

國立清華大學 電機工程學系

實作專題研究成果摘要

Beamforming Performance Evaluation
for RIS-Aided Multi-User Wireless
Communications

RIS 輔助多用戶無線通訊之波束成型
效能研究

專題領域：通訊領域

組 別：B585

指導教授：劉光浩 教授

組員姓名：張芸榕、沈彩誼

研究期間：115 年 2 月 1 日至 115 年 11 月 24 日止，共 10 個月

摘要

可重構智慧表面 (Reconfigurable Intelligent Surface, RIS) 是一種由大量低功耗、可控制的被動反射元件組成的新興技術，能夠透過調整入射電波的相位與振幅來重塑訊號。藉由元件的調整，RIS 不僅能更有效率地傳送訊號，降低傳遞過程中的能量耗損，因此被視為 6G 無線通訊系統中的關鍵技術之一。

我們的專題研究可重構智慧表面如何輔助無線通訊的效能。首先我們透過文獻及無線通訊教科書了解無線通訊及通道的特點，接著建構 RIS 的基礎數學模型、單用戶情況下的相位控制、重現論文中的最大比率傳輸(Maximum Ratio Transmission, MRT)方法、計算當用戶在存取點(Access Point, AP)與 RIS 之間不同位置時，有無直接通道對用戶達到目標訊號雜訊比(SNR)所需要的功率有何影響。接著改以碼簿(Codebook)的方式進行傳送端波束對齊。後續我們將情境拓展至多用戶，設計兩種用戶模型(隨機與熱點分布)，並引入強制歸零(Zero-Forcing, ZF)及最小均方誤差(Minimum Mean-Square Error, MMSE)這兩種波束成形方法，試圖比較 ZF、MMSE 及 Codebook 三種方式在各個用戶皆須達到目標 SNR 下所需的傳送功率有何差異，以及在固定 AP 端傳送功率下，採用這些方法可達到的最大系統傳輸速率總和(Sum Rate)。

Abstract

Reconfigurable Intelligent Surfaces (RIS) are an emerging technology composed of numerous low-power and passively controllable reflecting elements that can reshape incident electromagnetic waves by adjusting their phase and amplitude. With proper configuration, RIS can enhance signal transmission efficiency and reduce propagation losses, making it a key enabling technology for future 6G wireless communication systems.

In this project, we investigate how RIS can assist and improve wireless communication performance. We first review relevant literature and wireless communication fundamentals to understand channel characteristics, followed by building a mathematical model of RIS and performing phase optimization in a single-user scenario. We then reproduce the Maximum Ratio Transmission (MRT) method and analyze how the required transmit power varies with the user's position between the access point (AP) and the RIS under a fixed target Signal-to-Noise Ratio (SNR), with and without the AP-to-user direct link.

Next, we adopt a codebook-based approach for transmit beam alignment and extend our study to multi-user scenarios. Two user distribution models, random distribution and hotspot distribution are considered. We further introduce Zero-Forcing (ZF) and Minimum Mean-Square Error (MMSE) beamforming to compare their performance with the codebook method. Finally, we evaluate the total transmit power required for all users to achieve the target SNR and assess the maximum achievable system sum rate under a fixed AP transmit power.

1. 研究背景及目的

傳統通訊技術在追求高可靠度時，面臨高能耗、硬體複雜度上升及高頻路徑損耗等瓶頸，可重構智慧表面 (RIS) 因此而生，憑藉其被動反射、低成本與低能耗特性，能有效協助基地台改善訊號傳輸路徑[1]。現有文獻中已包含許多探討單用戶與多用戶情況下 RIS 輔助無線通訊系統的成果，也有許多關於 Maximum Ratio Transmission (MRT)、Zero-Forcing (ZF)、Minimum Mean Square Error (MMSE)、Discrete Fourier Transform (DFT) 碼簿等方法應用於 RIS 系統之波束成型的研究。然而，目前 RIS 的部署仍面臨通道狀態資訊 (Channel State Information, CSI) 獲取不易的挑戰，且現有研究仍相對缺乏對上述波束成型方法之效能比較，以及在不同用戶分布情況下的行為差異分析。

本研究的目標著重於 RIS 的相位調整機制，以及多用戶環境下的波束成型策略。有鑑於 CSI 獲取不易，本研究將探討較不依賴精確 CSI 的 DFT 碼簿波束成型策略，並以需完整 CSI 的 ZF 與 MMSE 方法作為效能對照，分析不同策略的優劣。研究流程將先了解單用戶情況下 RIS 的相位如何調整，以及其對訊號傳輸的影響；接著探討在 CSI 未知的情況下，若使用 DFT 碼簿，該如何根據碼簿決定波束傳送方向；最後，以碼簿、MMSE、ZF 作為多用戶環境下的波束成型策略，分析這些方法在不同用戶分布下的效能差異，並比較其整體表現。

