

衛星-地面合作式通訊網路之中繼站選擇演算法

李振輝^{*a}、周星宏^b、溫志宏^c

國立暨南國際大學^{*a}

國立暨南國際大學^b

東海大學^c

摘要—在本文中，我們在合作式通訊架構下使用放大後傳送策略(Amplify-and-forward, AF)並提出了一個適合多個中繼站的選擇演算法。系統架構包含一個訊號源(Source, S)、多個中繼站(Relay, R)與一個目的端(Destination, D)，所以目的端可能收到來自來源端與數個中繼站轉傳的訊號。由於考慮目的端通道估計的運算複雜度與頻譜使用的議題，我們提出只使用一個中繼站來做轉傳服務的演算法。這演算法的前提是所有通道資訊已知。我們先估算從訊號源經過第 i 個中繼站轉傳到目的端的訊雜比(Signal to noise ratio, SNR)。本論文將利用此 SNR 值進行中繼站選擇演算法，並且在目的端利用最大比例合成法(Maximum ratio combining, MRC)將接收訊號進行處理。本文先提出中繼站選擇最佳化數學模型，再利用此模型得到中繼站選擇演算法，並且用 MATLAB 軟體模擬此演算法。此演算法在通道狀態不佳(訊雜比較低)情形下得到不錯的結果，甚至比全部的中繼站皆轉傳有更好的效果且避免頻譜的浪費。此演算法降低目的端處理多路訊號的複雜度。

關鍵字：合作式通訊、放大後傳送策略、中繼站分群演算法、訊雜比、最大比例合成法

一. 簡介

近幾年，由於科技的演進與視訊通話所需的巨大資料量，人們需要更快速與更可靠的資料傳輸。有些論文探討訊號編碼的方式增加通道的可靠性與資料壓縮量，例如：渦輪碼(Turbo code)、霍夫曼碼(Huffman code)。也有一些論文探討在特殊環境下的通道傳輸速率。在[1]，在多輸入多輸出(Multiple input multiple output, MIMO)架構下，使用等比例合成法(Equal gain combining, EGC)且通道使用自由空間光通訊(Free-space optical communication, FSO)與對數正交化通道(Log-normal channel)。有一些論文探討使用 1998 年提出的時空編碼方式[2]去克服與改善在選擇性頻率衰減通道(Frequency select fading channel)下的系統效能與通道容量。在[3]，這篇論文在瑞雷通道下，使用 2X2 時空編碼，分析系統位元錯誤率(Bit error rate, BER)且得到不錯的結果。

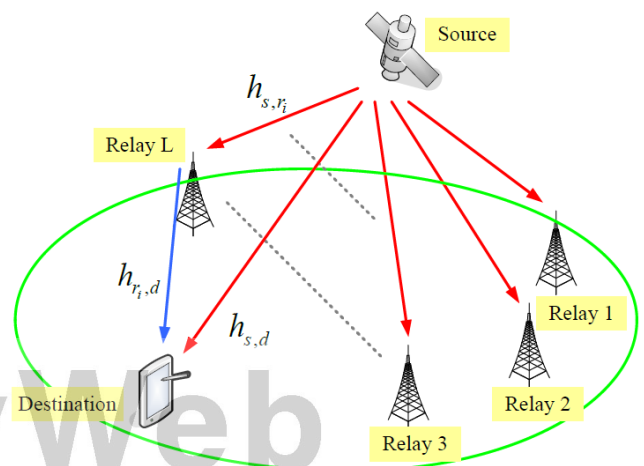
但是更多人提出合作式通訊的系統架構來得到最佳的通訊品質[4]，主要是利用數個傳送路徑來抵抗選擇性頻率衰減通道。在合作式通訊主要結構有來源端(S)、中繼

站(R)與目的地端(D)。第一個時間槽，S 使用 A 頻帶廣播訊號 x 到中繼站(R)與目的地端(D)。中繼站將接收到的訊號 x 處理為 \tilde{x} 。在第二時間槽，中繼站各別使用不同頻帶廣播訊號 \tilde{x} 到目的地端(D)。而中繼站對接收訊號處理[4]有放大後傳送策略(Amplify-and-forward, AF)、解碼後傳送策略(Decode-and-forward, DF)、壓縮後傳送策略(Compress-and-forward, CF)與編碼後傳送策略(Coded and cooperation, CC)。

