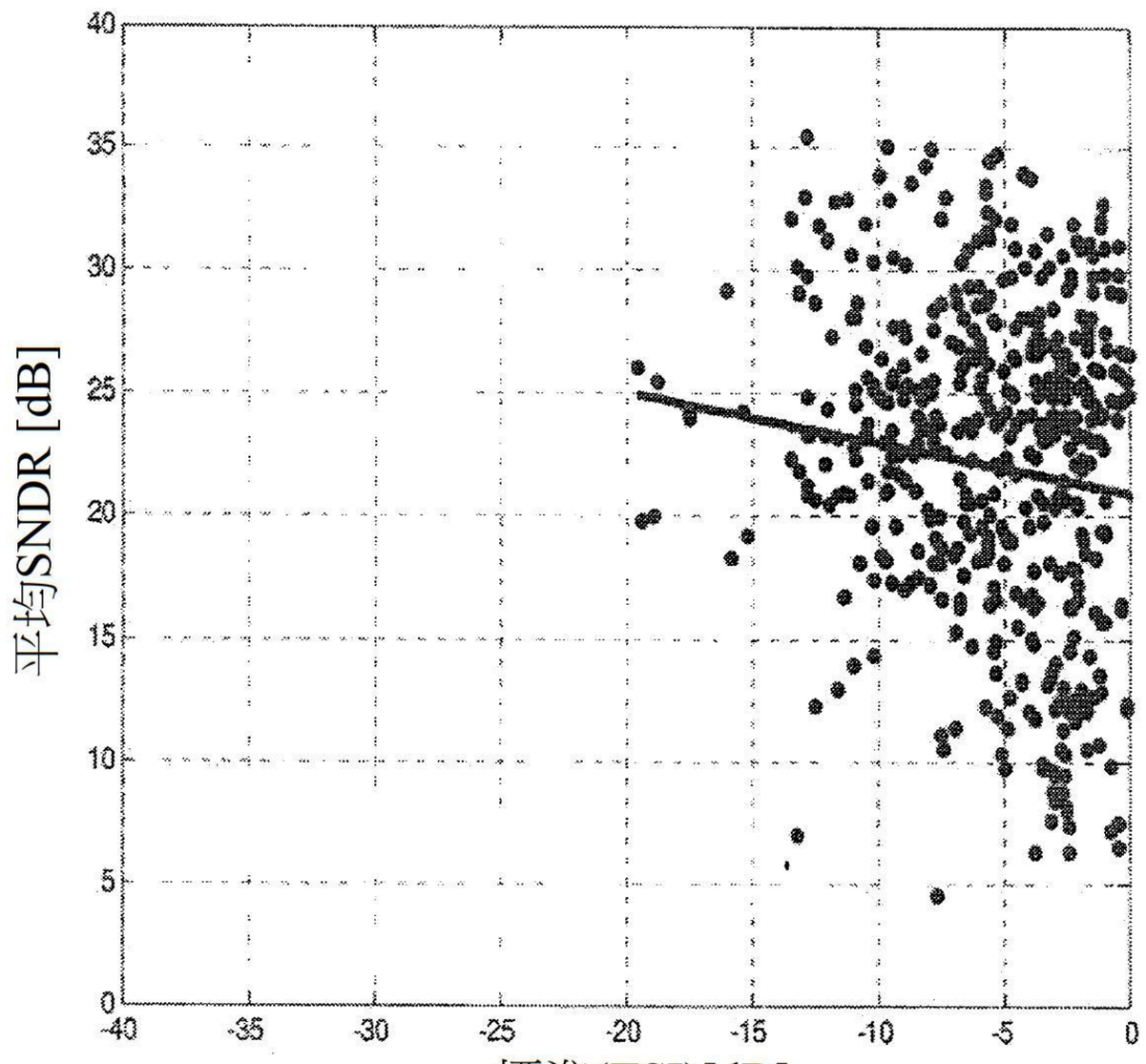


a) DIDO 2x2

【圖31】

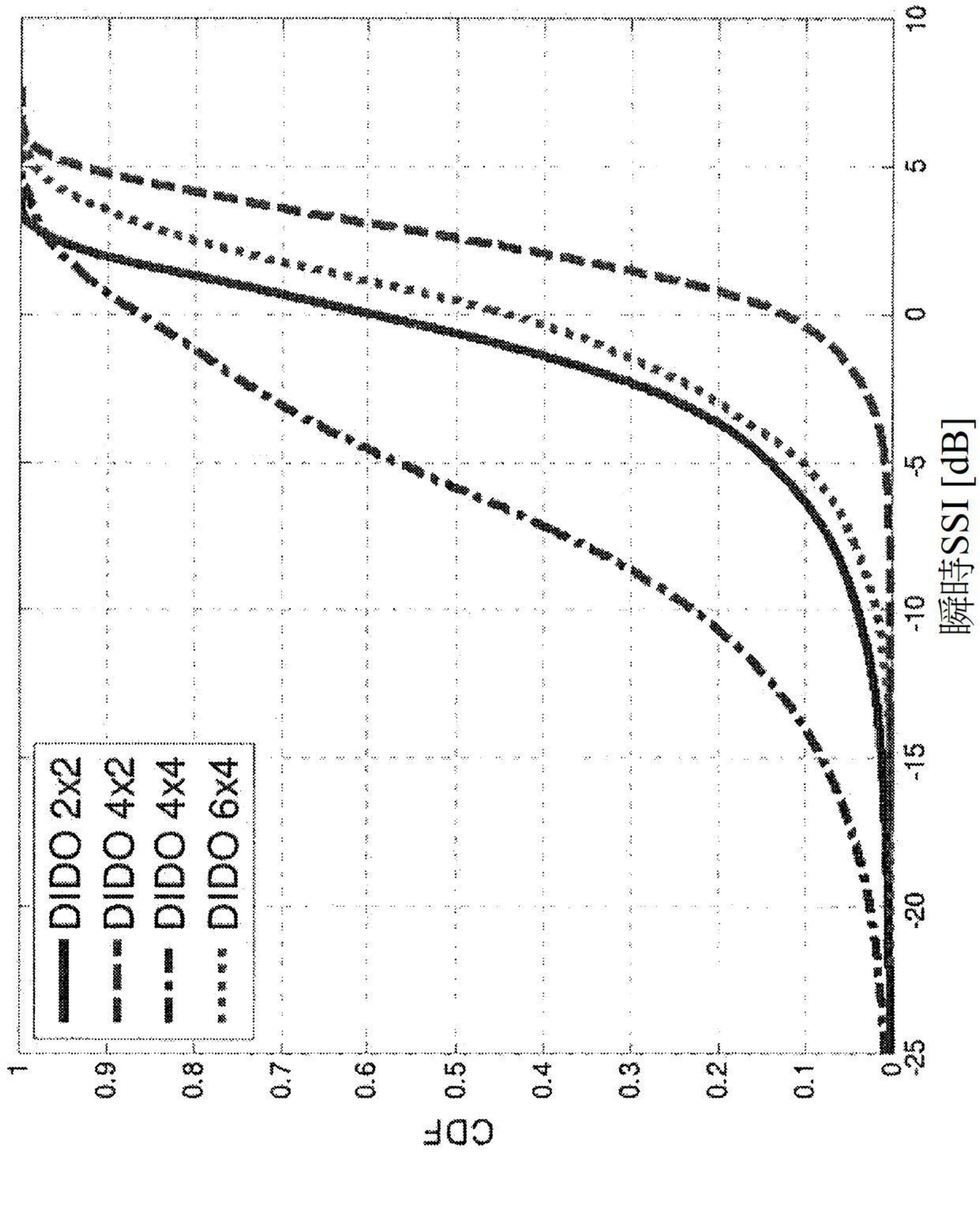


a) **DIDO 4x4**

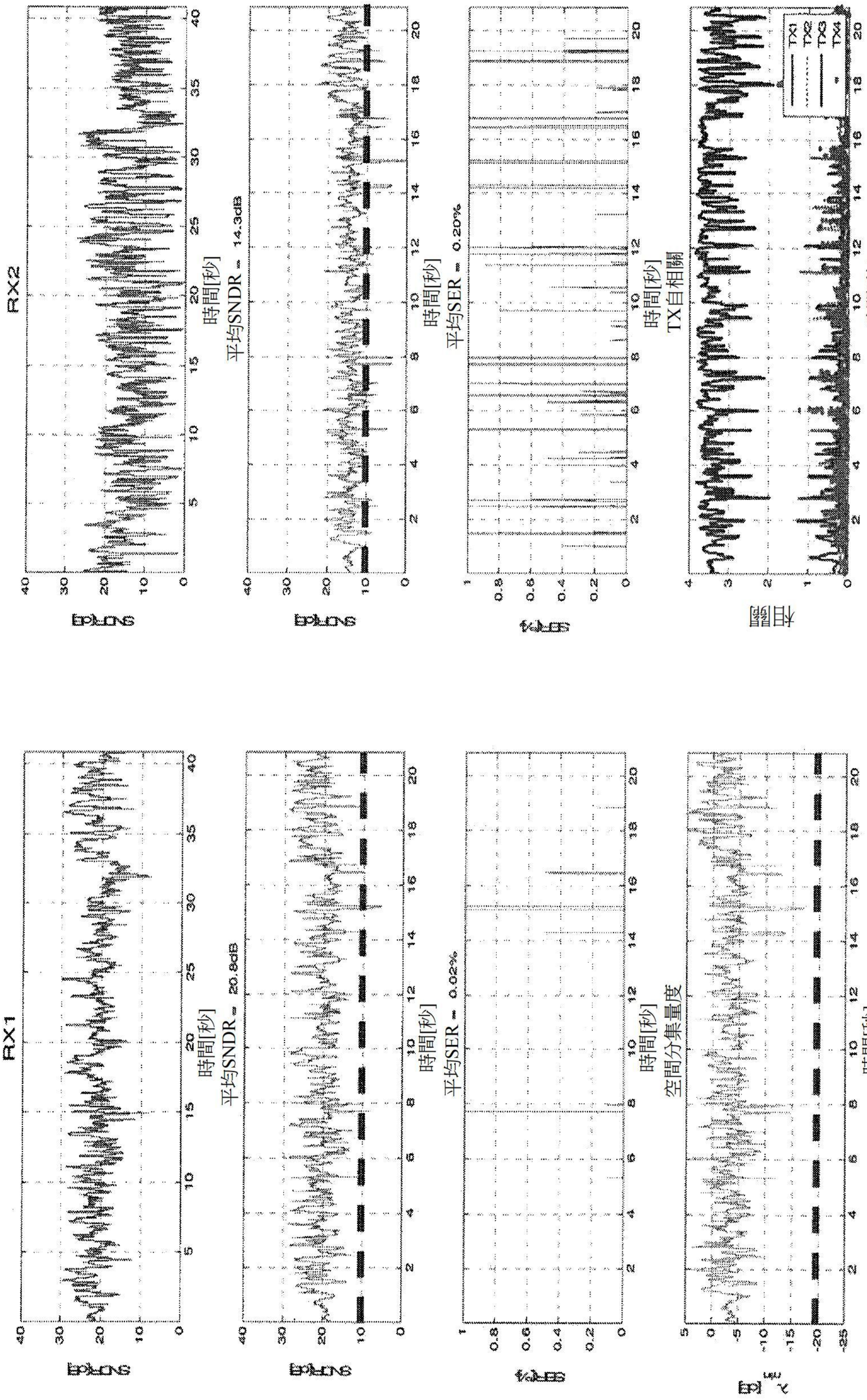


b) **DIDO 6x4**

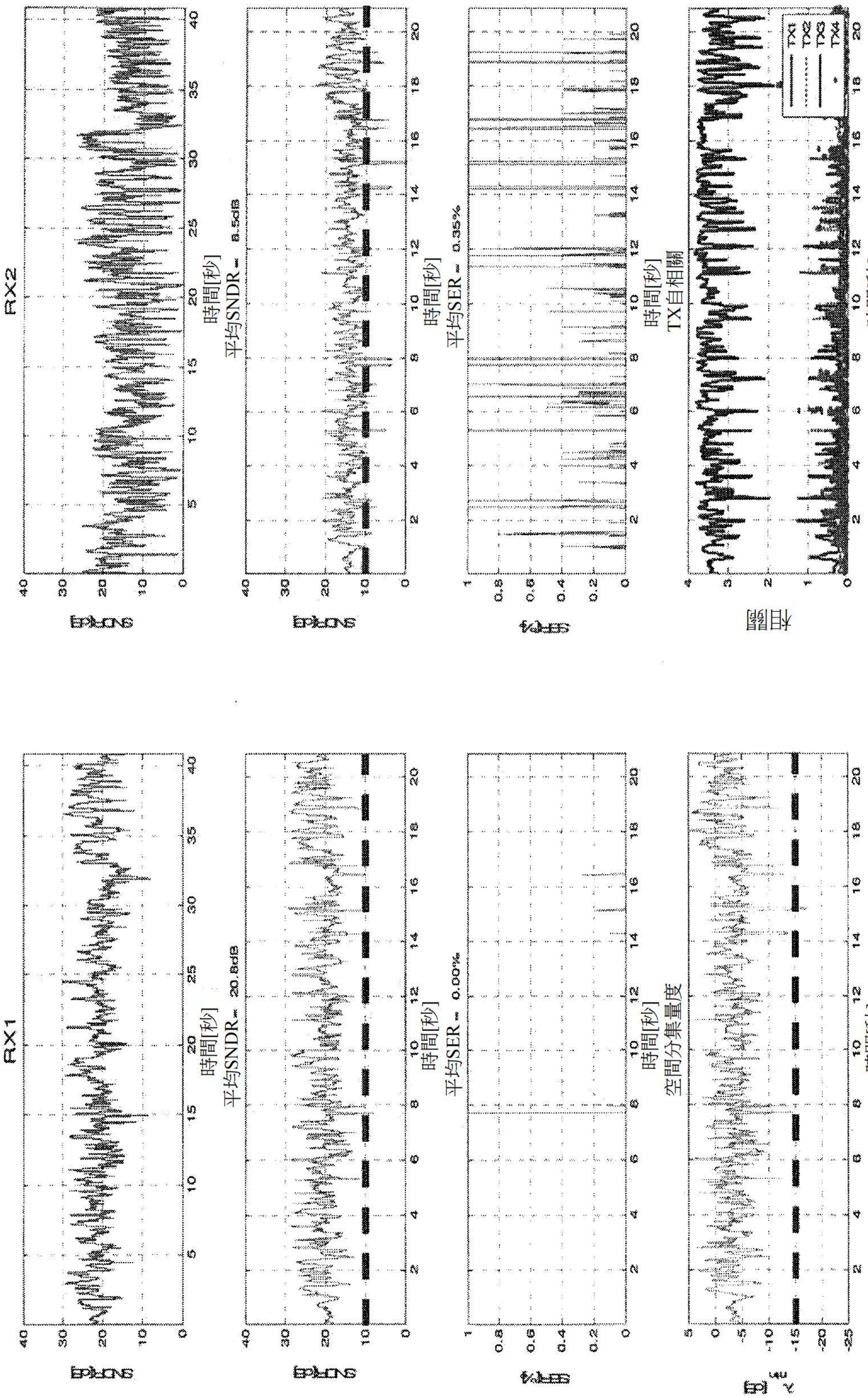
【圖32】


DIDO 2x2
DIDO 4x2
DIDO 4x4
DIDO 6x4
CDF
瞬時SSI [dB]
1
0.9
0.8
0.7
0.6
0.5
0.4
0.3
0.2
0.1
0
10