2. 研究方法

2-1. 無線通訊通道模型

本研究同時考量路徑損耗 (Pathloss)、遮蔽效應 (Shadowing) 與多重路徑 (Multipath) 等通道特性。其中，非視距 (NLoS) 路徑主導的傳輸情況採用 Rayleigh 衰落模型進行描述，而視距 (LoS) 路徑主導的傳輸情況則使用 Rician 衰落模型建立通道。後續所有模擬與分析皆假設通道為 LoS 主導的 Rician 通道模型。

2-2. RIS 的基本數學模型

在後續的研究中，我們主要使用 Uniform Planar Array (UPA) 作為 RIS 的天線排列方式。根據參考文獻[2]、[3]及[4]，UPA 的陣列響應為

$$AF(\theta, \phi) = \sum_{m=1}^{N_x} \sum_{n=1}^{N_y} e^{j[(m-1)kd_x \sin\theta \cos\phi + (n-1)kd_y \sin\theta \sin\phi]} , k = \frac{2\pi}{\lambda}$$

$$|AF(\theta, \phi)| = \frac{\sin\left(\frac{Nkd_x \sin\theta \cos\phi}{2}\right)}{\sin\left(\frac{kd_x \sin\theta \cos\phi}{2}\right)} \cdot \frac{\sin\left(\frac{Nkd_y \sin\theta \sin\phi}{2}\right)}{\sin\left(\frac{kd_y \sin\theta \sin\phi}{2}\right)}$$

透過陣列響應的數學表示式可知，RIS 能夠控制入射訊號的振幅與相位，達到讓訊號轉彎的效果。

根據文獻[1]，用方塊圖示意引入 RIS 後的訊號傳輸模型。

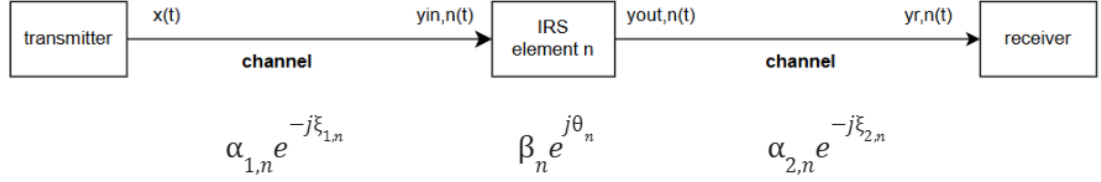


Fig. 1 RIS 系統之方塊圖。

$x(t)$ 為複數訊號，假設訊號延遲可忽略，RIS 相位限制在 $[0, 2\pi)$ ，

$$y_{in,n}(t) = \text{Re}\{\alpha_{1,n} e^{-j\xi_{1,n}} x(t) e^{j2\pi f_c t}\}$$

$$y_{out,n}(t) = \beta_n e^{j\theta_n} y_{in,n}(t) = \text{Re}\{\beta_n e^{j\theta_n} \alpha_{1,n} e^{-j\xi_{1,n}} x(t) e^{j2\pi f_c t}\}$$

$$y_{r,n}(t) = \alpha_{2,n} e^{-j\xi_{2,n}} y_{out,n}(t) = \text{Re}\{[\alpha_{1,n} e^{-j\xi_{1,n}} \beta_n e^{j\theta_n} \alpha_{2,n} e^{-j\xi_{2,n}} x(t)] e^{j2\pi f_c t}\}$$

由上述系統方塊圖可知，訊號從發射端至接收端會經過兩個通道，從而經歷 Double Path Loss，為 RIS 模型的特性。接收功率可以如下表示

$$p_{r,n} \propto \frac{1}{d_1^{a_1} d_2^{a_2}}$$

d_1 、 d_2 分別為傳送端至 RIS 及 RIS 至接收端的距離， a_1 、 a_2 則為路徑損耗指數，表示功率在傳輸過程中隨距離衰減的速度。

最後，在描述經過 RIS 後的反射訊號的數學表達時，根據文獻[1]，我們通常會使用兩種模型，分別為 Ideal Model 與 Discrete Model。Ideal Model 的特性為每個元件的振幅跟相位是獨立且可以連續調整，其振幅及相位分佈為

$$F_\beta = \{\beta \mid \beta \in [0, 1]\}$$

$$F_\theta = \{\theta \mid \theta \in [0, 2\pi)\}$$

Discrete Model 則可以減少成本與複雜性，但代價是訊號解析度較 Ideal Model 差。其振幅及相位分佈為

$$F'_\beta = \{\overline{\beta}_1, \dots, \overline{\beta}_{K_\beta}\}, 0 \leq \overline{\beta}_m < \overline{\beta}_{m'} \leq 1 \text{ for } 1 \leq m < m' \leq K_\beta$$

$$F'_\theta = \{\overline{\theta}_1, \dots, \overline{\theta}_K\}, 0 \leq \overline{\theta}_l < \overline{\theta}_{l'} \leq 2\pi \text{ for } 1 \leq l < l' \leq K_\theta$$