在目的地端對於多路徑訊號也有不同的處理方式[4]包含最大比例合成法(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。在[5]，作者提出一種使用解碼後傳送的合作式通訊系統，分析系統在大尺度衰減通道與瑞雷通道下的中繼站最佳位置。在本論文中，我們假設所有通道資訊皆為已知，並且忽略大尺度衰減效應，針對衛星-地面合作式通訊網路之效能進行探討，並進一步研究在多個中繼站的環境下，選擇最佳的中繼站演算法。

二. 系統模型與傳輸策略

考慮一個來源端(S)、一個目的地端(D)與 L 個固定中繼站(R)的通訊系統下，使用合作式通訊與放大後傳送策略，如圖一所示。且定義 $R=\{1, 2, \dots, L\}$ 表示中繼站的集合，來源端廣播訊號 x 出去至中繼站和目的地，中繼站接收到之後會乘上一放大增益 G_{r_i} 後傳送，在目的地接收再使用 MRC 技術將多路徑訊號合成。



圖一：系統模型與通道資訊

¹ 本研究由國科會贊助，計畫編號 NSC101-2221-E-029-020-MY3。

其中 h_{s,r_i} 、 $h_{r_i,d}$ 與 $h_{s,d}$ 分別為來源端廣播到第 i 個中繼站、第 i 個中繼站廣播到目的端與來源端廣播到目的端的通道鏈路增益，皆為複數高斯隨機分布(Complex normal distribution) 且實部與虛部平均值為零。

在第一個時間槽，S 廣播訊號 x 給中繼站(R)與目的端(D)。當傳送功率為 P_s ，則接收訊號為 y_{s,r_i} 與 $y_{s,d}$ 分別為第 i 個中繼站收到來自 S 的訊號與目的端收到來自 S 的訊號。

在第二個時間槽，中繼站使用放大後傳送(AF)技術廣播到目的端。當第 i 個中繼站放大增益為 G_{r_i} ，則目的端接到來自第 i 個中繼站傳送訊號可表示為 $y_{r_i,d}$ 。其表示如下：

$$y_{s,d} = \sqrt{P_s} h_{s,d} x + n_{s,d} \quad (1)$$

$$y_{s,r_i} = \sqrt{P_s} h_{s,r_i} x + n_{s,r_i} \quad (2)$$

$$y_{r_i,d} = G_{r_i} h_{r_i,d} y_{s,r_i} + n_{r_i,d} \quad (3)$$

而 $n_{s,d}$ 、 n_{s,r_i} and $n_{r_i,d}$ 為可加性白高斯通道雜訊其平均值(Mean)為零，變異數(Variance)為 N_0 。若中繼站傳送功率為 P_r ，則中繼站放大增益 G_{r_i} ，可表示如下：

$$G_{r_i} = \frac{\sqrt{P_r}}{\sqrt{P_s |h_{s,r_i}|^2 + N_0}} \quad (4)$$

在目的端(D)我們使用最大比例合成法(MRC)將多路訊號合成。而 $\gamma_{s,d}$ 、 γ_{s,r_i} and $\gamma_{r_i,d}$ 分別表示 訊號從來源端(S)到目的端(D)、來源端到第 i 個中繼站與第 i 個中繼站到目的端的訊雜比(SNR)，如下所示：

$$\gamma_{s,d} = \frac{P_s |h_{s,d}|^2}{N_0} \quad (5)$$

$$\gamma_{s,r_i} = \frac{P_s |h_{s,r_i}|^2}{N_0} \quad (6)$$

$$\gamma_{r_i,d} = \frac{P_r |h_{r_i,d}|^2}{N_0} \quad (7)$$

● 全部中繼站皆轉傳(A-AF)服務且使用 MRC 策略

假如系統考慮全部中繼站均使用放大後傳送策略，在目的端的訊雜比(SNR)為 γ_{MRC}^A ，其表示如下：

$$\begin{aligned} \gamma_{MRC}^A &= \frac{P_s |h_{s,d}|^2}{N_0} + \sum_{i=1}^L \frac{\frac{P_s |h_{s,r_i}|^2 P_r |h_{r_i,d}|^2}{N_0}}{\frac{P_s |h_{s,r_i}|^2 + P_r |h_{r_i,d}|^2}{N_0} + 1} \\ &= \gamma_{s,d} + \sum_{i=1}^L \frac{\gamma_{s,r_i} \gamma_{r_i,d}}{\gamma_{s,r_i} + \gamma_{r_i,d} + 1} \end{aligned} \quad (8)$$