5
0
-5
-10
-15
-20
-25

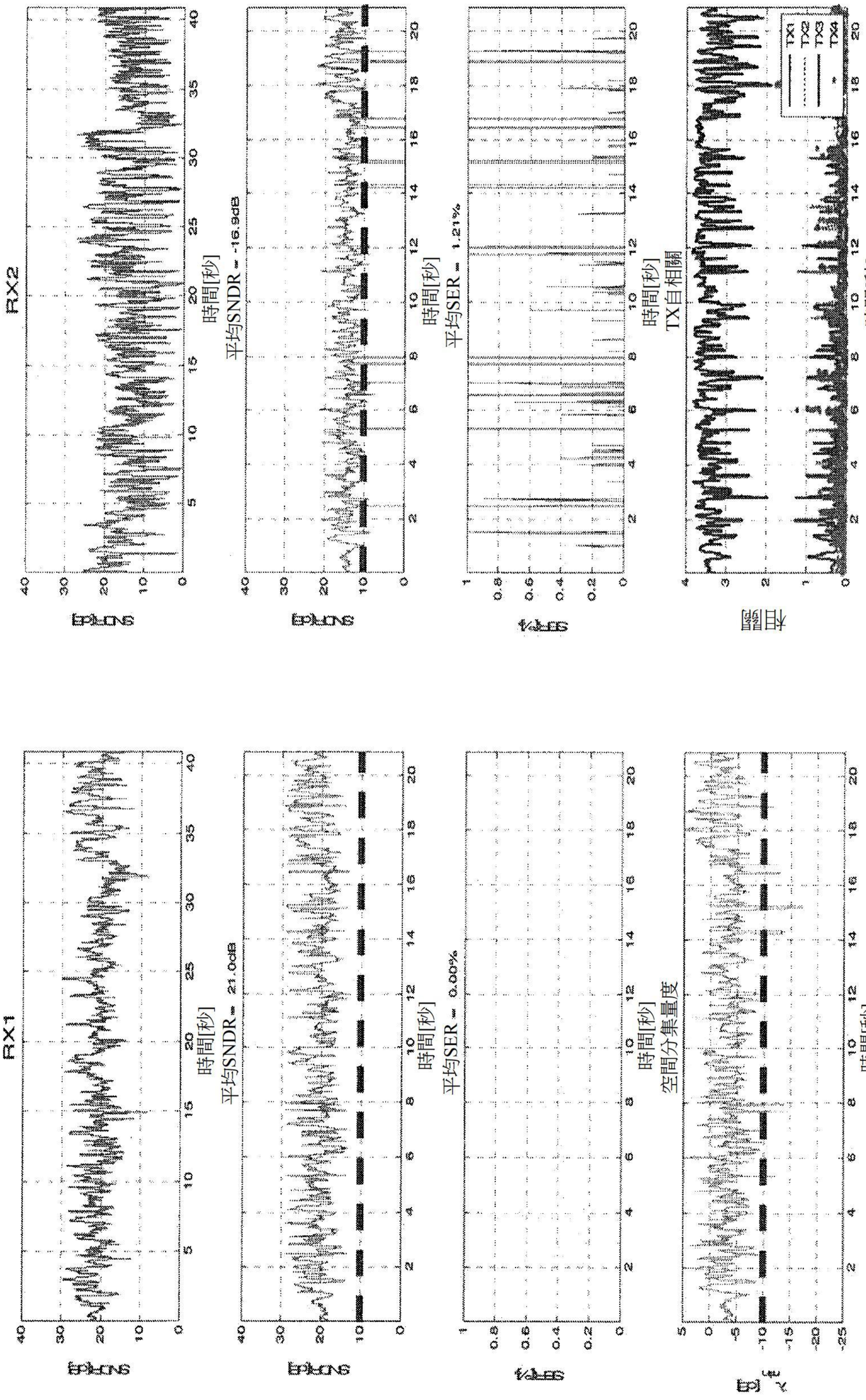
【圖33】


RX2
RX1
時間[秒]
平均SNDR = 14.3dB
平均SNDR = 20.8dB
平均SER = 0.20%
平均SER = 0.02%
TX自相關
空間分集量度
TX1
TX2
TX3
TX4

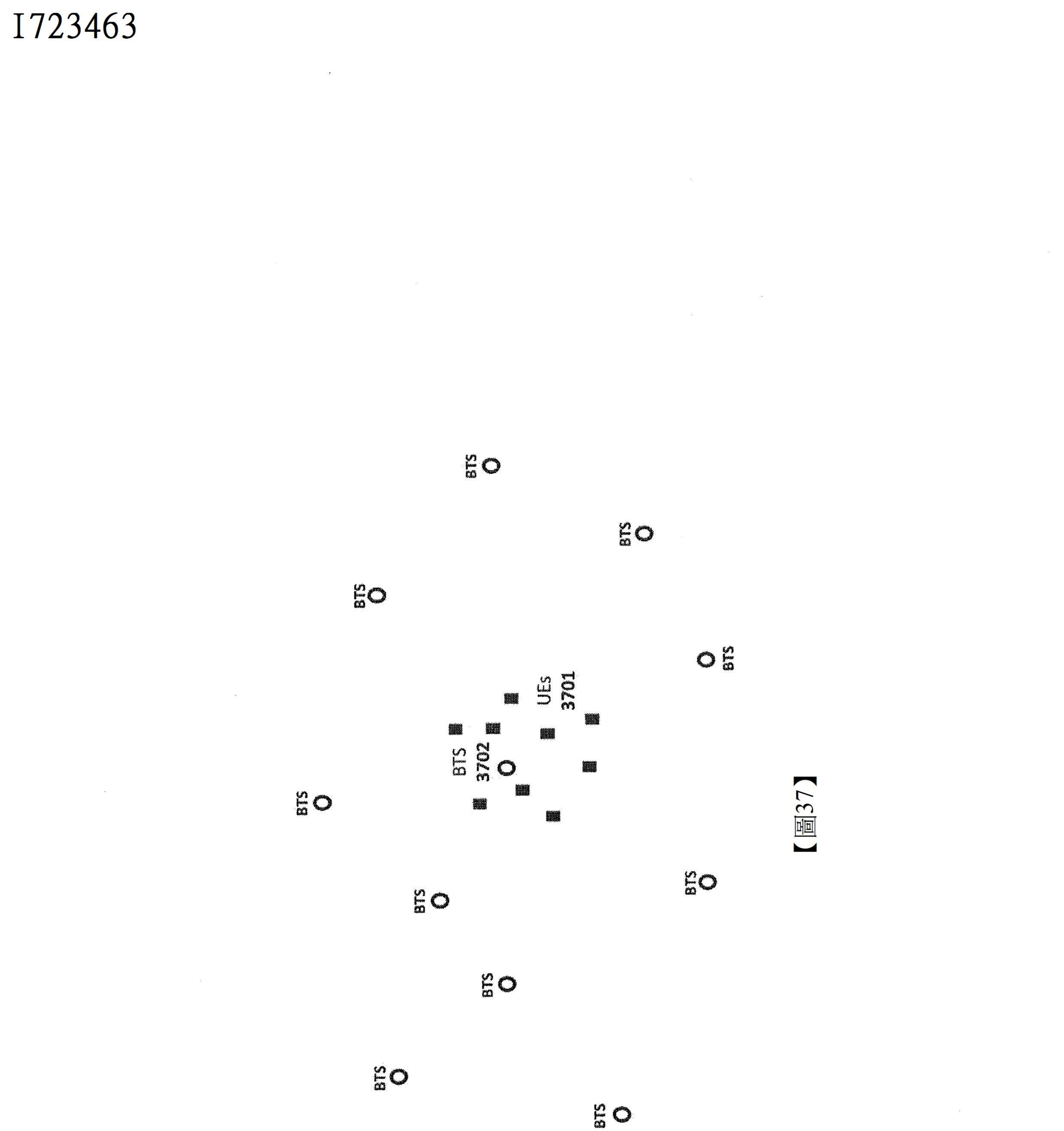
【圖34】


RX2
RX1
時間[秒]
平均SNDR= 8.5dB
平均SNDR= 20.8dB
平均SER= 0.35%
平均SER= 0.00%
TX自相關
空間分集量度
TX1
TX2
TX3
TX4