而當 Discrete Model 的振幅及相位被均勻量化時，振幅及相位的分佈可以被描述為

$$F'_\beta = \{0, \Delta\beta, \dots, (K_\beta - 1)\Delta\beta\}, \Delta\beta = \frac{1}{(K_\beta - 1)}$$

$$F'_\theta = \{0, \Delta\theta, \dots, (K_\theta - 1)\Delta\theta\}, \Delta\theta = \frac{2\pi}{K_\theta}$$

至此，我們完成基礎的 RIS 數學建模。

2-3. 基於通道資訊的 RIS 相位控制

我們先以單用戶情境進行 RIS 的相位控制。在這部分中，我們皆假設通道狀態資訊 (CSI) 為已知。

根據參考文獻[5]，我們考慮單一用戶的 RIS element 相位設定問題。在單用戶情況下，SINR 為

$$SINR_1 = \frac{|(\mathbf{h}_r^H \boldsymbol{\Theta} \mathbf{G} + \mathbf{h}_d^H) \mathbf{w}|^2}{\sigma^2}$$

$\mathbf{h}_r^H \in \mathbb{C}^{1 \times N}$ 為 RIS 到用戶的通道； $\boldsymbol{\Theta}$ 為 $\text{diag}(\beta_1 e^{-j\theta_1}, \dots, \beta_N e^{-j\theta_N})$ ，RIS 的反射係數矩陣； $\mathbf{G} \in \mathbb{C}^{N \times M}$ 為 AP 到 RIS 通道； $\mathbf{h}_d^H \in \mathbb{C}^{1 \times M}$ 為 AP 到用戶的通道； $\mathbf{w} \in \mathbb{C}^{M \times 1}$ 為 $\sqrt{p} \bar{\mathbf{w}}$ ， p 為傳送功率， $\bar{\mathbf{w}} \in \mathbb{C}^{M \times 1}$ 為傳送波束向量； σ^2 為雜訊功率。在此情況下，將 RIS 元件的相位設定為

$$\theta_n^* = \varphi_0 - \arg(h_{n,r}^H g_n^H \bar{\mathbf{w}}) = \varphi_0 - \arg(h_{n,r}^H) - \arg(g_n^H \bar{\mathbf{w}})$$

其中， θ_n^* 為第 n 個 RIS 元件的最佳相位調整值， φ_0 為直接通道的相位， $\arg(h_d^H \bar{\mathbf{w}})$ ， $h_{n,r}^H$ 為第 n 個 RIS 元件到用戶的通道， g_n^H 為 AP 到第 n 個 RIS 元件的通道。這樣設定能夠讓訊號對齊，即使經由不同路徑到達接收端的訊號相位仍一致，使接收到的訊號強度最大化，也就是通道的增益最大化，從而使功率增加，並提高訊號雜訊比 (SNR)。

2-4. 基於碼簿的相位控制

在現實情境中，常因 CSI 取得的限制，造成基於 CSI 的相位控制方式有其不便性，因此以 DFT 碼簿進行波束訓練也是經常使用的方法。

一個 DFT 矩陣的形式為

$$W = \frac{1}{\sqrt{N}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & \dots & 1 \\ 1 & \omega & \omega^2 & \omega^3 & \dots & \omega^{N-1} \\ 1 & \omega^2 & \omega^4 & \omega^6 & \dots & \omega^{2(N-1)} \\ 1 & \omega^3 & \omega^6 & \omega^9 & \dots & \omega^{3(N-1)} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & \omega^{N-1} & \omega^{2(N-1)} & \omega^{3(N-1)} & \dots & \omega^{(N-1)(N-1)} \end{bmatrix},$$

$$\omega = e^{-j\frac{2\pi}{N}}.$$

以 $\omega \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ 代表某個波束對應的 DFT 碼字， $\mathbf{h} \in \mathbb{C}^{N \times M}$ 為通道， ω 和 \mathbf{h} 可視為兩個向量， $\mathbf{h}^H \omega$ 代表的是 ω 和 \mathbf{h} 的共軛內積，對應這個天線系統的等效通道增益，若 ω 與 \mathbf{h} 的共軛同向 (ω 和 \mathbf{h} 對齊)， $|\mathbf{h}^H \omega|$ 就會等於 $|\mathbf{h}^H| |\omega|$ ，使通道增益為最大值。

