

# 已知通道資訊下之中繼站最佳位置與功率分配

王哲謙<sup>\*a</sup>、李振輝<sup>b</sup>、趙偉丞<sup>b</sup>、溫志宏<sup>a</sup>

東海大學電機工程學系<sup>\*a</sup>

國立暨南國際大學電機工程學系<sup>b</sup>

**摘要**—在本論文中，我們將使用兩種系統模型。第一種系統模型為來源端(Source, S)傳送訊號到中繼站(Relay, R)，在第二個時槽中繼站使用解碼後傳送策略，將訊號轉傳給目的端(Destination, D)，但來源端無法與目的端直接通訊。第二種系統模型為在第一種模型將直接路徑納入考量(S 廣播訊號到 D)。本論文在探討系統之最大通道容量，藉由傳送端功率分配與中繼站位置調整，提出最佳化數學模型，並分析此數學模型的數值解。本論文有助於基地台設置位置評估與小基站位置選擇。

**關鍵字：**通道容量、解碼後傳送策略、最佳中繼站位置、功率分配、系統多樣性

## 一. 簡介

自從 1984 年 Shannon 在消息理論中提出系統最大通道容量(Channel capacity)的概念後，許多論文提出各種不同的通道編碼(Channel coding)，其中渦輪碼[1]對於衰減性通道有著不錯的效能，是最常被探討的編碼方式；而系統最大通道容量越大，表示其系統通訊品質越高，所以也常有論文從通道容量去探討系統效能[2]。

在引文[3]中，無線傳輸通道可分類為小尺度衰減(Small scale fading)通道與大尺度衰減(Large scale fading)通道。並在小尺度衰減通道，分析了瑞雷分佈(Rayleigh distribution)與萊斯分佈(Rician distribution)。而在大尺度衰減通道引入了路徑尺度衰減成分(Path loss component)，也因為這個參數，啟發了我們對「大尺度衰減通道對通訊系統的影響」的興趣。

在引文[4]中，提到合作式通訊系統(Cooperative communication system)，藉助系統多樣性(Diversity)以改善通訊品質，此技術考慮的因素包含系統傳送策略、中繼站轉傳策略與目的端對多路徑訊號處理。在[4]中，提到中繼站對接收訊號的處理可以分成放大後傳送(Amplify-and-forward, AF) 策略、解碼後傳送(Decode-and-forward, DF) 策略、壓縮後傳送(Compress-and-forward, CF) 策略與編碼後傳送(Coded and cooperation, CC) 策略。目的端對於多路徑接收訊號處理，主要有最大比例合成法(Maximum ratio combining, MRC)、選擇性合成法(Selective combining, SC)與等比例合成法(Equal gain combining, EGC)，這些方法有不同的運算複雜度與系統效能。

我們將[5]的系統模型加入功率分配的問題成為第一種系統模型。由於第一種模型沒有分集效益，所以將直接

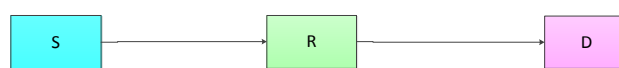
本研究由國科會贊助，計畫編號 NSC101-2221-E-029-020-MY3。

路徑納入考量成為第二種系統模型，在此模型中我們除了討論[5]的中繼站位置，更加入了功率分配的議題。

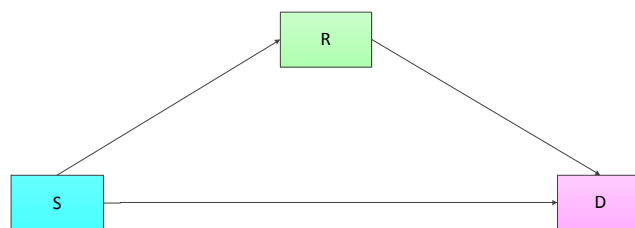
在此篇論文，我們將在第二節介紹系統模型與傳輸策略，第三節、第四節探討系統通道容量，系統傳送最大距離，第五節進行數值分析與討論，並做結論。