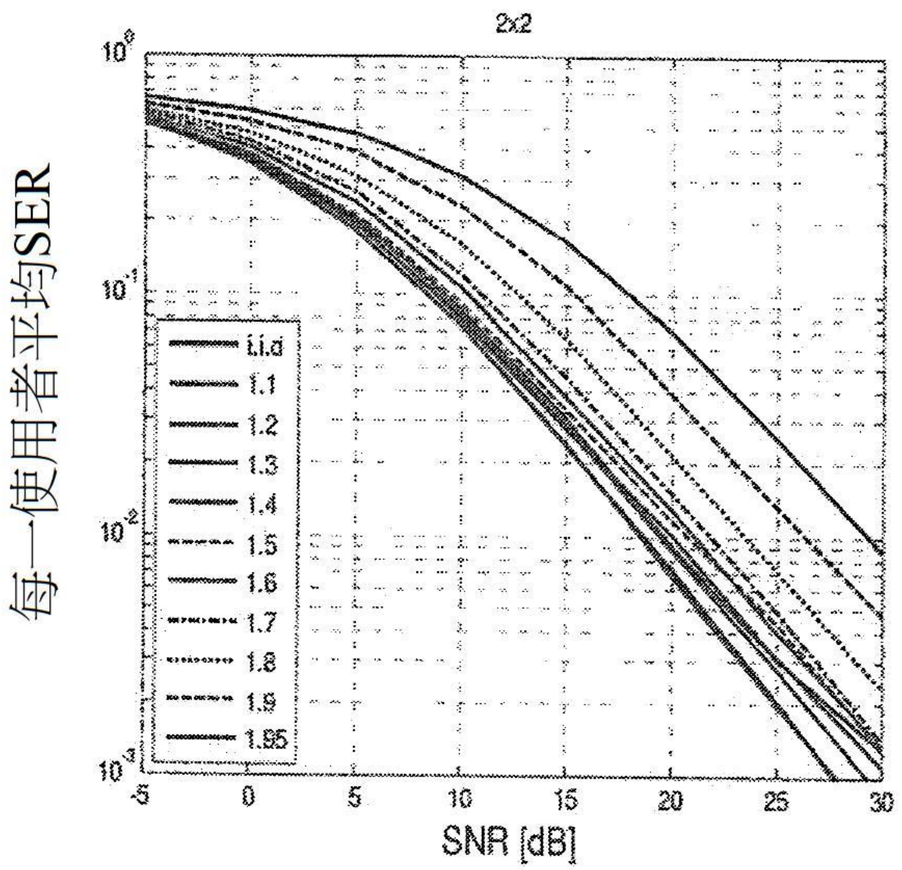
【圖35】

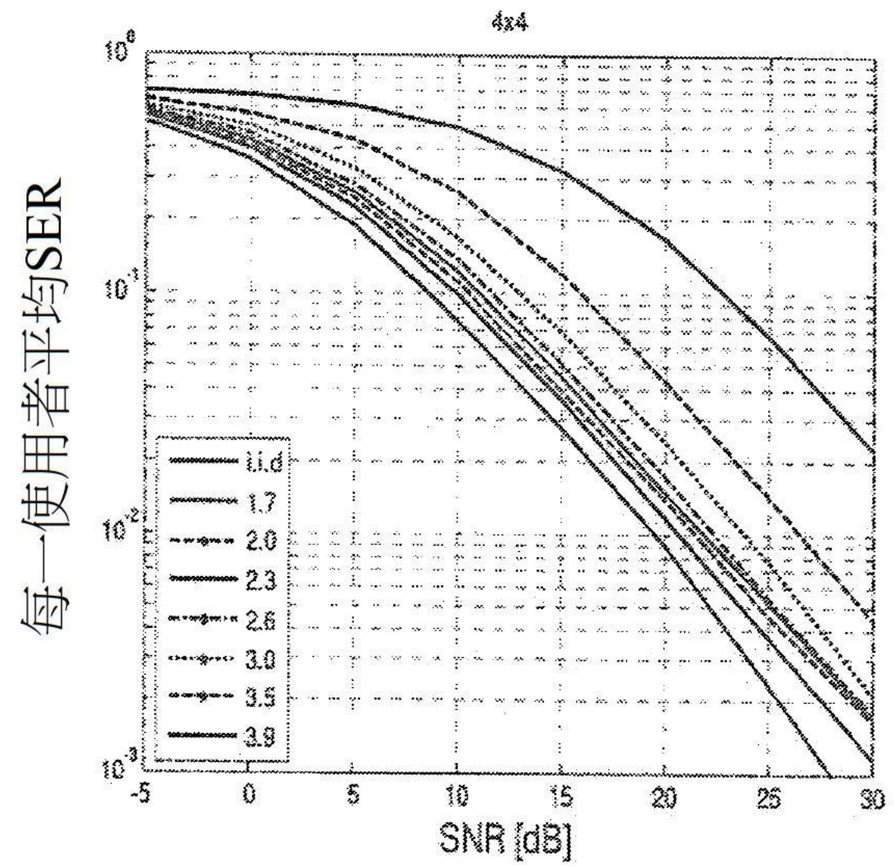

RX2
RX1
TX1
TX2
TX3
TX4
時間[秒]
平均SNDR = -16.9dB
平均SNDR = 21.0dB
平均SER = 1.21%
平均SER = 0.00%
TX自相關
空間分集量度
相關

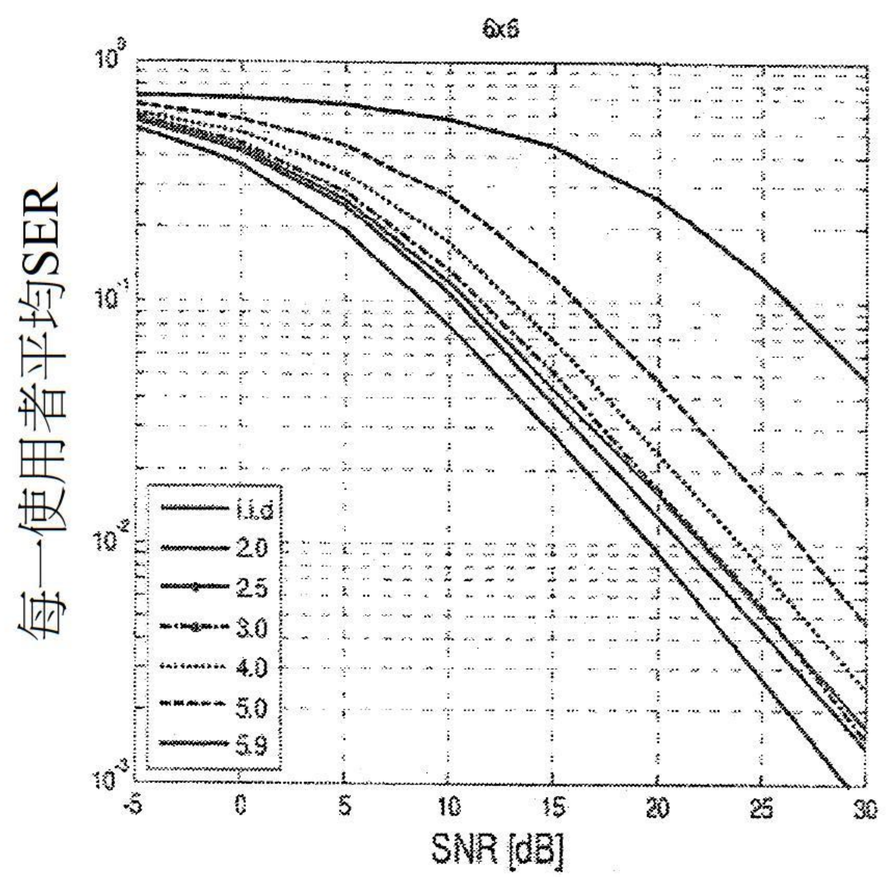
【圖36】



【圖37】



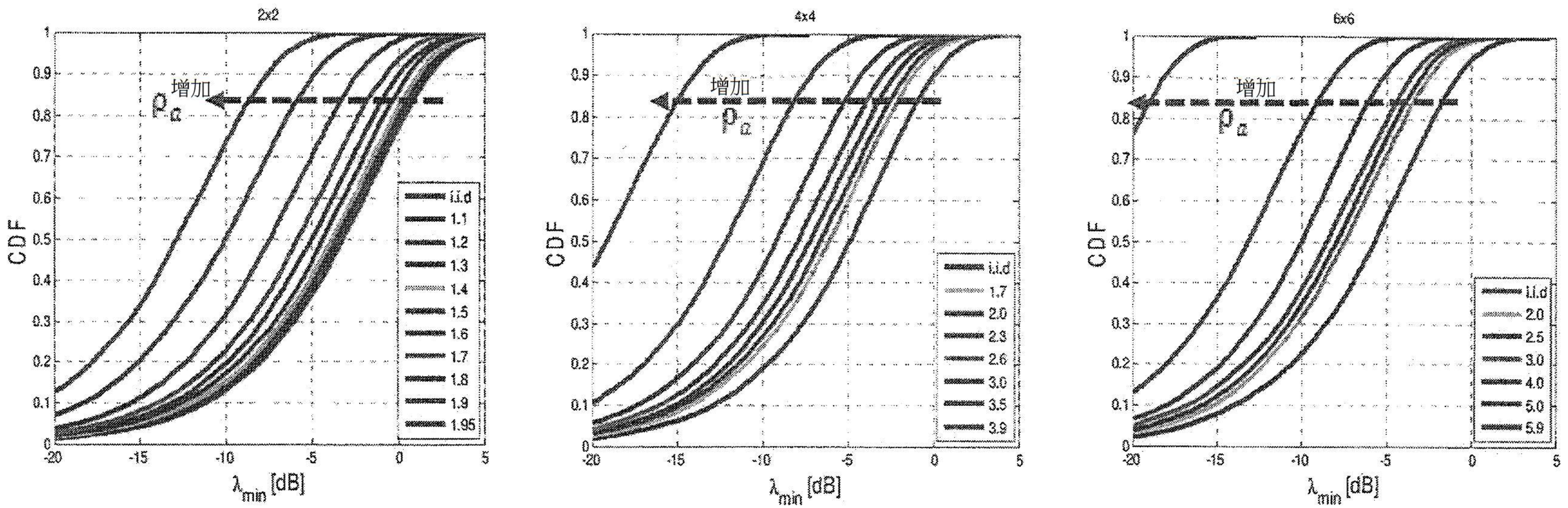




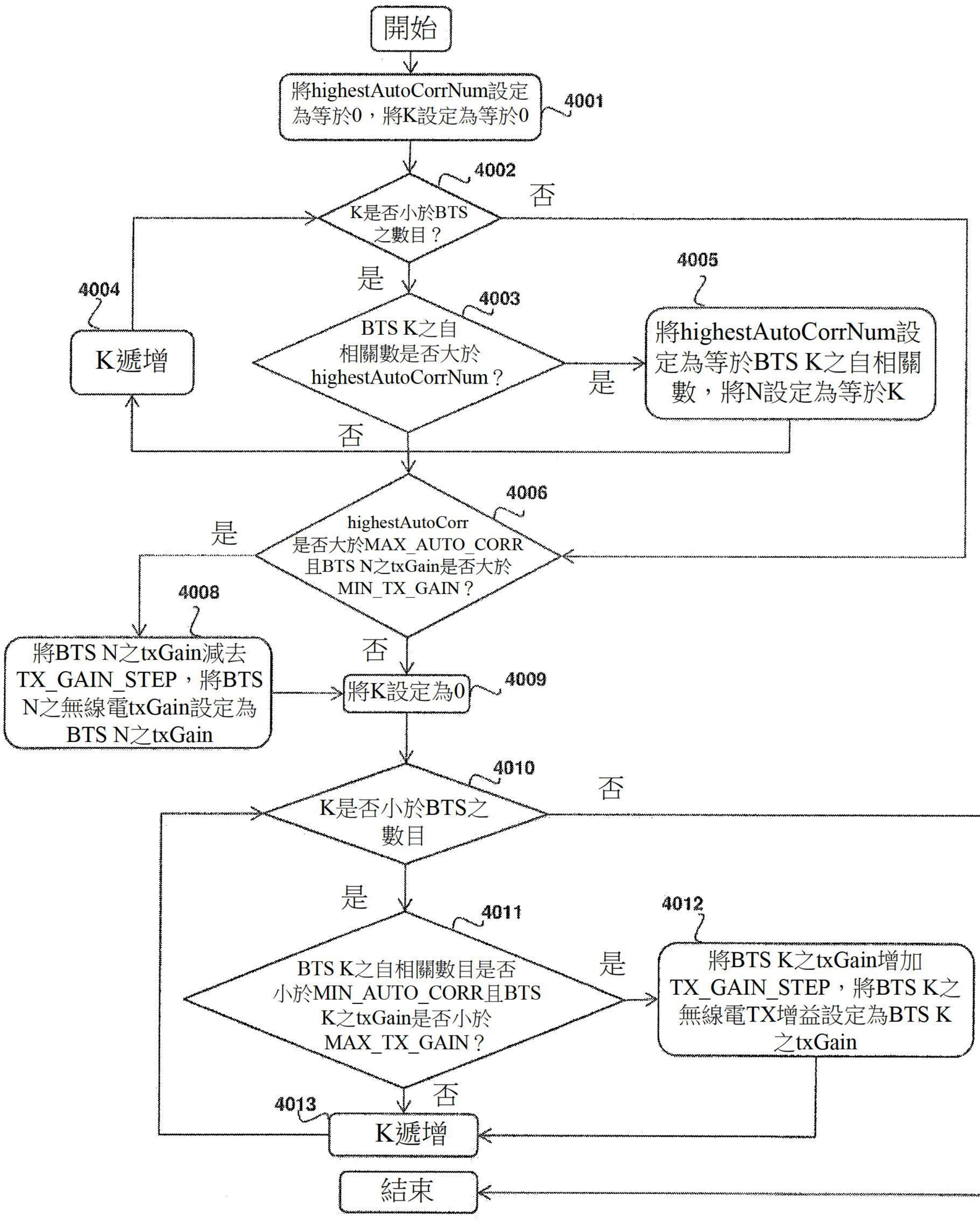
臨限	2x2	4x4	6x6
MAX_AUTO_CORR	1.4	1.7	2.0
MIN_AUTO_CORR	1.7	2.6	3.0