2-5. 模擬方式及環境設定

我們採用 ZF、MMSE 以及碼簿，做為不同 beamforming、precoding 方式形成波束傳送向量以進行模擬，後續以 \mathbf{W}_{bar} 表示最佳波束傳送向量。三種方法形成 \mathbf{W}_{bar} 的方式如下。(\mathbf{H} 為 AP 至用戶的等效通道)

- ZF 為 $\mathbf{W}_{bar} = \mathbf{H}^H (\mathbf{H}\mathbf{H}^H)^{-1}$
- MMSE 為 $\mathbf{W}_{bar} = \mathbf{H}^H (\mathbf{H}\mathbf{H}^H + \alpha \mathbf{I})^{-1}$ ，根據參考文獻[6]將 α 設為 $\frac{K P_{noise}}{P_t}$ ，
 K 為用戶數量， P_{noise} 為雜訊功率， P_t 為 AP 端傳送功率
- 碼簿為將碼簿中的每一列做為 \mathbf{W}_{test} ，找出具有最大通道增益

$$(\text{abs}(\mathbf{H} \times \mathbf{W}_{test}))^2 \text{ 的 } \mathbf{W}_{test} \text{ 做為 } \mathbf{W}_{bar}$$

在單用戶情形中，由於無用戶間干擾，在交替優化過程中，固定 \mathbf{W} 優化 \mathbf{V} (RIS 相位) 時可透過相位對齊直接找到全域最佳解。然而，當拓展至多用戶，因為所有用戶共用一個相位，因此用戶間干擾會造成選擇 RIS 相位時出現權衡問題，無法將 RIS 相位的解寫成封閉形式。有鑑於此，我們引入參考文獻[5]中使用的 SDR 解法以解決這個非凸問題，旨在優化 RIS 相位時，兼顧增強個別用戶訊號和抑制其餘用戶干擾。

具體而言，我們首先定義半正定矩陣變數 $\mathbf{v} = \bar{\mathbf{v}}\bar{\mathbf{v}}^H$ ，將原本關於相位向量 \mathbf{v} 的二次型目標函數轉化為關於 \mathbf{V} 的線性軌跡 (Trace) 形式。接著，鬆弛原本非凸的 Rank-1 限制，將問題轉化為標準的 SDP 問題，並利用 CVX 工具箱求得全域最優矩陣解。

最後，由於鬆弛後的解通常不滿足 Rank-1 特性，無法直接分解出唯一的相位向量，因此我們採用高斯隨機化 (Gaussian randomization) 還原解。此步驟

透過對矩陣 \mathbf{V} 進行特徵值分解以生成多組候選向量，並從中選取能使傳送功率最小化的一組作為最終的 RIS 相位配置。

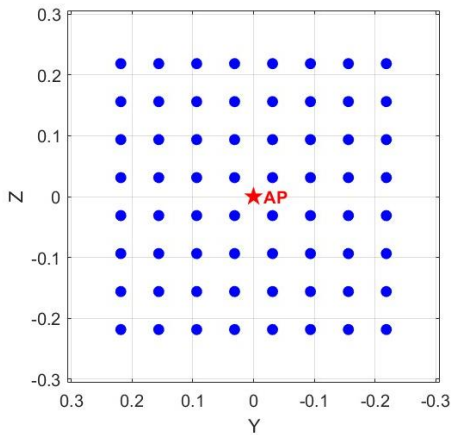
另外，在這部分的模擬中，因為會將用戶與用戶間的干擾納入考量，我們發現若單純從碼簿裡選擇碼字做為 \mathbf{W}_{bar} ，當 target SNR ≥ 10 dB 時，所需的傳送功率會大幅提升，而功率提升時也使得用戶間干擾變大，造成計算出的功率無法收斂。因此我們將碼簿的策略根據參考文獻[7]修改為 hybrid precoding 的模式，先用碼簿找到的 \mathbf{W}_{bar} 做為類比波束成型向量 (Analog beamforming vector)，而後對通道在 \mathbf{W}_{bar} 方向的投影部分 $\mathbf{H}_{proj} = \mathbf{H}\mathbf{W}_{bar}$ 做 ZF 得到 \mathbf{W}_{ZF} 做為數位預編碼 (Digital precoding)，之後建立 $\mathbf{W}_{total} = \mathbf{W}_{bar}\mathbf{W}_{ZF}$ ，正規化後做為最終的傳送向量，形成 $\mathbf{H}_{total} = \mathbf{H}\mathbf{W}_{total}$ 。