## 二. 系統模型與傳輸策略

我們將[5]提出的系統模型，加入發射端與中繼站資源分配問題[6]。此系統模型的來源端、中繼站與目的端均在同一條直線上，參數 $d_{s,r}$ 、 $d_{s,d}$ 與 $d_{r,d}$ 分別表示 S-R、S-D 與 R-D 等鏈路的傳送距離，其通道鏈路參數分別為 $h_{s,r}$ 、 $h_{s,d}$ 與 $h_{r,d}$ ，為複數高斯隨機變數。其中系統傳送策略可以區分為 diversity=1 與 diversity=2 兩種，如圖一與圖二所示：



圖一：diversity=1 之示意圖



圖二：diversity=2 之示意圖

表 I  
傳輸訊號與時槽關係表

傳送策略 時槽	diversity=1	diversity=2
時槽一	來源端傳送 $x$ 到中繼站	來源端傳送訊號 $x$ 到中繼站與目的端
時槽二	中繼站接收訊號處理成 $\tilde{x}$ ，且傳送到目的端	中繼站接收訊號處理成 $\tilde{x}$ ，且傳送到目的端

表 I 為傳輸訊號與時槽關係表，當 diversity=1 時，在第一個時間槽內由來源端廣播訊號  $x$  到中繼站，中繼站使用 DF 策略，在第二個時間槽內由中繼站傳送訊號 $\tilde{x}$ 到目的端。 $C_{s,r}$ 、 $C_{s,d}$ 與 $C_{r,d}$ 分別為 S-R、S-D 與 R-D 等鏈路可達到的最大通道容量，其通道雜訊 $n_{s,r}$ 、 $n_{s,d}$ 與 $n_{r,d}$ 皆為可加性白高斯雜訊(AWGN)且變異數為 $N_0$ 。在本論文中，假設中繼站解碼皆為成功，則 $\tilde{x} = x$ 。所以目的端解

碼後傳送的通道容量 $C_{DF}$ ，表示如下：

$$C_{DF} = \frac{1}{2} \min(C_{s,r}, C_{r,d}) \quad (1)$$

將通道衰減參數(Path loss component)[3]導入(1)式， $\alpha_{s,r}$ 、 $\alpha_{s,d}$ 與 $\alpha_{r,d}$ 分別為 S-R、S-D 與 R-D 等鏈路間的通道衰減參數，表示如下：

$$C_{DF} = \frac{1}{2} \min(C_{s,r}, C_{r,d}) = \frac{1}{2} \min\left(\log_2\left(1 + \frac{|h_{s,r}|^2 P_s}{N_0 d_{s,r}^{\alpha_{s,r}}}\right), \log_2\left(1 + \frac{|h_{r,d}|^2 P_r}{N_0 d_{r,d}^{\alpha_{r,d}}}\right)\right) \quad (2)$$

當 diversity=2 時，第一個時槽傳送訊號 x 至目的端與中繼站，第二個時槽傳送策略與 diversity=1 相同。在目的端使用最大比例合成法的通道容量如下：

$$C_{DF} = \frac{1}{2} \min(C_{s,r}, C_{s,d/r,d}^{MRC}) \quad (3)$$

其中， $C_{s,d/r,d}^{MRC}$  表示為目的端對兩路徑使用 MRC 處理後的通道容量，表示如下：

$$C_{s,d/r,d}^{MRC} = \log_2\left(1 + \frac{|h_{r,d}|^2 P_r}{N_0 d_{r,d}^{\alpha_{r,d}}} + \frac{|h_{s,d}|^2 P_s}{N_0 d_{s,d}^{\alpha_{s,d}}}\right) \quad (4)$$