● 僅最佳中繼站轉傳(S-AF)服務且使用 MRC 策略

假如系統僅考慮選擇最佳中繼站且使用放大後傳送策略，在目的端的訊雜比(SNR)為 γ_{MRC}^S ，其表示如下：

$$\begin{aligned} \gamma_{MRC}^S &= \frac{P_s |h_{s,d}|^2}{N_0} + \max_i \frac{\frac{P_s |h_{s,r_i}|^2 P_r |h_{r_i,d}|^2}{N_0}}{\frac{P_s |h_{s,r_i}|^2 + P_r |h_{r_i,d}|^2}{N_0} + 1} \\ &= \gamma_{s,d} + \max_i \frac{\gamma_{s,r_i} \gamma_{r_i,d}}{\gamma_{s,r_i} + \gamma_{r_i,d} + 1} \end{aligned} \quad (9)$$

在[7]引文中，導入一種近似法(approximation)其表示如下：

$$\frac{\gamma_{s,r_i} \gamma_{r_i,d}}{\gamma_{s,r_i} + \gamma_{r_i,d} + 1} \leq \gamma_{up} \quad (10)$$

其中 $\gamma_{up} = \frac{\gamma_{s,r_i} \gamma_{r_i,d}}{\gamma_{s,r_i} + \gamma_{r_i,d}}$ ，我們利用條件機率(Conditional probability) 的方式先求得累積分布函數(Cumulative distribution function, CDF)，如下所示：

$$\begin{aligned} F_{\gamma_{up}}(\gamma) &= \int_0^{\gamma} \text{prob}(\gamma_{s,r_i} \geq \frac{\gamma \lambda}{\lambda - \gamma}) f_{\gamma_{r_i,d}}(\lambda) d\lambda \\ &\quad + \int_{\gamma}^{\infty} \text{prob}(\gamma_{s,r_i} \leq \frac{\gamma \lambda}{\lambda - \gamma}) f_{\gamma_{r_i,d}}(\lambda) d\lambda \end{aligned}$$

其機率密度函數為：

$$\begin{aligned} f_{\gamma_{up}}(\gamma) &= \frac{1 + K_{s,r_i}}{\gamma_{s,r_i} \gamma_{r_i,d}} \times \exp\left(-K_{s,r_i} - \frac{(1 + K_{s,r_i})\gamma}{\gamma_{s,r_i}} - \frac{\gamma}{\gamma_{r_i,d}}\right) \\ &\quad \times \sum_{m=0}^{\infty} \frac{1}{m!} \left(\frac{K_{s,r_i} (K_{s,r_i} + 1)\gamma}{\gamma_{s,r_i}}\right)^m \times \sum_{n=0}^{m+2} \binom{m+2}{n} \gamma^n \\ &\quad \times 2 \left(\frac{\gamma_{r_i,d} (1 + K_{s,r_i}) \gamma^2}{\gamma_{s,r_i}}\right)^{\frac{1}{2}(-n+1)} \\ &\quad \times K_{(-n+1)} 2 \left(\frac{\gamma_{r_i,d} (1 + K_{s,r_i}) \gamma^2}{\gamma_{s,r_i}}\right)^{\frac{1}{2}} \end{aligned} \quad (11)$$