【圖38】

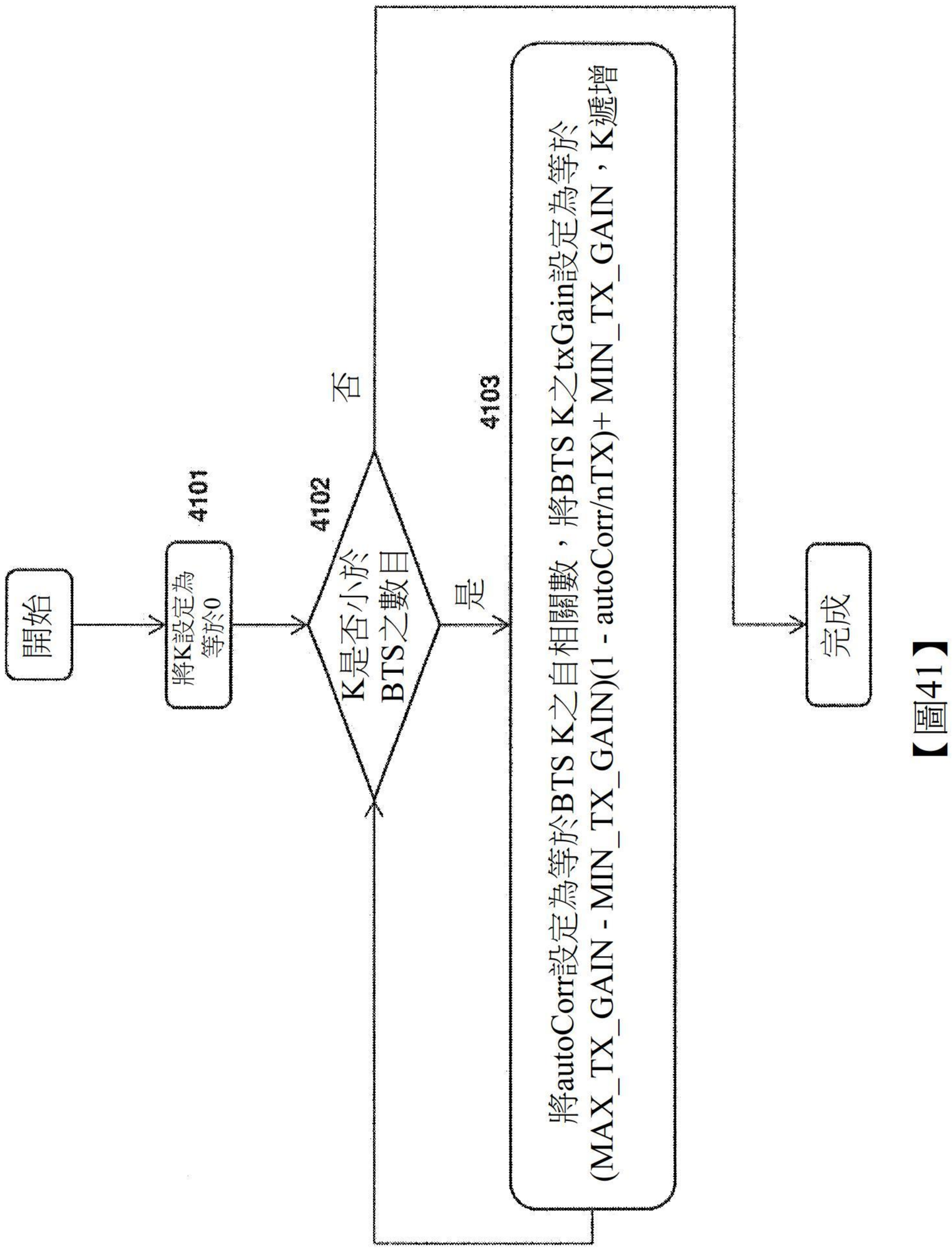
- 最小奇異值


2x2
4x4
6x6
增加
ρ_α
CDF
λ_{min} [dB]
i.i.d
1.1
1.2
1.3
1.4
1.5
1.6
1.7
1.8
1.9
1.95
1.7
2.0
2.3
2.6
3.0
3.5
3.9
2.0
2.5
3.0
4.0
5.0
5.9

【圖39】

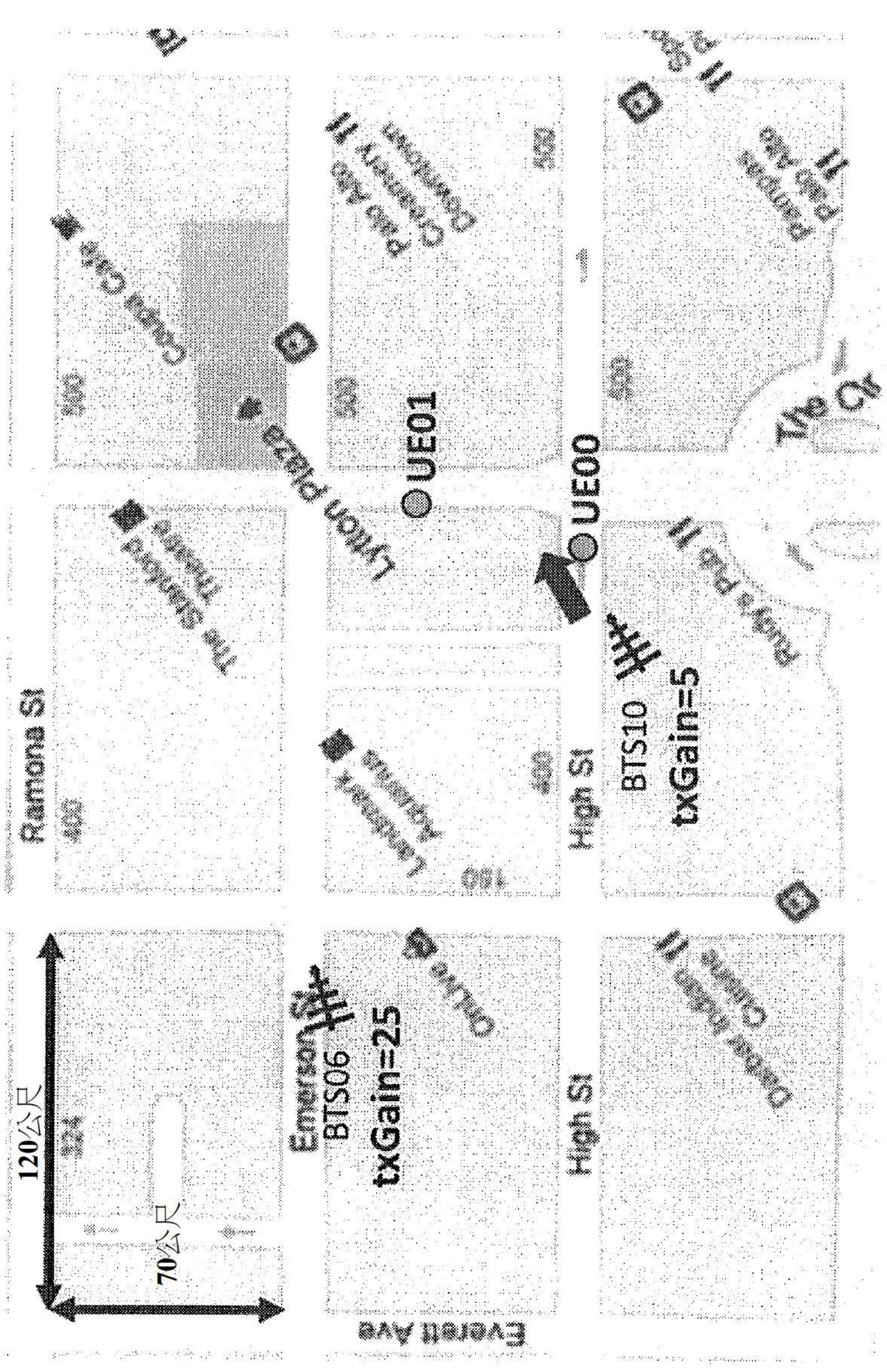

開始
將highestAutoCorrNum設定為等於0，將K設定為等於0
4001
4002
K是否小於BTS之數目？
否
是
4003
BTS K之自相關數是否大於highestAutoCorrNum？
4004
K遞增
是
4005
將highestAutoCorrNum設定為等於BTS K之自相關數，將N設定為等於K
否
4006
highestAutoCorr是否大於MAX_AUTO_CORR且BTS N之txGain是否大於MIN_TX_GAIN？
是
4008
將BTS N之txGain減去TX_GAIN_STEP，將BTS N之無線電txGain設定為BTS N之txGain
否
4009
將K設定為0
4010
K是否小於BTS之數目
否
是
4011
BTS K之自相關數目是否小於MIN_AUTO_CORR且BTS K之txGain是否小於MAX_TX_GAIN？
是
4012
將BTS K之txGain增加TX_GAIN_STEP，將BTS K之無線電TX增益設定為BTS K之txGain
否
4013
K遞增
結束

【圖40】


開始
4101
將K設定為等於0
4102
K是否小於BTS之數目
否
是
4103
將autoCorr設定為等於BTS K之自相關數，將BTS K之txGain設定為等於(MAX_TX_GAIN - MIN_TX_GAIN)(1 - autoCorr/nTX)+ MIN_TX_GAIN，K遞增
完成

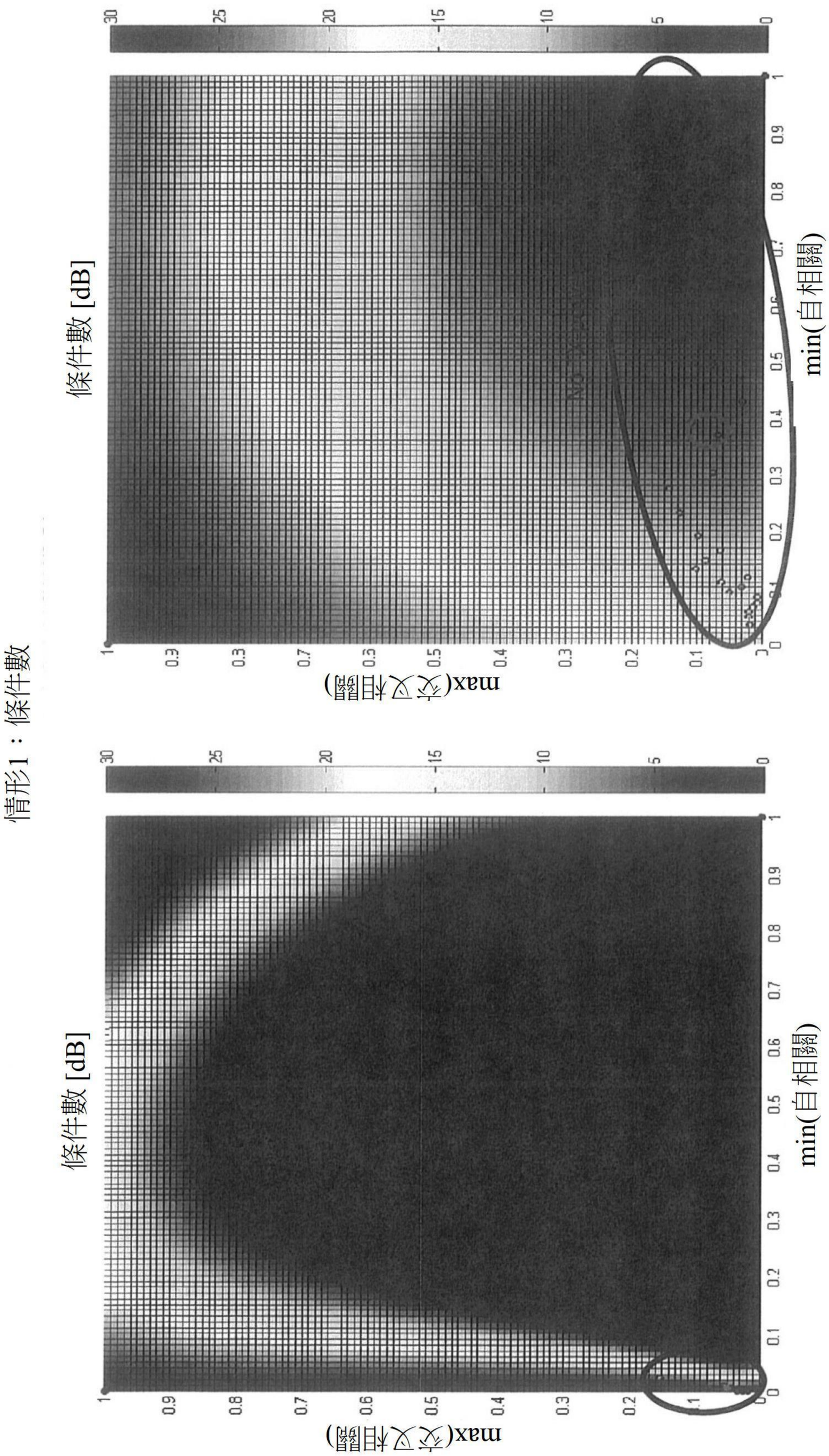
【圖41】

情形1


UE01
UE00
Lyon Plaza
Ramona St
High St
Emerson St
BTS06
txGain=25
BTS10
txGain=5
120公尺
70公尺