將(4)式代入(3)式可以得到(5)式，表示如下：

$$C_{DF} = \frac{1}{2} \min\left(C_{s,r}, \log_2\left(1 + \frac{|h_{r,d}|^2 P_r}{N_0 d_{r,d}^{\alpha_{r,d}}} + \frac{|h_{s,d}|^2 P_s}{N_0 d_{s,d}^{\alpha_{s,d}}}\right)\right) \quad (5)$$

### 三. 中繼站最佳位置與最佳功率分配

#### • diversity=1

令 $W_{s,r}$ 與 $W_{r,d}$ 分別為 $\frac{|h_{s,r}|^2}{N_0}$ 與 $\frac{|h_{r,d}|^2}{N_0}$ 代入(2)式，可以將 $C_{DF}$ 最佳化問題，表示如下：

$$\begin{aligned} \max_{d_{s,r}, P_s} C_{DF} &= \max_{d_{s,r}, P_s} \left[ \frac{1}{2} \min\left(\log_2\left(1 + \frac{W_{s,r} P_s}{d_{s,r}^{\alpha_{s,r}}}\right), \log_2\left(1 + \frac{W_{r,d} P_r}{d_{r,d}^{\alpha_{r,d}}}\right)\right) \right] \end{aligned} \quad (6)$$

此時，我們將設定來源端傳送功率為 $P_s$ 與中繼站傳送功率為 $P_r$ ，且總傳送功率 $P_{total} = P_s + P_r$ 。觀察(5)式可知 $C_{s,r}$ 隨著 $d_{s,r}$ 遞減或 $P_s$ 遞增，其值遞增，而 $C_{r,d}$ 恰好相反，所以(6)式最大值發生在 $C_{s,r} = C_{r,d}$ ，換言之：

$$\frac{W_{s,r} P_s}{d_{s,r}^{\alpha_{s,r}}} = \frac{W_{r,d} P_r}{d_{r,d}^{\alpha_{r,d}}} \quad (7)$$

若 $d_{s,d}$ 正規化為1( $d_{s,r} + d_{r,d} = d_{s,d} = 1$ )且利用(7)式與 $P_{total} = P_s + P_r$ ，可以得到：

$$P_r = \frac{W_{s,r} P_s d_{r,d}^{\alpha_{r,d}}}{W_{r,d} d_{s,r}^{\alpha_{s,r}}} = \frac{W_{s,r} d_{r,d}^{\alpha_{r,d}}}{W_{r,d} d_{s,r}^{\alpha_{s,r}} + 1} P_{total} \quad (8)$$

最佳化問題可以寫成：

$$\begin{aligned} \max_{d_{s,r}, P_s} C_{DF} &= \max_{d_{s,r}} \frac{1}{2} \log_2\left(1 + \frac{W_{s,r} d_{r,d}^{\alpha_{r,d}}}{W_{r,d} d_{s,r}^{\alpha_{s,r}} + 1} P_{total} \times \frac{W_{r,d}}{d_{r,d}^{\alpha_{r,d}}}\right) \\ &= \max_{d_{s,r}} \frac{1}{2} \log_2\left(1 + \frac{W_{r,d} W_{s,r} P_{total}}{W_{s,r}(1-d_{s,r})^{\alpha_{r,d}} + W_{r,d} d_{s,r}^{\alpha_{s,r}}}\right) \end{aligned} \quad (9)$$

觀察(9)式，可察覺到分母值越小其值越大，所以最佳化

問題可以等價於：

$$\min_{d_{s,r}} (W_{s,r}(1-d_{s,r})^{\alpha_{r,d}} + W_{r,d} d_{s,r}^{\alpha_{s,r}}) \quad (10)$$

可經由微分後求得，滿足(10)式最佳化之 $d_{s,r}$ 解。當 $\alpha_{r,d} = \alpha_{s,r}$ 其解為：

$$d_{s,r} = \frac{1}{\left(\frac{W_{r,d}}{W_{s,r}}\right)^{\frac{1}{\alpha_{s,r}-1}} + 1} \quad (11)$$