2-6. 多用戶場景設定及模擬方法

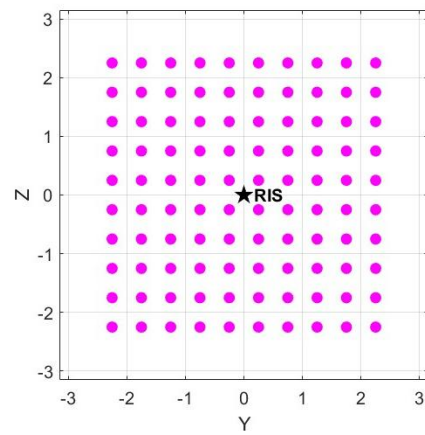
2-6.1 場景設定

在多用戶的部分，我們設定了兩種不同用戶分佈的環境，在三維空間中，AP 的中心位置在座標(0,0,0)的位置，天線數 $M = 8 \times 8$ 、以間隔 0.5λ (模擬時設定載波頻率為 2.4GHz) 排列在 y-z 平面；而 RIS 中心位置在(100,0,0)，元件數為 $N = 10 \times 10$ 、間隔 0.05m 排列在 y-z 平面，RIS 的反射面面向 AP 天線；用戶則在以 RIS 為中心的扇形裡， $z=-15$ 的 x-y 平面上分佈。在隨機用戶分佈的環境下，我們會確保每個用戶間隔至少 2.5m，而在熱點分佈的環境下，我們將用戶集中在兩個半徑為 3m 的圓形區域內，兩個熱點平分用戶數量。這兩種極端的用戶模型使我們能比較用戶群聚和分散場景是否對系統產生影響。

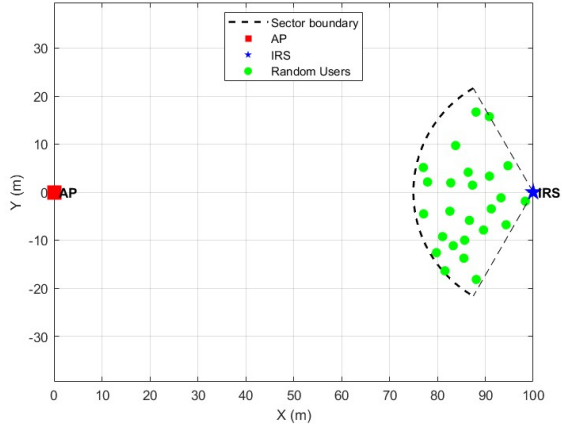
Table 1
系統架構與用戶位置分佈



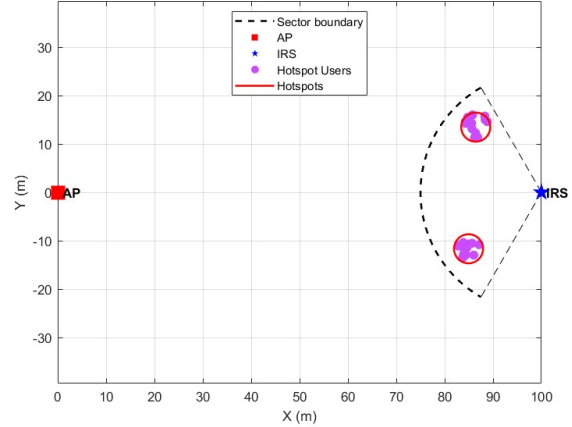
(a) AP 端天線位置分佈



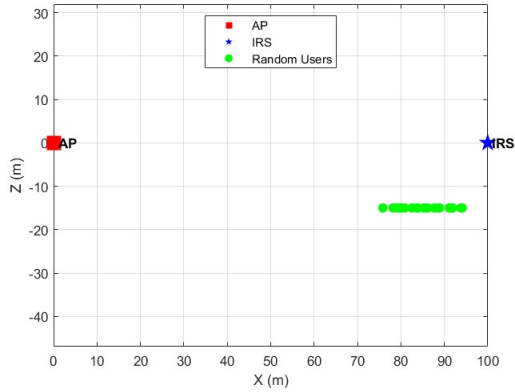
(b) RIS 元件位置分佈



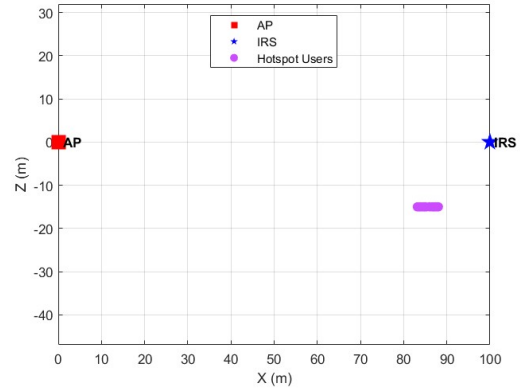
(c) Random 用戶分佈(x-y 平面)。



(d) Hotspot 用戶分佈(x-y 平面)。



(e) Random 用戶分佈(x-z 平面)。



(f) 10 Hotspot 用戶分佈(x-z 平面)

我們設定了兩種模擬目標以比較 ZF/MMSE/DFT 碼簿三種方法的效果

1. 在不同用戶數量下用戶皆達到 SNR=0dB 所需的最小傳送功率
 2. 固定 AP 端傳送功率為 10W，在不同用戶數下最大化傳輸速率總和
- 其中，我們將雜訊功率皆固定為 $10^{-11}W$ 。