並且利用動差生成函數(Moment generating function, MGF)可以將 A-AF 策略下之平均符元錯誤機率下界表示為：

$$\begin{aligned} P_{elo}^A &= \frac{4}{\pi} \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}}\right) \int_0^{0.5\pi} M_{s,d} \left(\frac{gQAM}{\sin^2\theta}\right) \prod_i M_{t_{up}} \left(\frac{gQAM}{\sin^2\theta}\right) d\theta \\ &\quad - \frac{4}{\pi} \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}}\right)^2 \int_0^{0.25\pi} M_{s,d} \left(\frac{gQAM}{\sin^2\theta}\right) \prod_i M_{t_{up}} \left(\frac{gQAM}{\sin^2\theta}\right) d\theta \end{aligned} \quad (12)$$

其中 $gQAM = \frac{3}{2(M-1)}$ 。有關 S-AF 之理論解須先求出(9)式之機率密度函數，再利用前述之動差生成函數方法求其平均符元錯誤機率。因為我們並未求得(9)式之機率密度函數封閉解，在本論文中將以電腦模擬方式模擬 S-AF 之平均符元錯誤機率。

三. 最佳中繼站選擇演算法與系統分析

假設系統具有 L 個中繼站，我們希望找到一個最佳的中繼站與目的端配對，使得在目的端所接收之訊號與雜訊比(Signal-to-noise ratio, SNR)達到最大。我們可以得知來源端到第 i 個中繼站，再經由第 i 個中繼站乘上一放大增益後傳送至目的端，其在目的端接收之 SNR 可表示如下：

$$\gamma_i = \frac{\gamma_{s,r_i} \gamma_{r_i,d}}{\gamma_{s,r_i} + \gamma_{r_i,d} + 1} \quad (13)$$

根據問題的定義，了解中繼站選擇方法是為了要讓目的端所接收的 SNR 最大化，考慮 L 個中繼站，使用中繼站選擇演算法選出可以滿足我們設定目標的最好中繼站，定義為 b ，因此我們提出最佳化問題數學模式，描述如下：

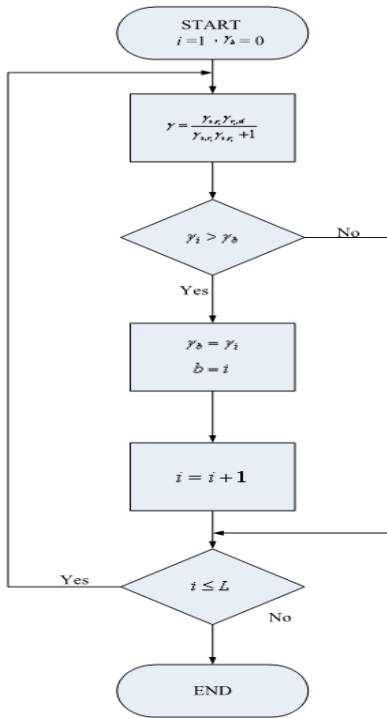
$$b = \arg \max_{i \in R} \{\gamma_i\} \quad (14)$$

其中， $R = \{1, 2, 3, \dots, L\}$ 且最好中繼站的 SNR 就可以表示如下：

$$\gamma_b = \max_{i \in R} \{\gamma_i\} \quad (15)$$

我們提出一個簡單的演算法來幫助我們選出最好的中繼站，如圖二所示，以下為我們提出的演算法步驟如下：第*i*個中繼站的編號：*i*；中繼站個數：*L*；經過第*i*個中繼站在目的端所接收 SNR： γ_i ；最大的SNR 門檻值： γ_b ；最好中繼站的編號：*b*。其演算法流程表示如下：

- Step1：一開始先定義初始值， $i=1$ 且 $\gamma_b=0$ 。
- Step2：由第一個中繼站開始計算，來源端經由中繼站 *i* 到目的端所接收之 SNR：
$$\gamma_i = \frac{\gamma_{s,r_i} \gamma_{r_i,d}}{\gamma_{s,r_i} + \gamma_{r_i,d} + 1}$$
- Step3：如果 $\gamma_i > \gamma_b$, $\gamma_b = \gamma_i$, $b=i$ 且 $i=i+1$ 。如果 $\gamma_i < \gamma_b$, 我們就不改變 γ_b 且 $i=i+1$ 。
- Step4：重複步驟三的動作，直到將所有的中繼站都比較完畢。