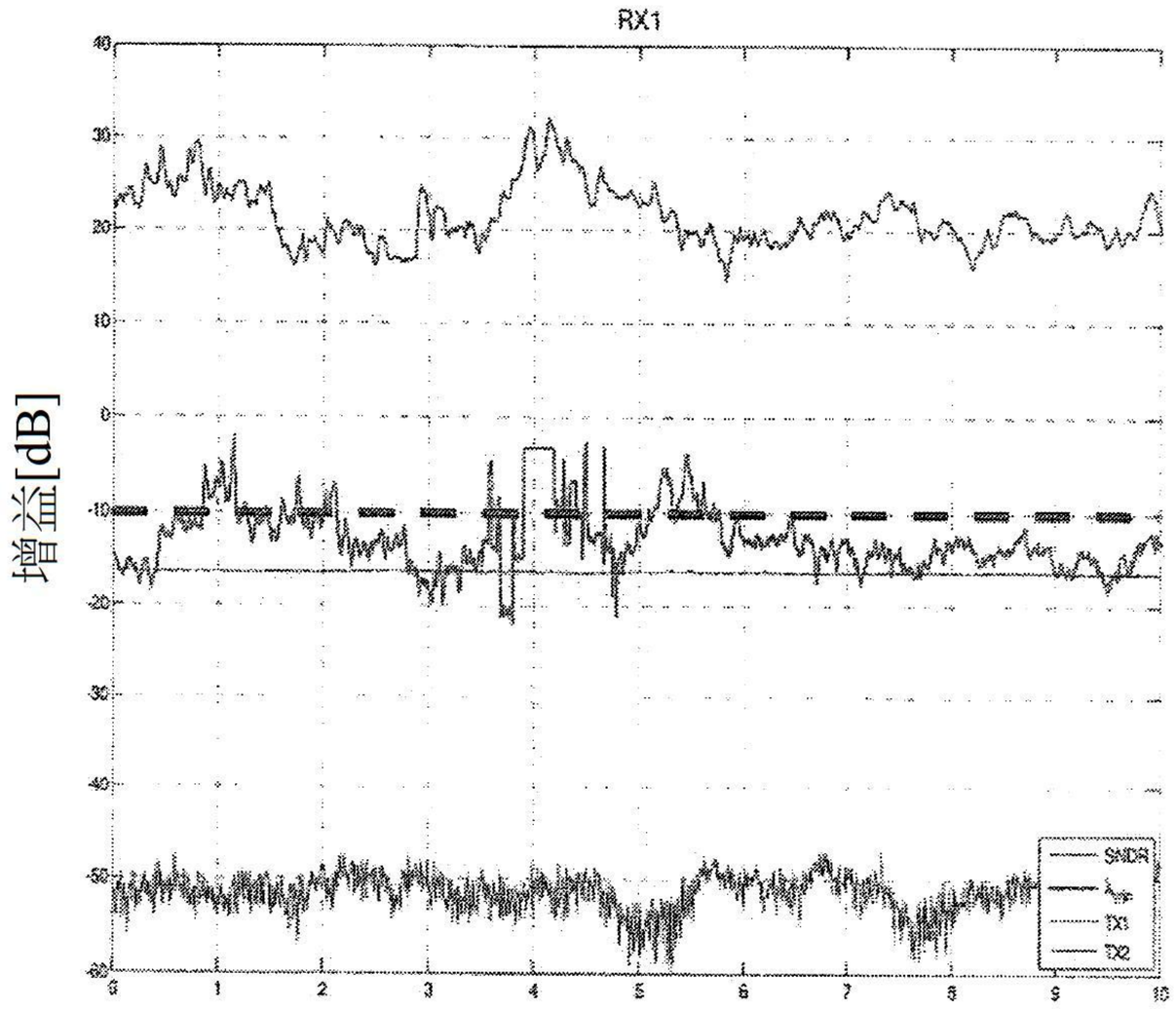
【圖42】

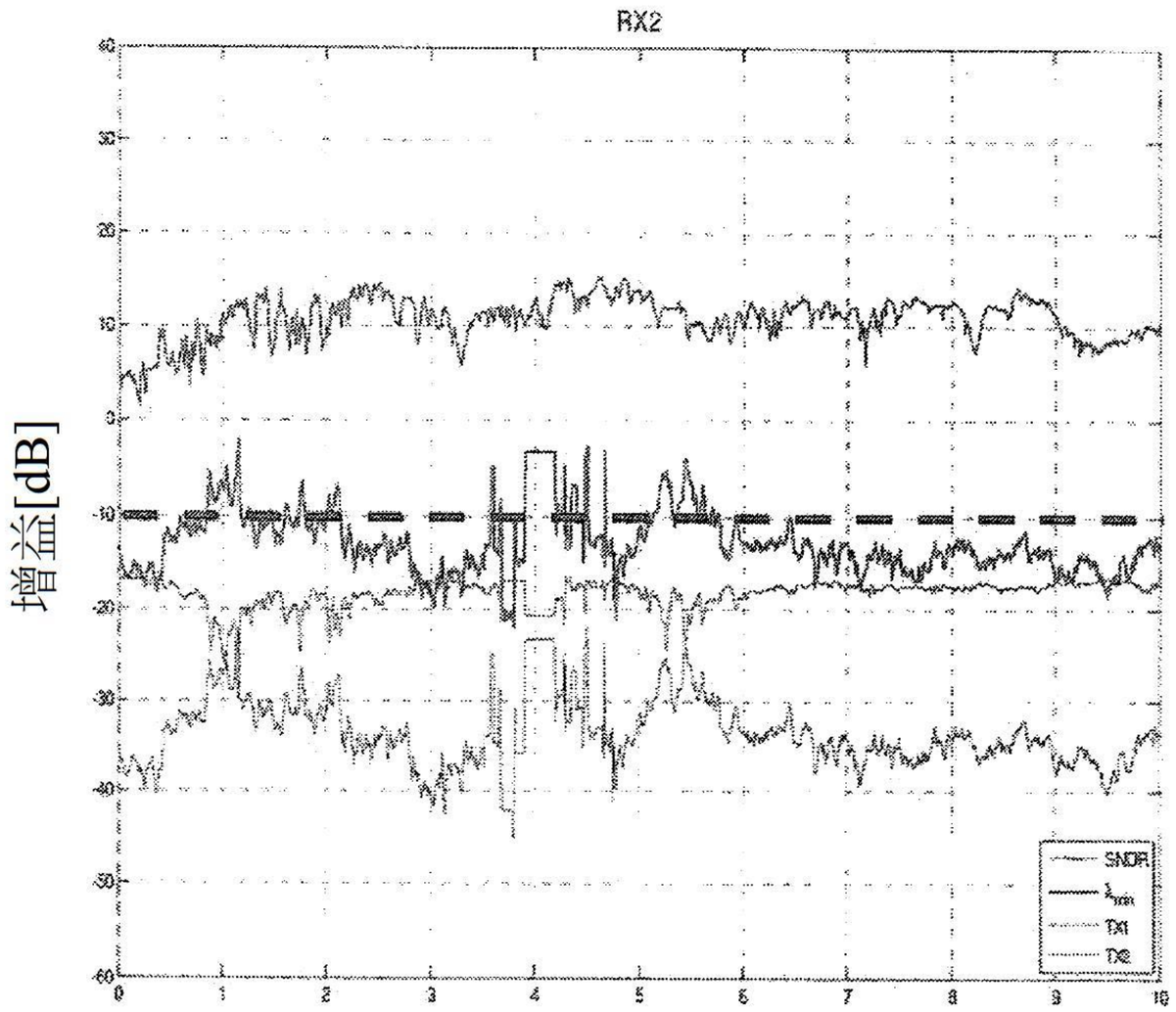
情形1：條件數


條件數 [dB]
30
25
20
15
10
5
0
1
0.9
0.8
0.7
0.6
0.5
0.4
0.3
0.2
0.1
0
min(自相關)
max(交叉相關)