將(11)式代入(9)式，即可求得 $C_{DF}$ 之最大值。

#### • diversity=2

觀察(5)式可以發現 $C_{s,r}$ 隨著 $d_{s,r}$ 遞減或 $P_s$ 遞增，其值遞增，而 $C_{s,d/r,d}^{MRC}$ 恰好相反；所以最大值發生在 $C_{s,r} = C_{s,d/r,d}^{MRC}$ ，表示如下：

$$\frac{|h_{s,r}|^2 P_s}{N_0 d_{s,r}^{\alpha_{s,r}}} = \frac{|h_{r,d}|^2 P_r}{N_0 d_{r,d}^{\alpha_{r,d}}} + \frac{|h_{s,d}|^2 P_s}{N_0 d_{s,d}^{\alpha_{s,d}}} \quad (12)$$

將 $W_{s,d} = \frac{|h_{s,d}|^2}{N_0}$ 與 $P_{total}$ 代入(12)式化簡，可以得到：

$$\begin{aligned} P_r &= \frac{\left(\frac{|h_{s,r}|^2 P_s}{d_{s,r}^{\alpha_{s,r}}} - \frac{|h_{s,d}|^2 P_s}{N_0 d_{s,d}^{\alpha_{s,d}}}\right) |h_{r,d}|^2}{N_0 d_{r,d}^{\alpha_{r,d}}} \\ &= \frac{(W_{s,r} d_{r,d}^{\alpha_{r,d}} - W_{s,d} d_{r,d}^{\alpha_{r,d}} d_{s,r}^{\alpha_{s,r}}) P_{total}}{W_{s,r} d_{r,d}^{\alpha_{r,d}} + W_{r,d} d_{s,r}^{\alpha_{s,r}} - W_{s,d} d_{r,d}^{\alpha_{r,d}} d_{s,r}^{\alpha_{s,r}}} \end{aligned} \quad (13)$$

將(13)式代入(5)式，可以得到：

$$\begin{aligned} \max_{d_{s,r}, P_s} C_{DF} &= \max_{d_{s,r}} \frac{W_{s,r} W_{s,d}}{W_{s,r} d_{r,d}^{\alpha_{r,d}} + W_{r,d} d_{s,r}^{\alpha_{s,r}} - W_{s,d} d_{r,d}^{\alpha_{r,d}} d_{s,r}^{\alpha_{s,r}}} P_{total} \end{aligned} \quad (14)$$

觀察(14)式，我們可以發現最佳化問題可以等價於：

$$\min_{d_{s,r}} (W_{s,r} d_{r,d}^{\alpha_{r,d}} + W_{r,d} d_{s,r}^{\alpha_{s,r}} - W_{s,d} d_{r,d}^{\alpha_{r,d}} d_{s,r}^{\alpha_{s,r}}) \quad (15)$$

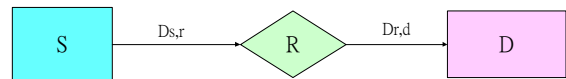
若將 $d_{s,d}$ 正規化為1，且對(15)式微分，可以發現相對極值的位置，且當 $\alpha_{r,d} = \alpha_{s,r} = \alpha$ 時，表示如下：

$$\begin{aligned} \frac{\partial (W_{s,r} d_{r,d}^{\alpha_{r,d}} + W_{r,d} d_{s,r}^{\alpha_{s,r}} - W_{s,d} d_{r,d}^{\alpha_{r,d}} d_{s,r}^{\alpha_{s,r}})}{\partial d_{s,r}} &= -\alpha(1-d_{s,r})^{\alpha-1} [W_{s,r} + W_{s,d} + W_{s,d} d_{s,r}^{\alpha}] \\ &\quad + \alpha d_{s,r}^{\alpha-1} W_{s,d} = 0 \end{aligned} \quad (16)$$