我們將碼簿設定為一個碼字只能被選擇一次。其餘 AP 及 RIS 的陣列響應、陣列傳輸模型、通道模型則如前面章節所述。

後續在每組用戶數的模擬中，本研究將 RIS 相位迭代次數設定為 30 次，用戶模型數設定為 5。為了獲得穩定且具代表性的結果，我們對每個用戶模型計算出功率取平均值，作為該組用戶數的最終結果。

2-6.2 傳輸速率總和 (Sum Rate) 模擬方法

傳輸速率總和 (Sum Rate) 的計算方法為

$$\text{Sum Rate} = \sum_{k=1}^K \log_2(1 + \text{SINR}_k), K=\text{用戶數量}$$

在 2-5 章節中，已詳述如何用 SDP 方法在多用戶情境下計算所需傳送功率。而在固定發射功率的情形中，我們的目標是在功率限制下最大化系統傳輸速率總和，此問題同樣為非凸優化問題，解決方式與計算所需傳送功率類似。不同之處在於在固定 W 優化 RIS 相位 \mathbf{v} 的步驟中，我們將目標設定為最大化所有用戶的接收訊號功率，等同於提升等效通道增益，進而達到更大的 SINR 而達成最大化傳輸速率總和的成效。

在求得全域最優矩陣解後，高斯隨機化步驟中透過對矩陣 \mathbf{V} 進行特徵值分解以生成多組候選向量，並從中選取能使系統傳輸速率總和最大化的一組結果作為最終的 RIS 相位配置。

3. 結果

3-1. 多用戶場景模擬流程及說明

在多用戶的環境設定中，計算最小傳送功率及最大傳輸速率總和的過程差異不大，以以下文字及模擬流程圖說明。模擬時使用的參數設定同 2-6.1 場景設定的部分，並設定 $K=5, 10, 15, 20, 25$ 五種不同的用戶數。首先建立 AP 至 RIS 的通道 $\mathbf{G} \in \mathbb{C}^{N \times M}$ ，並對現在的用戶數量分別各產生五組(設定的 group 值)隨機及熱點用戶分佈，再建立 AP-用戶的通道 $\mathbf{H}_d \in \mathbb{C}^{M \times K}$ 和 RIS-用戶通道 $\mathbf{H}_r \in \mathbb{C}^{N \times K}$ ，以及初始化 RIS 的相位。之後進入每次計算，先建立等效通道 $\mathbf{H} = \mathbf{H}_r^H \text{diag}(\mathbf{v}) \mathbf{G} + \mathbf{H}_d^H$ ， $\mathbf{v} = (e^{-j\theta_1}, \dots, e^{-j\theta_N})$ 為 RIS 的相位，後續依照不同的策略進行波束成形及預編碼，並更新 RIS 相位，計算達到目標 SNR 所需的最小傳送功率或固定傳送功率下可達到的最大傳輸速率總和，直至達到設定的計算次數，再進入下一組用戶分佈，若每組用戶分佈都計算完成，則進入下一個用戶數量，最後將每組用戶分佈計算出的結果儲存及計算平均值。