【圖43】

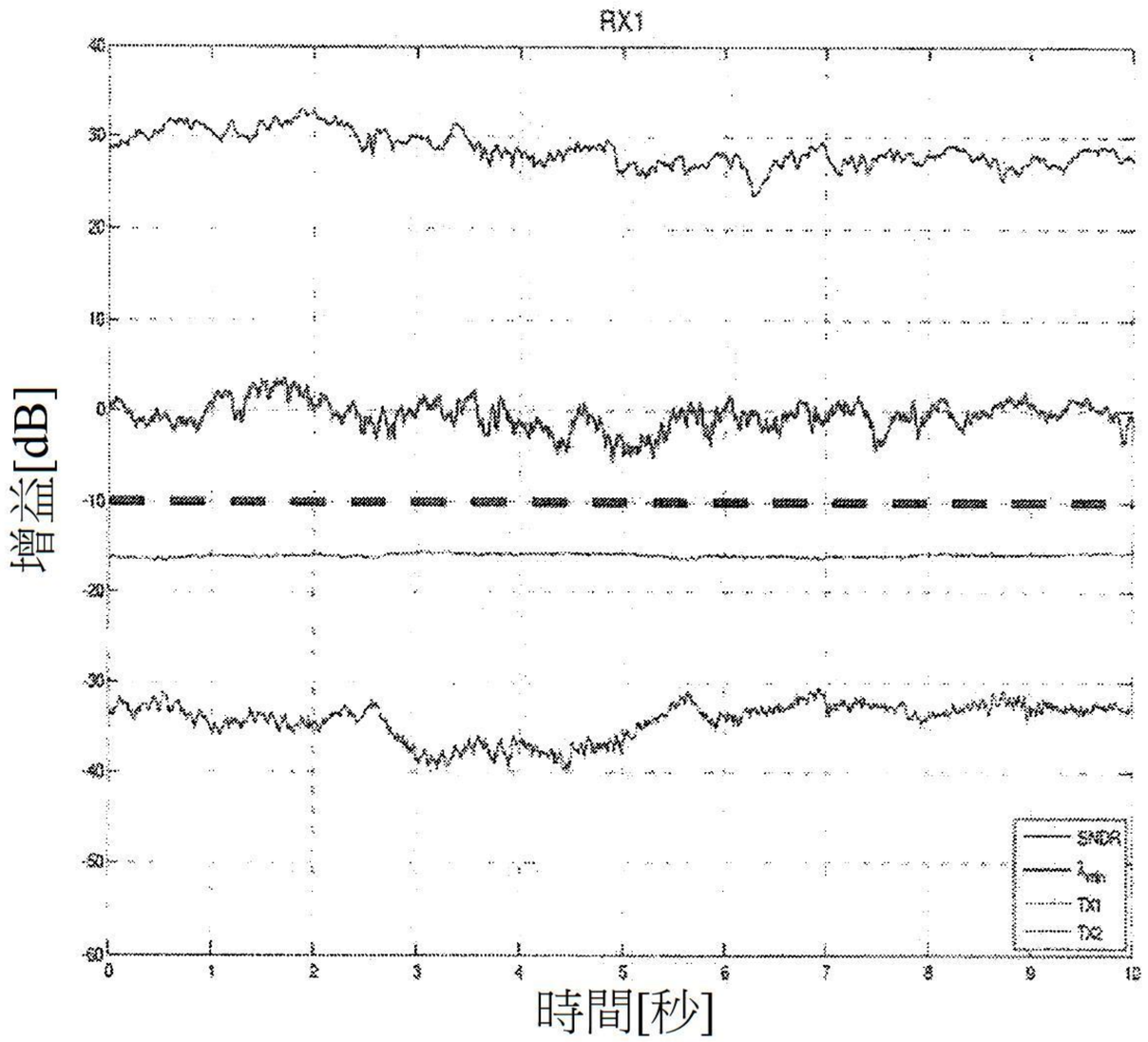
情形1：在沒有TX平衡之情況下的DIDO 2×2

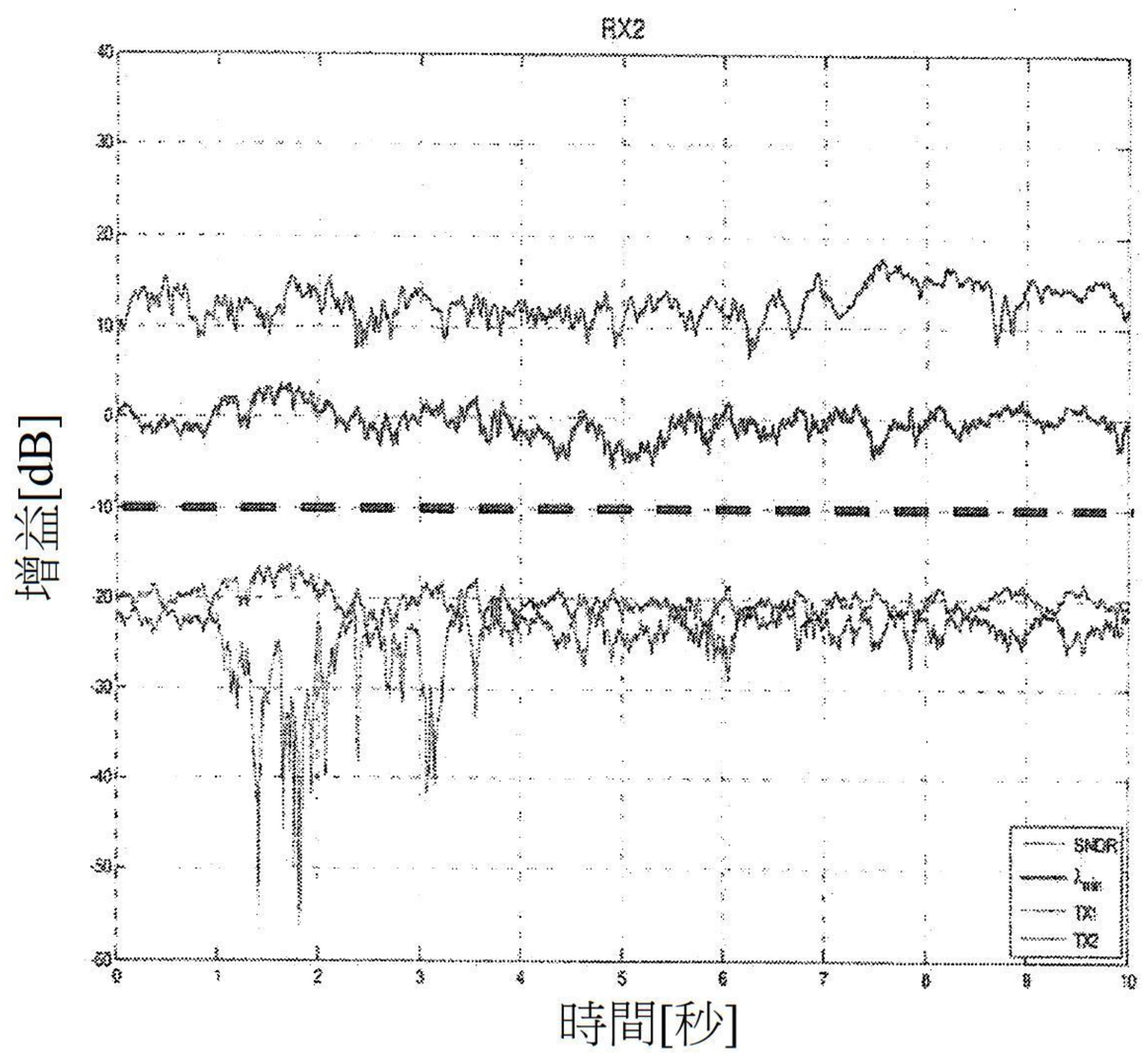




【圖44】

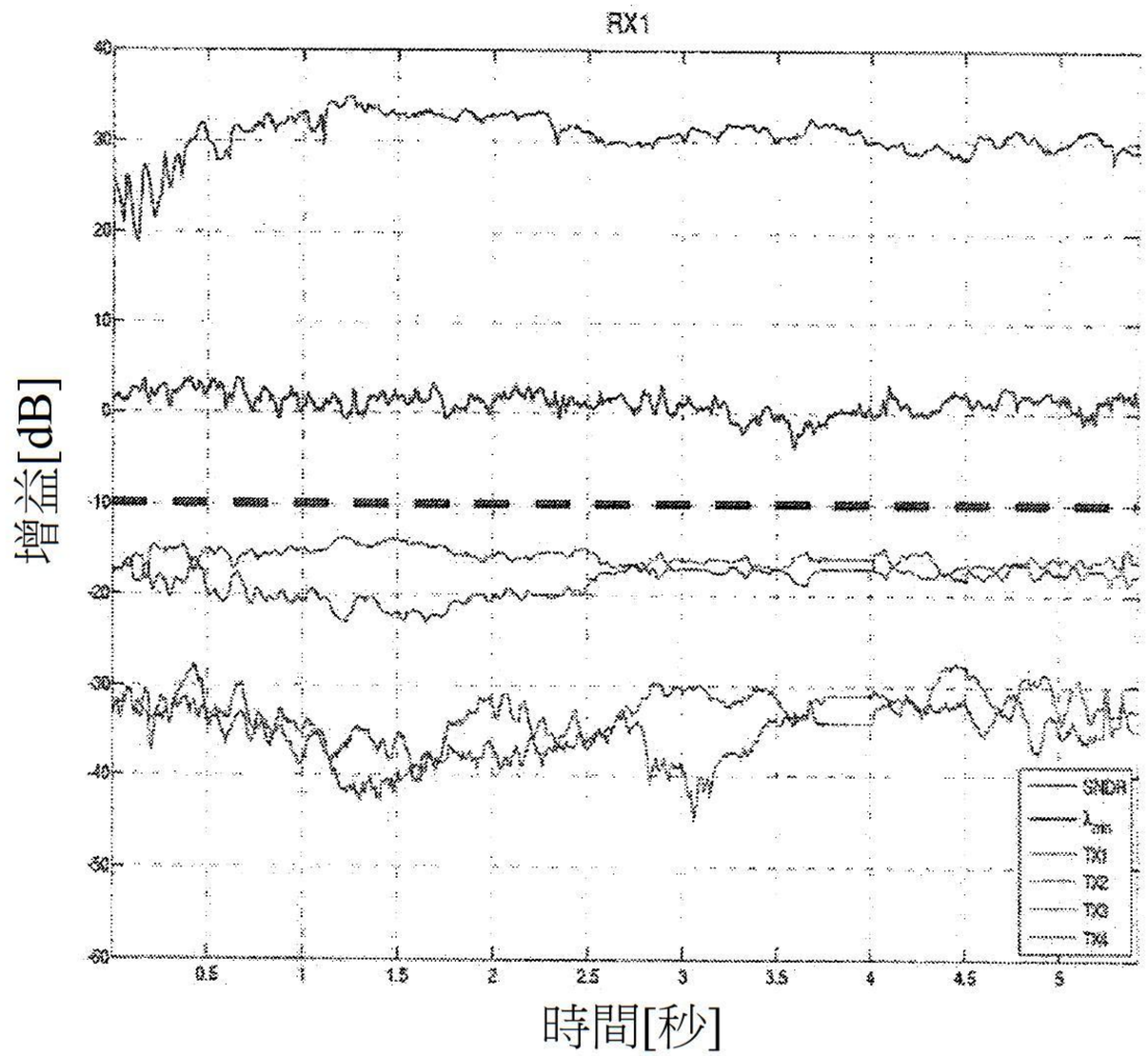
情形1：在有TX平衡之情況下的DIDO 2×2

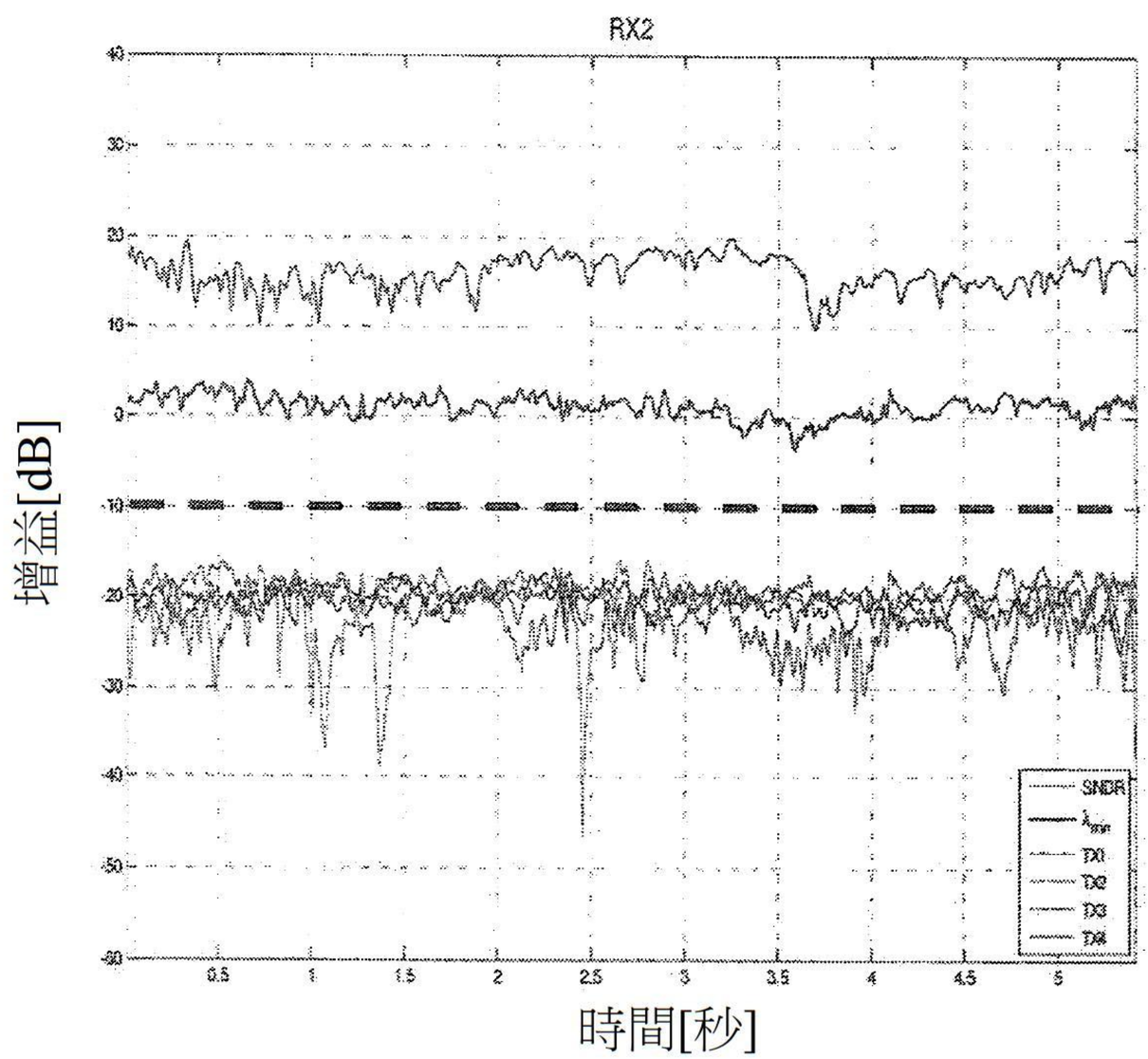