由於(16)式，尚無法找出漂亮封閉型式解，所以我們將使用數值分析法找 $C_{DF}$ 之最大值。

### 四. 調整中繼站位置使傳輸距離最大化

假設所有通道資訊均為已知，如圖三所示：



圖三：系統通道模型與距離參數

#### • diversity=1

根據[5]我們探討在 diversity=1 情形下，且針對 $C_{DF}$ 設定一個門檻值 R，並重新設定最佳化的數學模型(17)，表示如下：

$$\max_{d_{s,r}, P_s} (d_{s,d}) \quad (17)$$

$$C_{DF} \geq R \text{ 且 } P_{\text{total}} = P_s + P_r \quad (18)$$

由(17)和(18)，得到 $C_{s,r}$ 與 $C_{r,d}$ 的條件。如下所示：

$$C_{s,r} = \log_2 \left( 1 + \frac{W_{s,r} P_s}{d_{s,r}^{\alpha_{s,r}}} \right) \geq 2R \text{ 且}$$

$$C_{r,d} = \log_2 \left( 1 + \frac{W_{r,d} P_r}{d_{r,d}^{\alpha_{r,d}}} \right) \geq 2R$$

並可化簡為：

$$d_{s,r} \leq \left( \frac{W_{s,r} P_s}{4R-1} \right)^{\frac{1}{\alpha_{s,r}}} = \left( \frac{|h_{s,r}|^2 P_s}{N_0(4R-1)} \right)^{\frac{1}{\alpha_{s,r}}} \text{ 且}$$

$$d_{r,d} \leq \left( \frac{W_{r,d} P_r}{4R-1} \right)^{\frac{1}{\alpha_{r,d}}} = \left( \frac{|h_{r,d}|^2 P_r}{N_0(4R-1)} \right)^{\frac{1}{\alpha_{r,d}}} \quad (19)$$

由(19)式，可以得到：

$$\max_{d_{s,r}, P_s} (d_{s,d}) = \max_{d_{s,r}, P_s} (d_{s,r} + d_{r,d})$$

$$\leq \left( \frac{|h_{s,r}|^2 P_s}{N_0(4R-1)} \right)^{\frac{1}{\alpha_{s,r}}} + \left( \frac{|h_{r,d}|^2 P_r}{N_0(4R-1)} \right)^{\frac{1}{\alpha_{r,d}}} \quad (20)$$

對(20)式微分可表示如下：

$$\frac{\partial \left( \left( \frac{|h_{s,r}|^2 P_s}{N_0(4R-1)} \right)^{\frac{1}{\alpha_{s,r}}} + \left( \frac{|h_{r,d}|^2 P_r}{N_0(4R-1)} \right)^{\frac{1}{\alpha_{r,d}}} \right)}{\partial P_s}$$

$$= \frac{|h_{r,d}|^2}{\alpha_{r,d}} \left( \frac{|h_{r,d}|^2 (P_{\text{total}} - P_s)}{N_0(4R-1)} \right)^{\frac{1}{\alpha_{r,d}} - 1}$$

所以相對極值的位置須符合(21)式，表示如下：

$$\frac{|h_{r,d}|^2}{\alpha_{r,d}} \left( \frac{|h_{r,d}|^2 (P_{\text{total}} - P_s)}{N_0(4R-1)} \right)^{\frac{1}{\alpha_{r,d}} - 1} = 0 \quad (21)$$

● diversity=2

我們根據[5]探討在 diversity=1 情形下，且針對 $C_{DF}$ 設定一個門檻值 R，並重新設定最佳化數學模型(14)，表示如下：

$$\max_{d_{s,r}, P_s} (d_{s,d}) = \max_{d_{s,r}, P_s} (d_{s,r} + d_{r,d})$$

$$C_{DF} \geq R \text{ 且 } P_{\text{total}} = P_s + P_r \quad (22)$$

觀察(5)式與(22)式，可以得到：

$$C_{s,r} \geq 2R \text{ 且 } C_{s,d}^{\text{MRC}} / r,d \geq 2R \quad (23)$$

將通道參數代入(23)式，可以得到：

$$1 + \frac{|h_{s,r}|^2 P_s}{d_{s,r}^{\alpha_{s,r}}} \geq 4R \text{ 且 } 1 + \frac{|h_{r,d}|^2 P_r}{N_0 d_{r,d}^{\alpha_{r,d}}} + \frac{|h_{s,d}|^2 P_s}{N_0 d_{s,d}^{\alpha_{s,d}}} \geq 4R \quad (24)$$