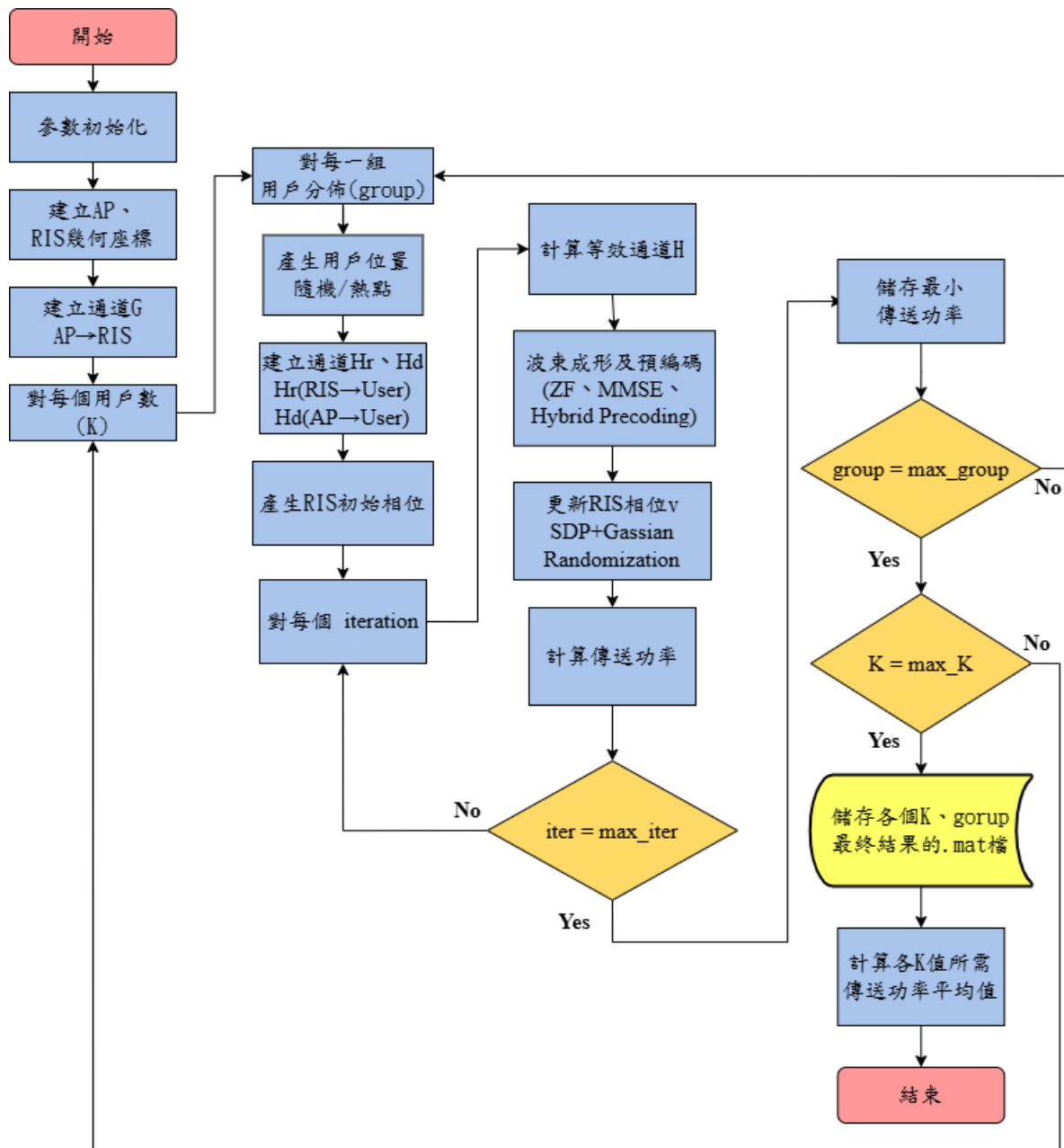


Fig. 2 達到目標 SNR 之最小傳送功率計算流程圖

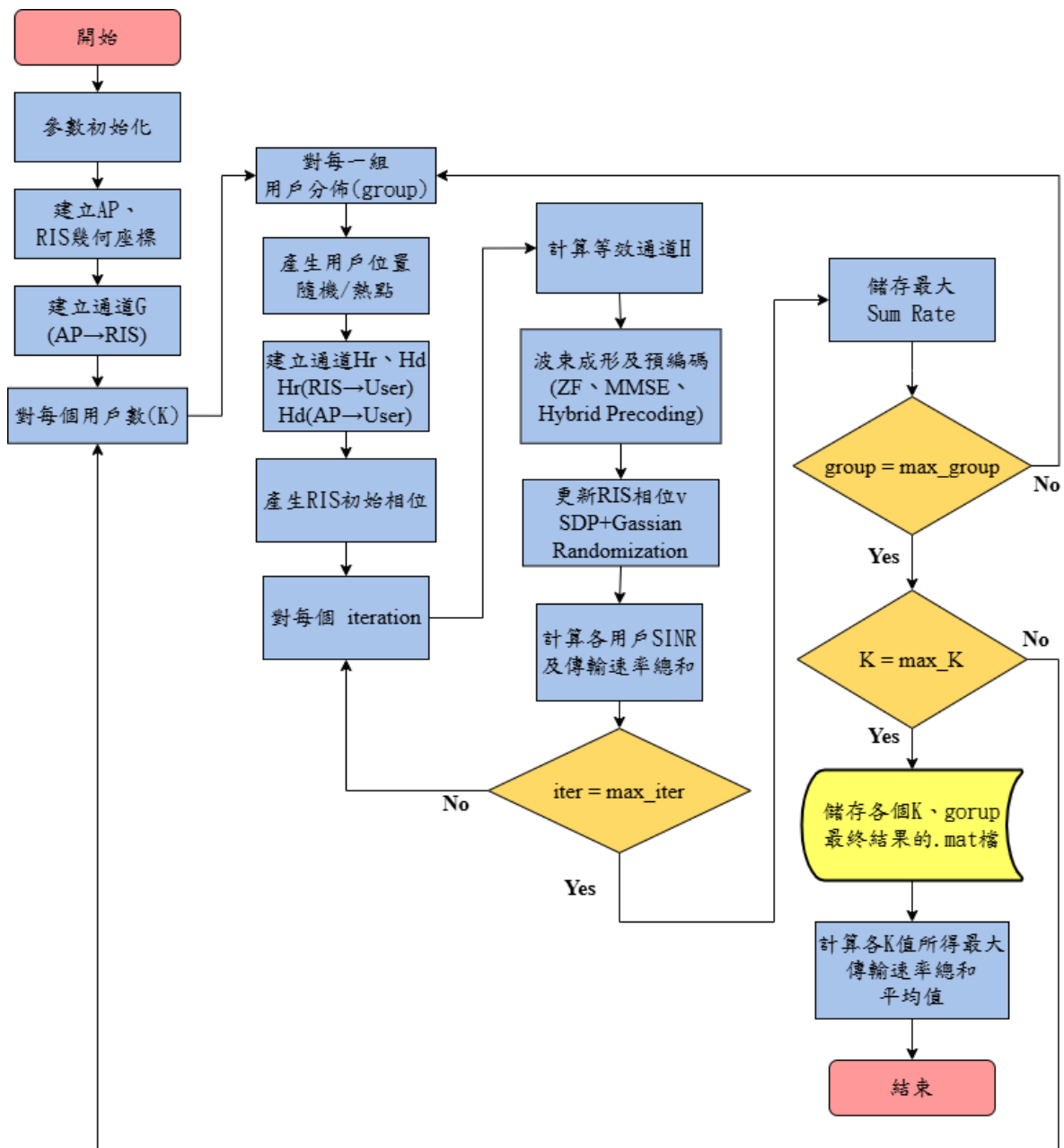


Fig. 3 固定傳送功率下可達最大傳輸速率總和計算流程圖

3-2. 不同用戶數達到 SNR=0dB 所需的最小傳送功率

如下圖所示，整體傳送功率的需求會隨著用戶數增加而上升，因為用戶數量越多，彼此間的干擾越大且波束成型更加困難，基地台需要用更大的傳送功率以補償干擾並維持通訊品質。

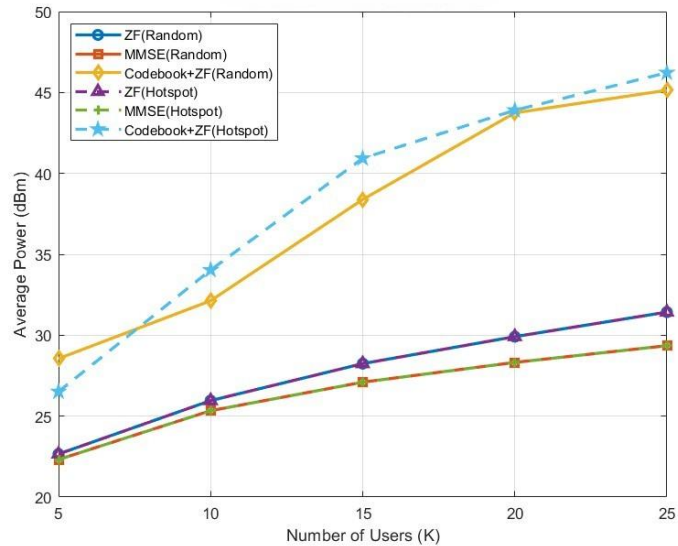


Fig. 4 Average transmit power vs. number of users.

比較各方法可以發現，ZF 和 MMSE 所需的傳送功率較低，而基於碼簿的混合式預編碼需要更大的傳送功率，這是因為 ZF 和 MMSE 