【圖45】

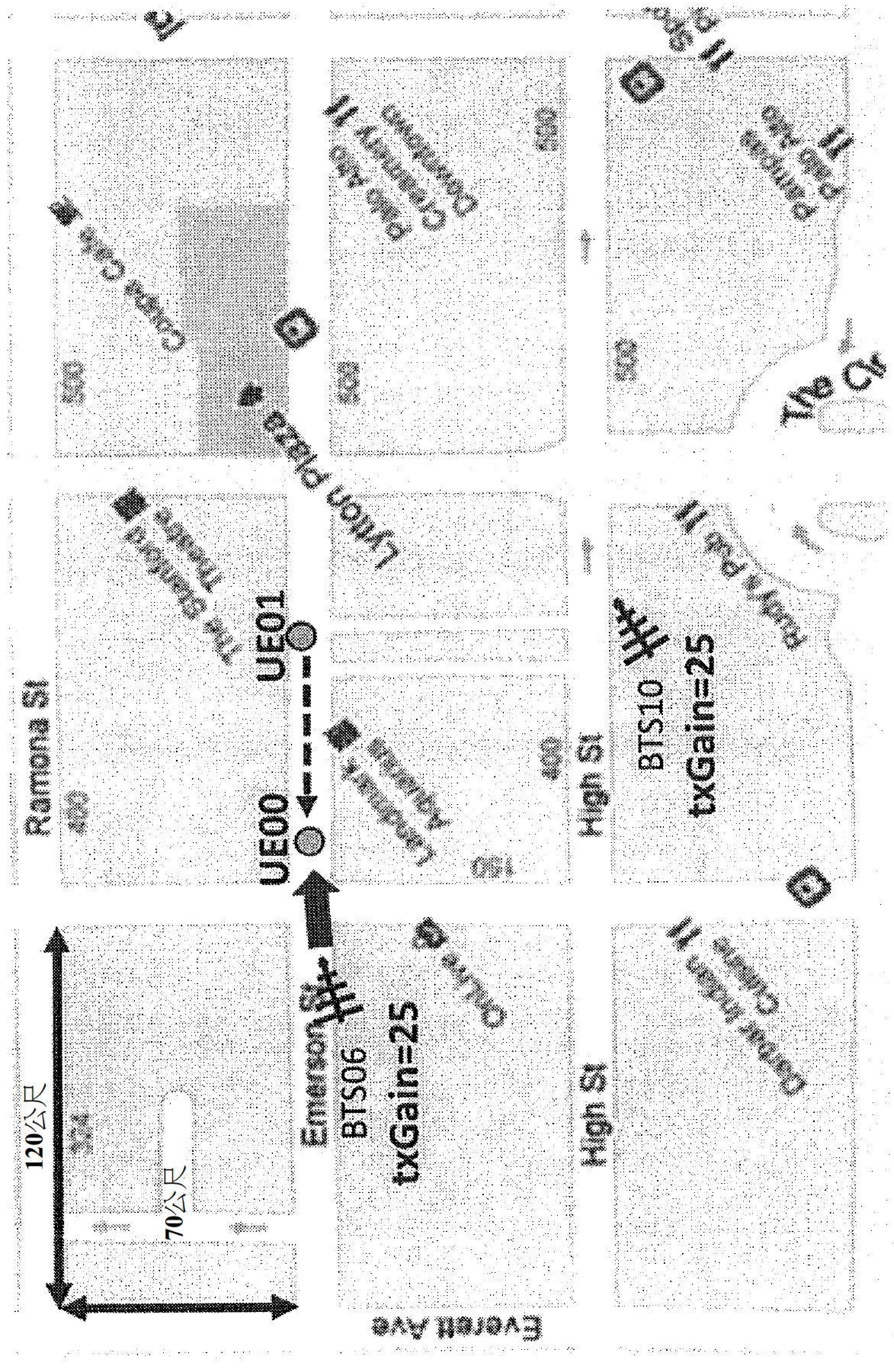
情形1：在有TX平衡之情況下的DIDO 4×2





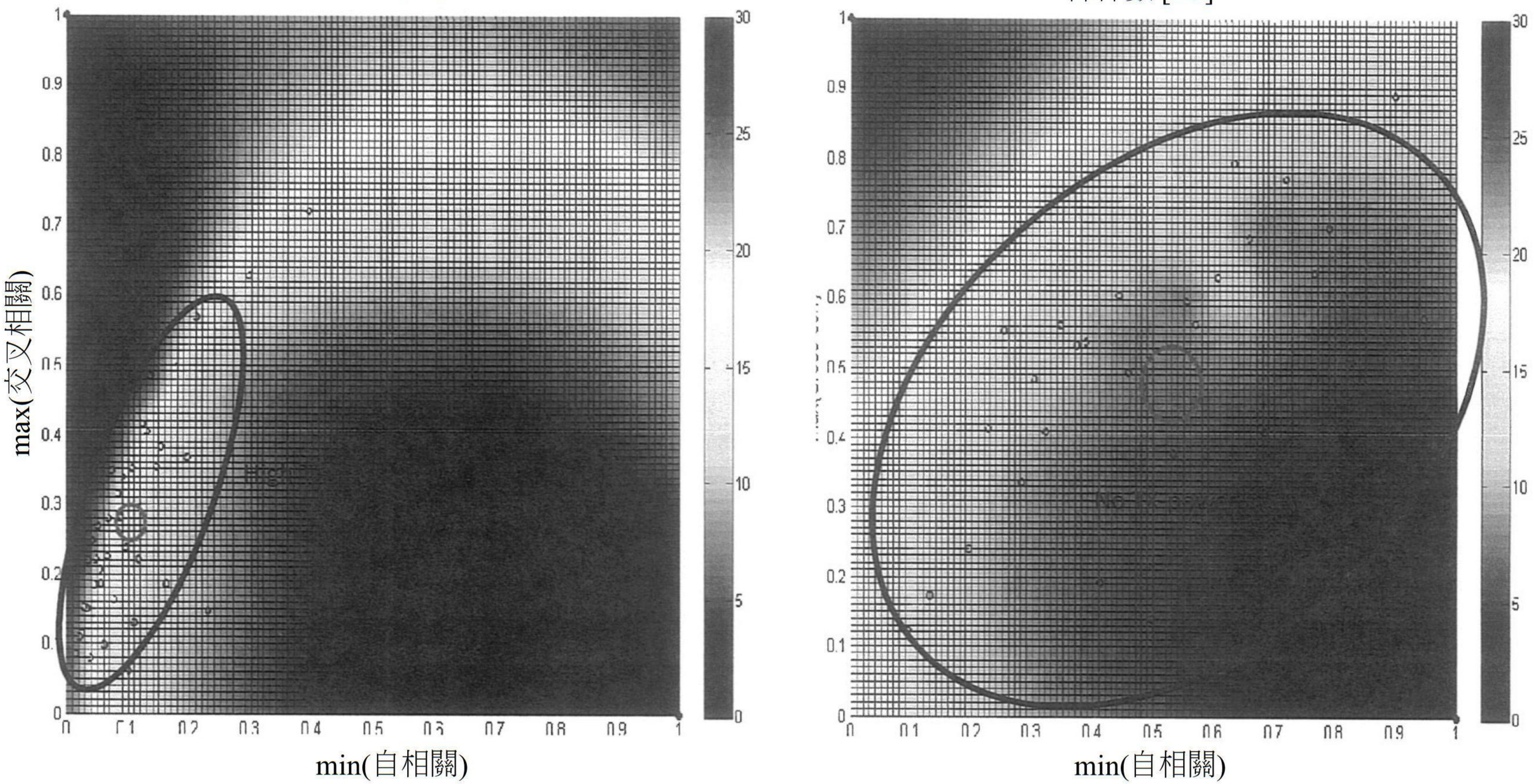
【圖46】

情形2


Ramona St
UE01
UE00
Emerson St
Everett Ave
High St
BTS06
txGain=25
BTS10
txGain=25
120公尺
70公尺