化簡(24)式可以得到：

$$d_{s,r} \leq \left( \frac{|h_{s,r}|^2 P_s}{N_0(4R-1)} \right)^{\frac{1}{\alpha_{s,r}}} \text{ 且 } \frac{|h_{r,d}|^2 P_r}{N_0 d_{r,d}^{\alpha_{r,d}}} + \frac{|h_{s,d}|^2 P_s}{N_0 d_{s,d}^{\alpha_{s,d}}} \geq 4R - 1 \quad (25)$$

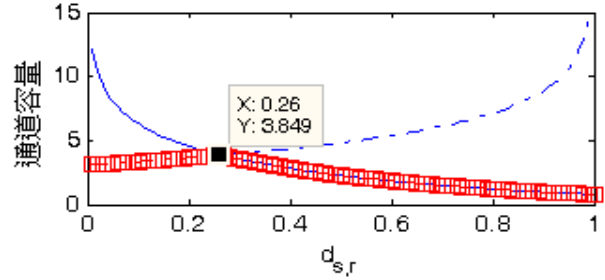
利用數值分析法尋找滿足(25)式的解集合(Solution set)，再從這集中，找出能使(22)式得到最大值的唯一解。

五. 數值分析與討論

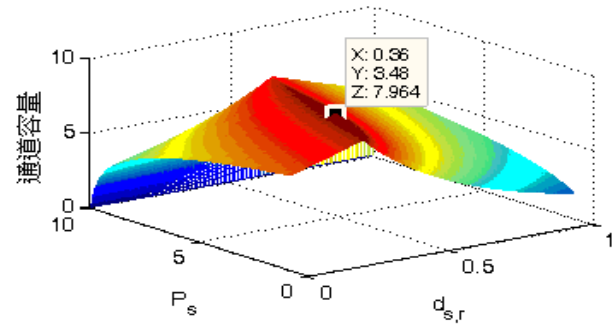
圖四與圖五均為第一種系統模型且 $h_{s,r}=0.5h_{r,d}$ 的數值分析圖，其中圖四的傳送端功率固定 $9P_s = P_r=9$ ，只調整中繼站位置，但是圖五不僅調整中繼站位置更加入功率分配。從此二圖中可知當 $h_{s,r} < h_{r,d}$ 時，最佳中繼站位置並非 $d_{s,r}=0.5$ ，而是 $d_{s,r} = 0.26$ 。且當加入功率分配問題，

從圖五可知最佳位置會因功率重新分配而移動。其中圖五顯示 $d_{s,r} = 0.36$ 、 $P_s=3.5$ 時，系統有最大容量 7.96，此值比圖四最大容量 3.849 還大。

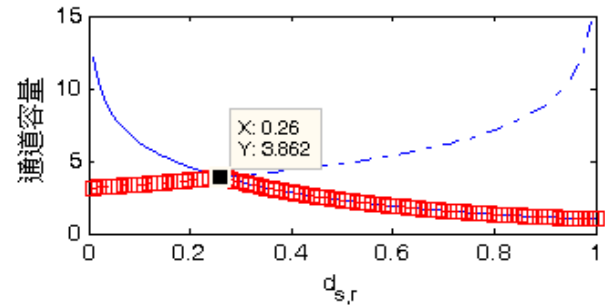
在圖六與圖七中，我們針對 $h_{s,r}=0.5h_{r,d}$ 且 $9P_s = P_r=9$ 的情況加入直接路徑，其中圖六與圖七為 $h_{s,d}=h_{s,r}=0.5h_{r,d}$  ( $h_{s,d} < h_{r,d}$ )下之通道容量數值分析圖。我們可以觀察出圖六有分集增益所以通道容量最佳值比圖四還高，這現象也反映在圖七與圖五中。從圖四與圖六的最大通道容量值可知 $h_{s,d}$ 不佳時，分集效應對系統的改善並不明顯。