圖二：演算法流程圖

四. 模擬與討論

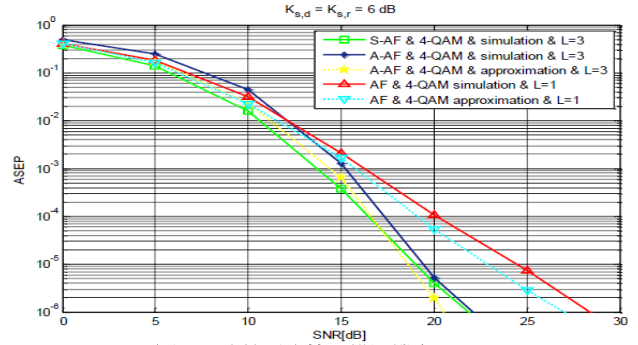
我們將所提出最好的中繼站傳送(S-AF)演算法，跟透過全部的中繼站傳送(A-AF)，利用 MATLAB 軟體進行模擬，進行分析與比較。以下為我們所設定的模擬環境：來源端至中繼站及來源端至目的端的通道模型為萊斯衰減通道，且為獨立及相同地隨機分布(Independent and identically distributed, i.i.d)，其中萊斯分布參數 $K_{s,d}$ 和 $K_{s,r}$ 均為 6dB；而中繼站至目的端的通道模型為瑞雷衰減通道。傳送端使用 4-QAM 調變，共有 *L* 個中繼站且使用放大後傳送策略。

先假設中繼站個數 $L=3$ 情形下，其系統總功率為 *P* 且

所有的傳送功率皆相同，表示如下：

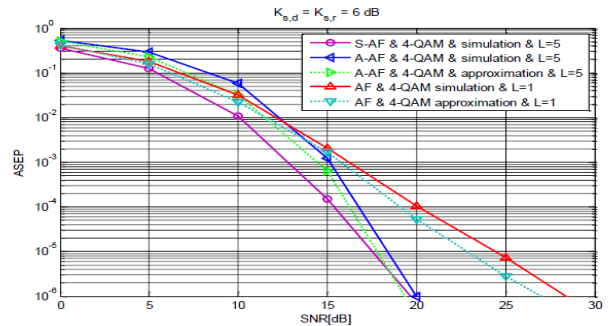
$$P_s = P_r = \frac{1}{L+1} P \quad (16)$$

在圖三中，可以觀察出 S-AF 與 A-AF 的平均符元錯誤率(Average symbol error rate, ASER)比較圖。



圖三：系統平均符元錯誤率(L=3)

在圖四中，我們將中繼站個數增加為 5($L=5$)，其餘通道參數部改變情況下模擬(A-AF)與(S-AF)。在圖三、圖四均可觀察出在低 SNR 情況，使用 A-AF 比使用單一中繼站傳送的效能還差，而使用 S-AF 時都比前面兩者來得好，再拿 A-AF 與 S-AF 做比較，再低 SNR 時，更是差了將近 3dB。比較圖三與圖四，可以看出當中繼站數目越多時的差異，其最主要的原因為 A-AF 用多個中繼站幫忙傳送，但同樣的傳送總功率也會被平分掉。在中段的 SNR 時，S-AF 和 A-AF 都明顯優於只使用單一中繼站傳送，而隨者 SNR 越高，抵抗傳送功率被平分的缺點，這時 A-AF 分集增益的優勢就會出來，效能漸漸地就會跟 S-AF 一樣。

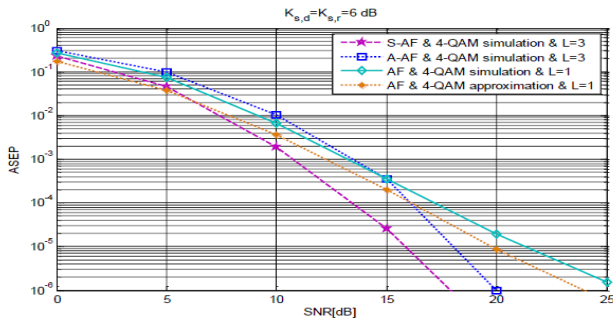


圖四：系統平均符元錯誤率(L=5)