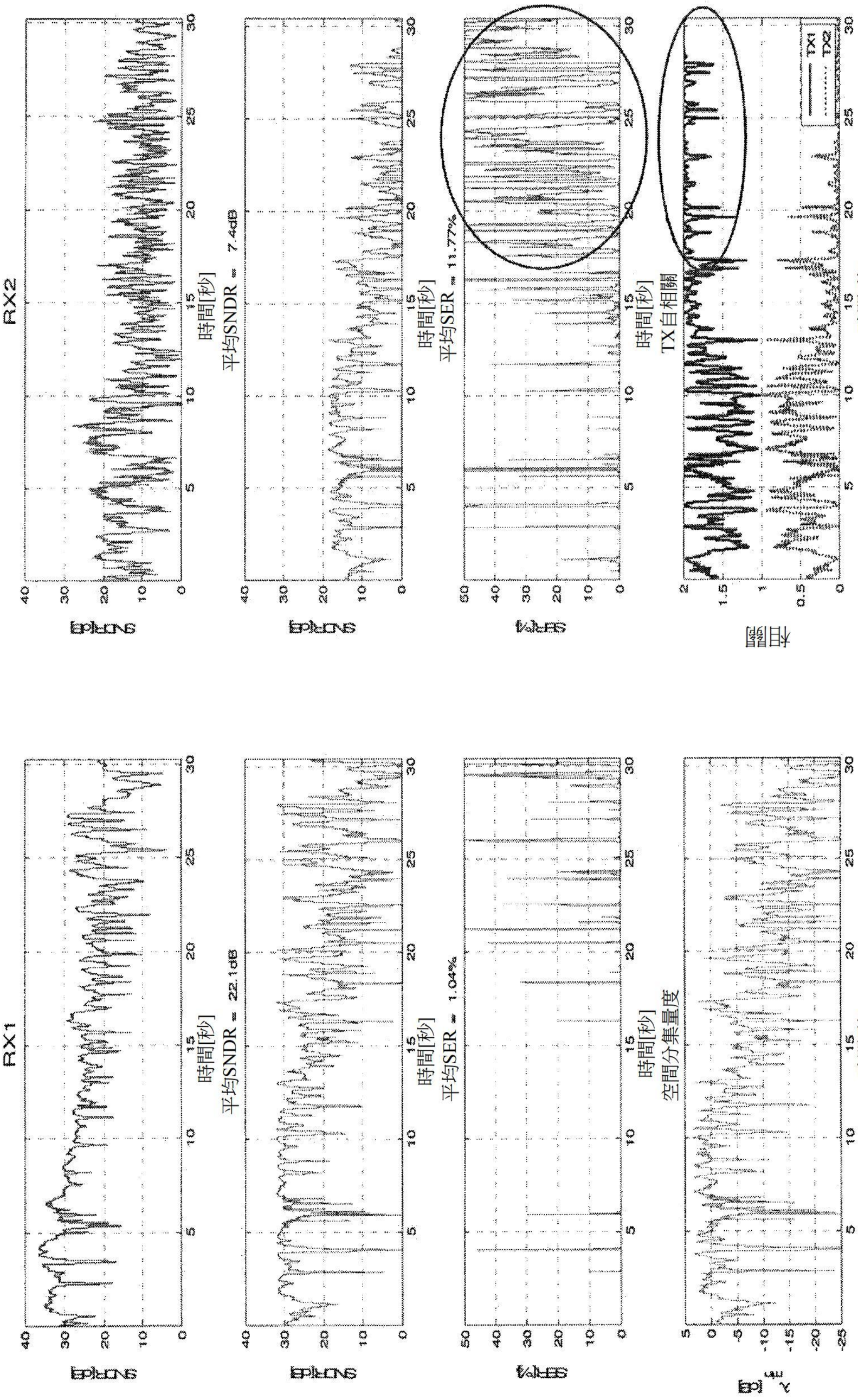
【圖47】

情形2：條件數

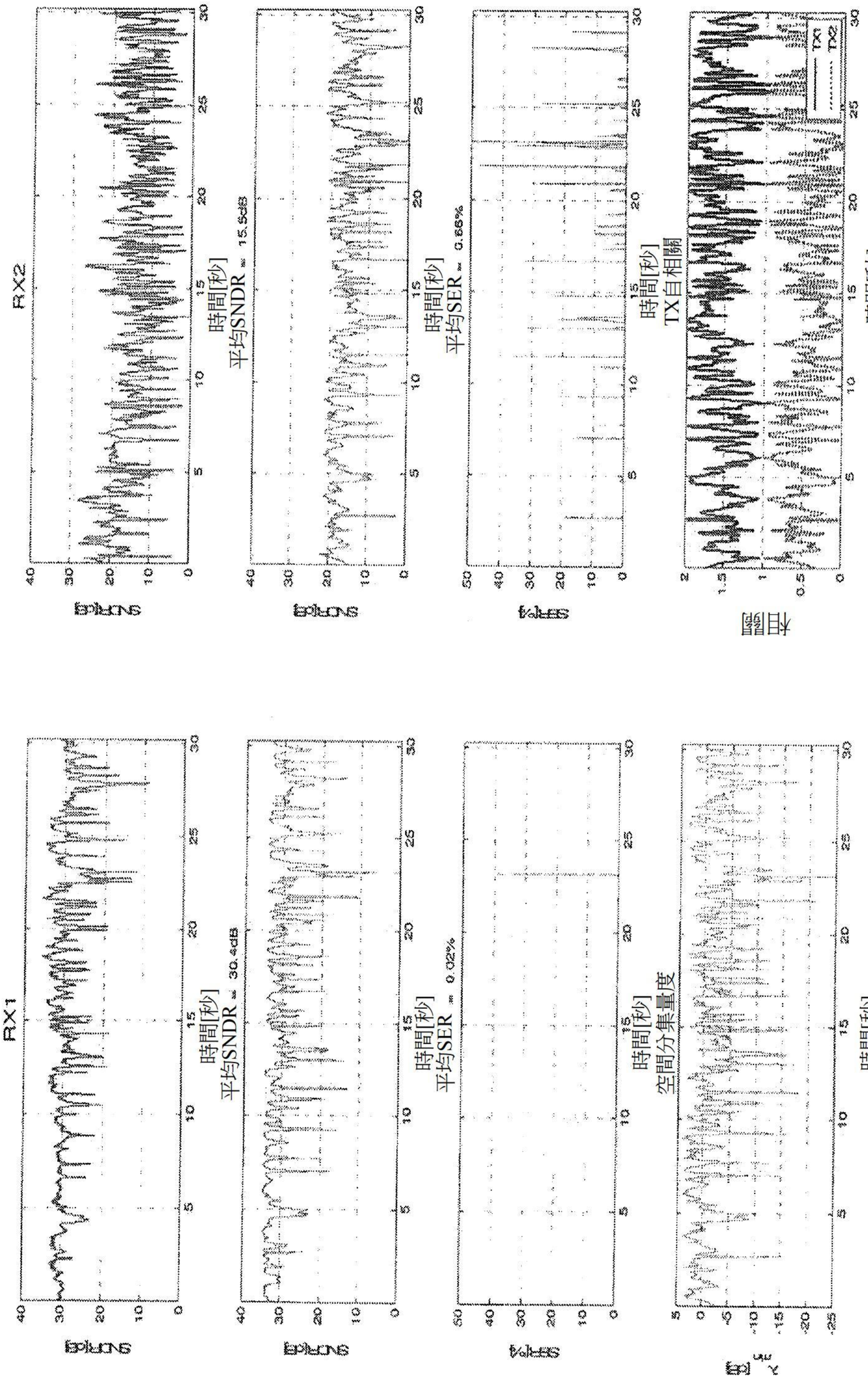


【圖48】

情形2：在沒有TX平衡之情況下的DIDO 2×2

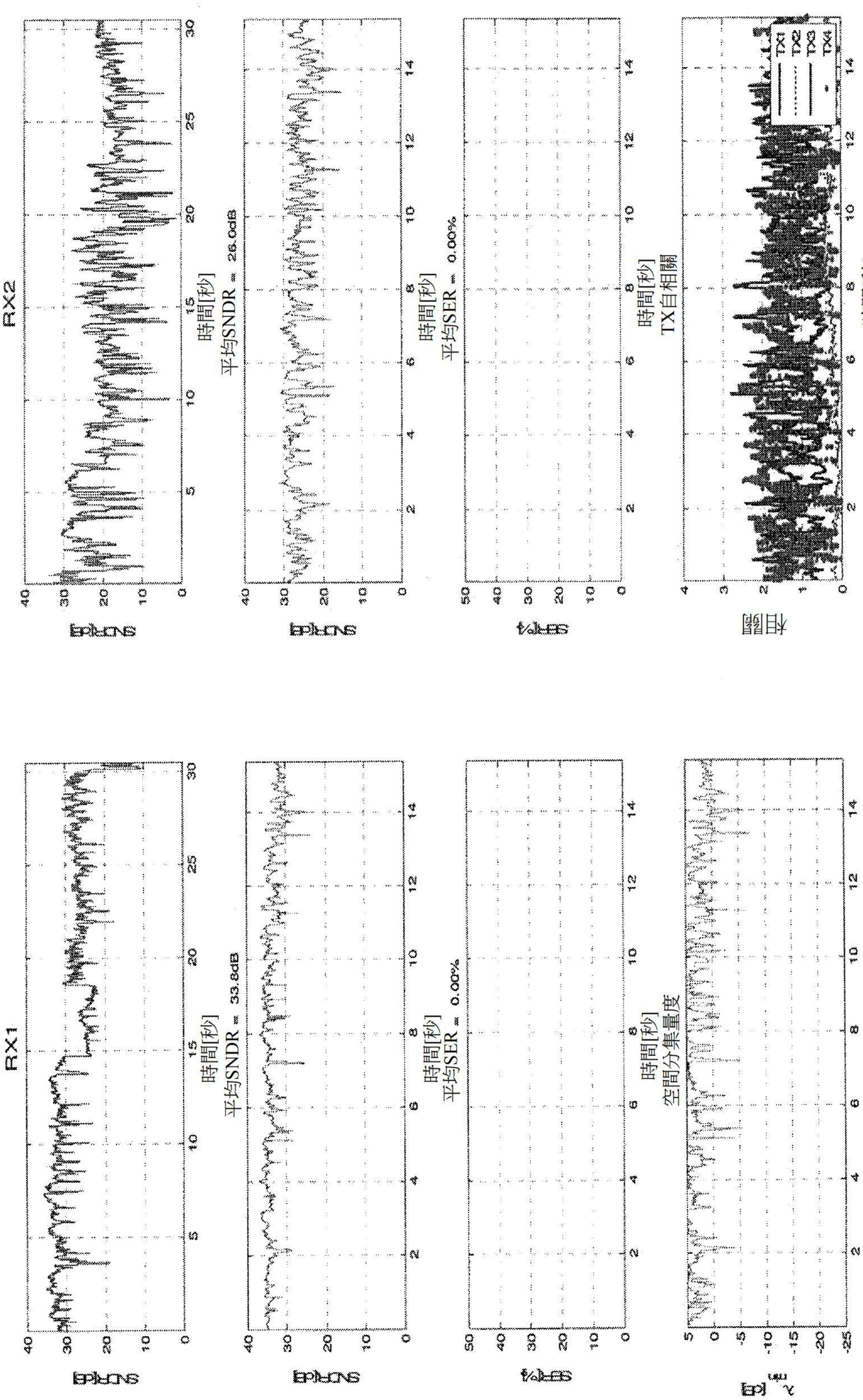


【圖49】



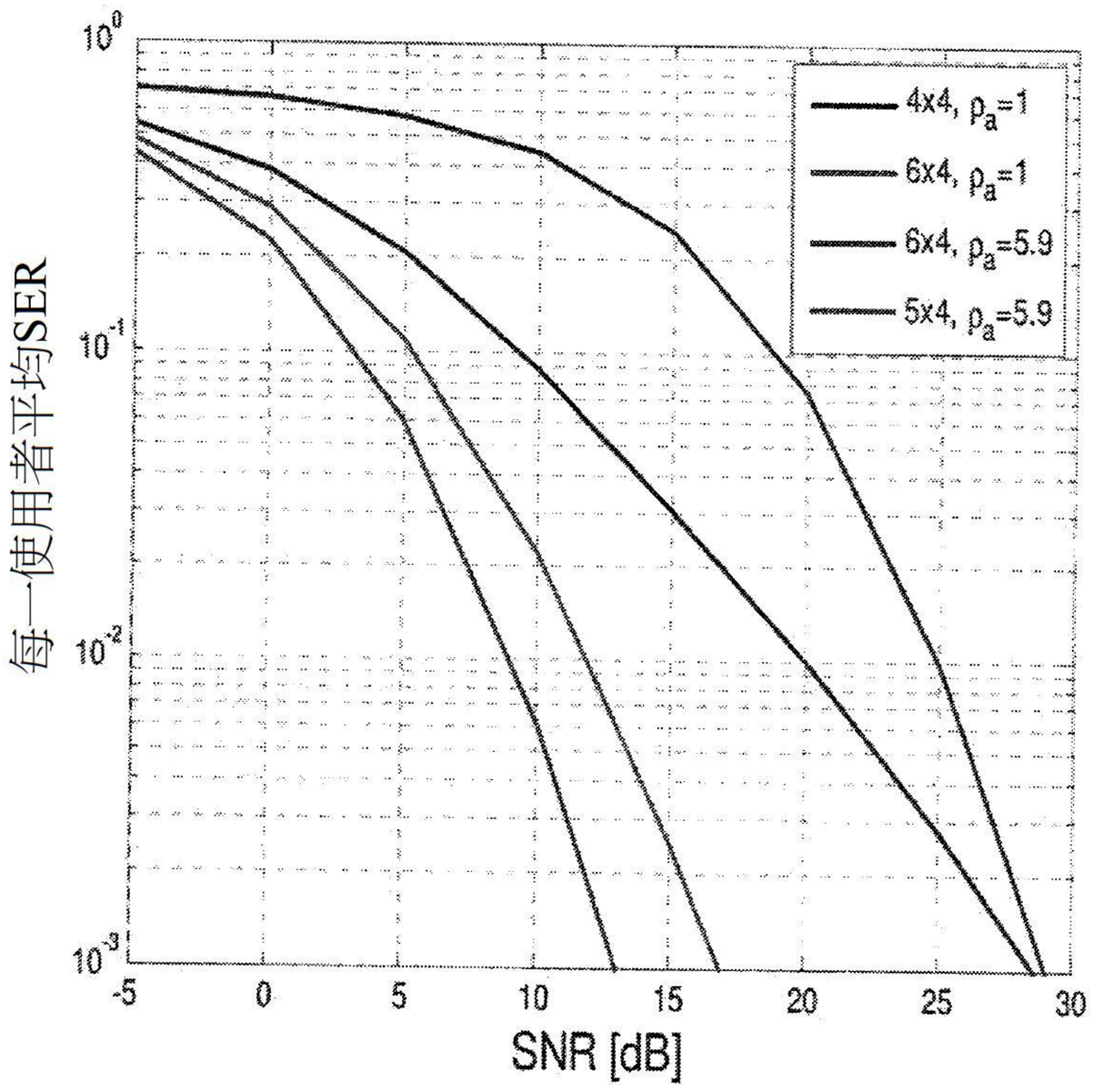
【圖5】情形2：在有TX平衡之情況下的DIDO 2×2

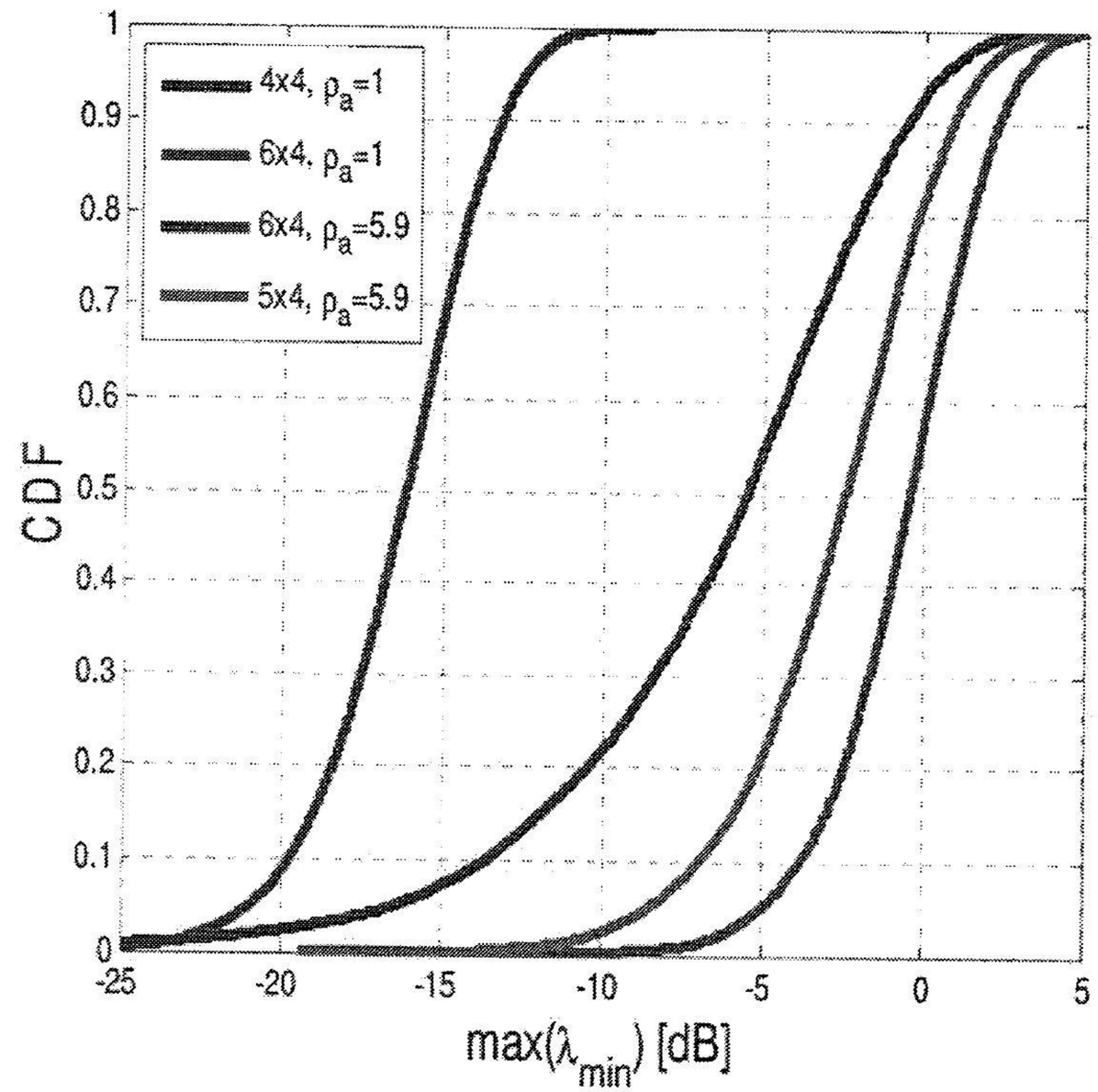
情形2：在有TX平衡之情況下的DIDO 4×2



【圖51】

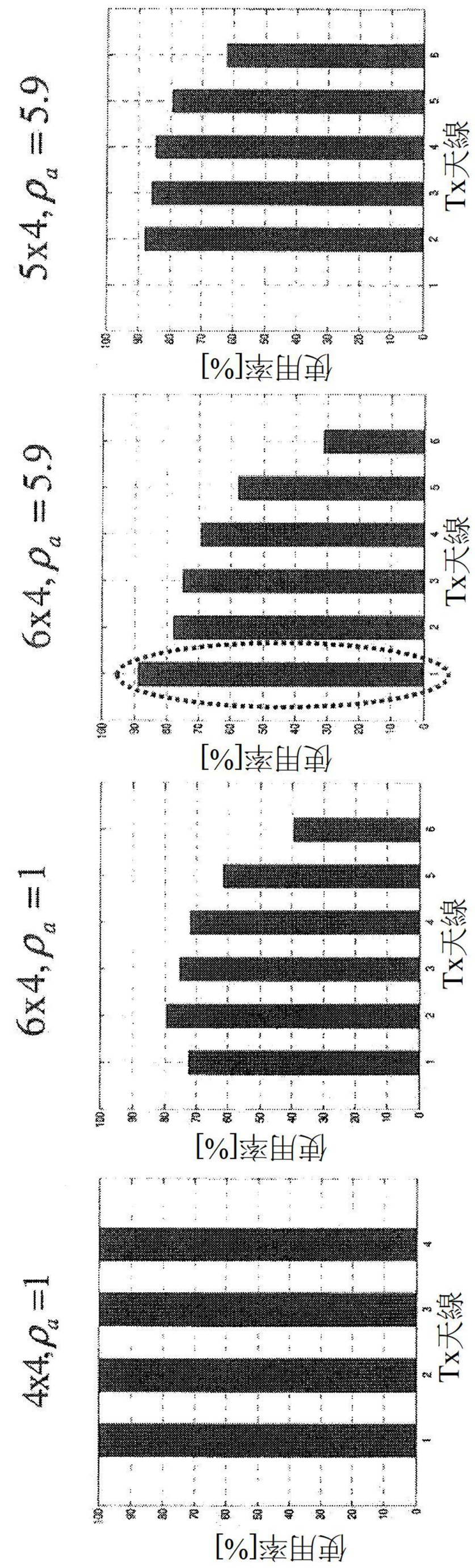
在有TX功率不平衡情況下之天線選擇





【圖52】

在有TX功率不平衡情況下之天線選擇



【圖53】