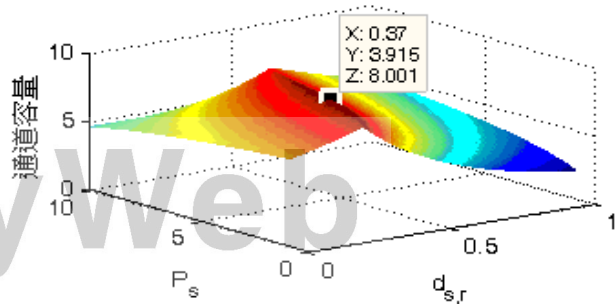
圖四：未調整功率的通道容量(diversity=1)



圖五：調整功率的通道容量(diversity=1)

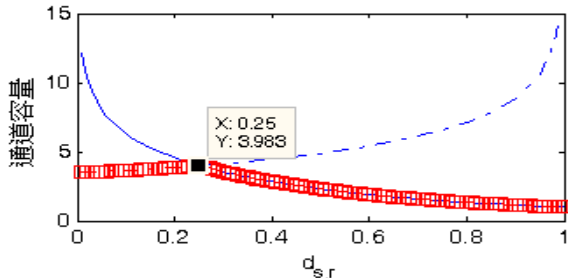


圖六：未調整功率的通道容量(diversity=2)

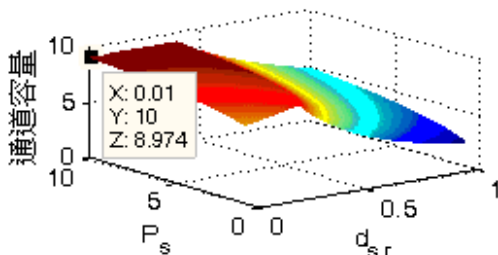


圖七：調整功率的通道容量(diversity=2)

圖八、圖九為吾人針對圖六與圖七系統模型，策略性地選擇較好的 $h_{s,d}$ ，使 $h_{r,d} = 0.4h_{s,d} = 2h_{s,r}$ ，藉此觀察系統的分集效應。吾人觀察圖八和圖九從最大通道容量可知分集效應比圖六更為明顯，但因為 $P_s$ 遠小於 $P_r$ ，所以沒有大幅改善系統效能。在圖九中，我們觀察到一個有趣的現象，當 $h_{s,d}$ 遠大於 $h_{s,r}$ 、 $h_{r,d}$ 的時候，系統根本不需要中繼站，來源端與目的端直接通訊就可以達到最大的通道容量。

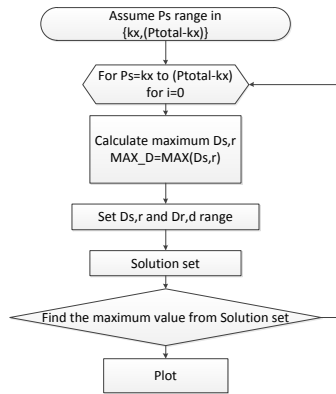


圖八：未調整功率的通道容量( diversity=2)



圖九：調整功率的通道容量( diversity=2)

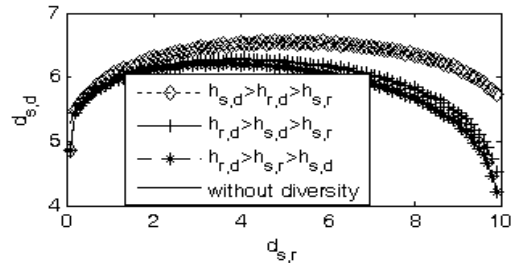
第二部分，我們探討系統傳送最大距離，其中在(16)式因為推導不出漂亮封閉形式解，所以我們提出暴力演算法，針對所有可能的數值進行分析，如圖 10 所示：