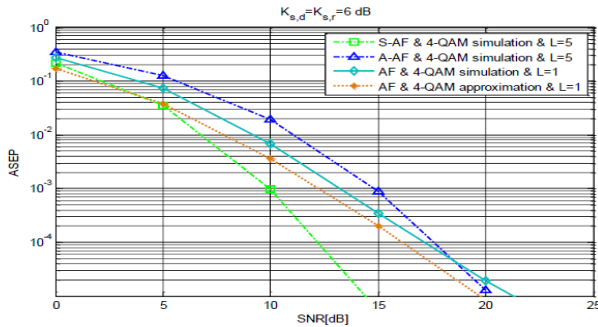
在圖五、圖六中，我們將改變傳送功率，表示如下：

$$P_s = P \text{ \& } P_r = \frac{1}{L} P \quad (17)$$

在圖五、圖六中，我們策略性地增強了來源端的傳送功率，可以觀察出使用 A-AF 時比使用單一中繼站傳送的效能還差，而使用 S-AF 時都比前面兩者來得好，此現象與圖三、圖四相似。若進一步比較圖五、圖六與圖三、圖四，我們可發覺 S-AF 的改善程度前者優於後者，此乃因為前者可提供較佳的來源端到目的端(Direct path)及來源端到中繼站之訊雜比。



圖五：系統平均符元錯誤機率(L=3)



圖六：系統平均符元錯誤機率(L=5)

結論

假設系統具有 L 個中繼站，我們希望找到一個最佳的中繼站與目的端配對，於是我們在這篇論文提出了 S-AF 策略，以及比較 S-AF 與 A-AF 策略。從模擬結果中，可觀察到在中繼站個數一樣的前提下，當通道鏈路增益不佳情況(SNR 比較低)發生時，中繼站使用 A-AF 策略造成傳送功率(傳送總功率固定)被分散，因此抵抗雜訊能力反而不及 S-AF 策略。此時 A-AF 策略不僅浪費傳送頻寬，也無法達到比較好的效能。而當通道鏈路增益逐漸提升(SNR 提高)，由於目的端有機會接收到多路高品質的訊號，此時分集增益效果會展現出來，其效能將逐漸地趨近於 S-AF 策略。

使用合作式通訊架構，在接收端可以大幅改善訊雜比(SNR)與平均符元錯誤率(ASER)。但由於合作式通訊的傳送策略通常會使用兩個時槽(Time slot)，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的特性，採用較為高位元的調變技術，以提高資料傳輸速率。

在未來的研究中，我們將會把兩衰效應納入考量。探討此效應對系統效能造成的影響，尤其是目的端的通訊品質。

參考文獻

- [1] Abaza, Mohamed R. ; Mesleh, Raed ; Mansour, Ali ; Alfalou, Ayman, "MIMO techniques for high data rate free space optical communication system in log-normal channel," TAECE (Technological Advances in Electrical, Electronics and Computer Engineering), May 2013, Konya,

Turkey.

- [2] S. M. Alamouti, "A simple transmit diversity technique for wireless communications," *IEEE J. Sel Areas Commun.*, vol. 16, pp. 1451–1458, Oct. 1998.
- [3] Mishra, P. ; Singh, G. ; Vij, R. ; Chandil, G., "BER analysis of Alamouti space time block coded 2×2 MIMO systems using Rayleigh dent mobile radio channel," IACC.Feb. 2013. Ghaziabad
- [4] K. J. Ray Liu, A. K. Sadek, W. Su, A. Kwasinski, *Cooperative Communications and Networking*, Cambridge University Press, 2009.
- [5] Yin Rui, Zhang Yu, Zhang Jietao, Yu Guanding, Zhang Zhaoyang and H Yanikomeroglu. "Optimal relay location for fading relay channels," *IEEE VTC Fall*, 6-9 Sept. 2010, Ottawa
- [6] Sing-Hong Jhou. "Studies on Amplify-and-forward Cooperative Communication in Hybrid Satellite-Terrestrial Networks" M.S. thesis. Graduate Institute of Communication Engineering, College of Science and Technology, National Chi Nan University, Taiwan, 2011.