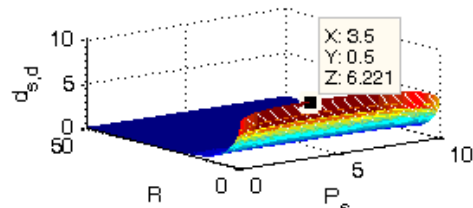
圖十：演算法

圖十一與圖十二參數設定均為 $9P_s=P_r=9$ 且門檻值 $R=0.5$ ，其通道參數可分成四種類型分別為： $h_{s,d}>h_{r,d}>h_{s,r}$ 、 $h_{r,d}>h_{s,d}>h_{s,r}$ 、 $h_{r,d}>h_{s,r}>h_{s,d}$ 、 $h_{r,d}>h_{s,r}$ 且 $h_{s,d}=0$ 。在圖十一中，我們可以觀察出 $h_{s,d}$ 對最大傳輸距離的影響，當 $h_{s,d}$ 是最佳鏈路時，其傳輸距離也是最大的，同時也是

分集效應最明顯的情形。相反地，當 $h_{s,d}$ 不夠好的時候，對系統改善程度不佳(分集效應差)甚至跟diversity=1的情況相同。圖十二為我們探討在 $h_{r,d}>h_{s,r}>h_{s,d}$ 情形下改變門檻值(R)，觀察系統傳送距離的變化。我們可以觀察出當門檻值定的越低的時候，系統傳送距離會越遠。



圖十一：最大傳送距離比較圖



圖十二：最大傳送距離比較圖

結論

在本論文中，可以觀察到系統將直接路徑納入考量後，此系統在目的端將有分集效應，且從圖中可知分集效應取決於兩個主要因素分別為傳送功率與通道鏈路增益大小。此效應影響中繼站位置之選擇。當吾人選擇同時調整功率與中繼站位置的方法，發現比只調整中繼站位置方法，有著更顯著的效益。因為採用合作式通訊系統架構，所以在目的端收到的訊號品質會比傳統通訊系統更佳。但由於合作式通訊的傳送策略通常會使用兩個時槽，所以其符元傳輸速率會比傳統架構還低。為克服此缺點，吾人可善用合作式通訊具有較佳訊雜比之特性，採用較為高位元的調變技術，以提高資料傳輸速率。

參考文獻

- [1] C. Berrou, A. Glavieux, and P. Thitimajshima, "Near Shannon limit error-correcting coding and decoding: Turbo codes," in *Proc. Int. Conf. Communications*, Geneva, Switzerland, 23-26 May 1993, pp. 1064-1070.
- [2] A. S. Avestimehr and D. N. C. Tse, "Outage capacity of the fading relay channel in the low-SNR regime," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 53, no. 4, pp. 1401-1415, Apr. 2007.
- [3] T. S. Rappaport, *Wireless communications: principles and practice*. Upper Saddle River, NJ: Prentice-Hall, 2002.
- [4] K. J. Ray Liu, A. K. Sadek, W. Su, A. Kwasinski, *Cooperative Communications and Networking*, Cambridge University Press, 2009.
- [5] R. Yin, Y. Zhang, J. Zhang, G. Yu, Z. Zhang, and H. Yanikomeroglu, "Optimal relay location for fading relay channels," in *Proc. 2010 IEEE 72nd Vehicular Technology Conference Fall*, Ottawa, Canada, 6-9 Sept. 2010, pp. 1-5.
- [6] Q. Zhang, J. M. Zhang and et al, "Power Allocation for Regenerative Relay Channel with Rayleigh Fading," in *Proc. IEEE VTC Spring*, Milan, Italy, 26-29 Sept. 2004, pp. 1167-1171.