是連續相位的波束成型，可以精準選擇需要的波束傳送向量，而 DFT 碼簿是離散的，從有限的碼簿中選出相對較好的波束傳送向量，因此優化效果較另外兩種方法差。進一步比較 MMSE 和 ZF 方法，可看出在低用戶數時，兩者相差無幾，但在高用戶數下，MMSE 最小化傳送功率的效果顯然較佳。因為 MMSE 是在抑制干擾和雜訊中取得平衡，ZF 卻會完全抑制干擾，因此用戶數越多，ZF 要使用戶通道正交，就會放大雜訊，從而需要更多傳送功率以達成目標 SNR。

再比較兩種用戶模型產生的結果，顯然地，ZF 和 MMSE 在兩種用戶模型下產生幾乎一樣的曲線。這顯示用戶是否群聚對 ZF 和 MMSE 幾乎沒有影響。然而，碼簿的兩條曲線卻明顯有區別。當用戶群聚在熱點時，群聚用戶的通道向量高度相關，多個鄰近的用戶中，只有一個能選到最佳波束而其餘用戶被迫選擇次佳解，或兩個用戶選到相似的波束造成干擾嚴重，都會造成所需傳送功率增加。

3-3. 不同用戶數下固定傳送功率為 10W 可得最大傳輸速率總和

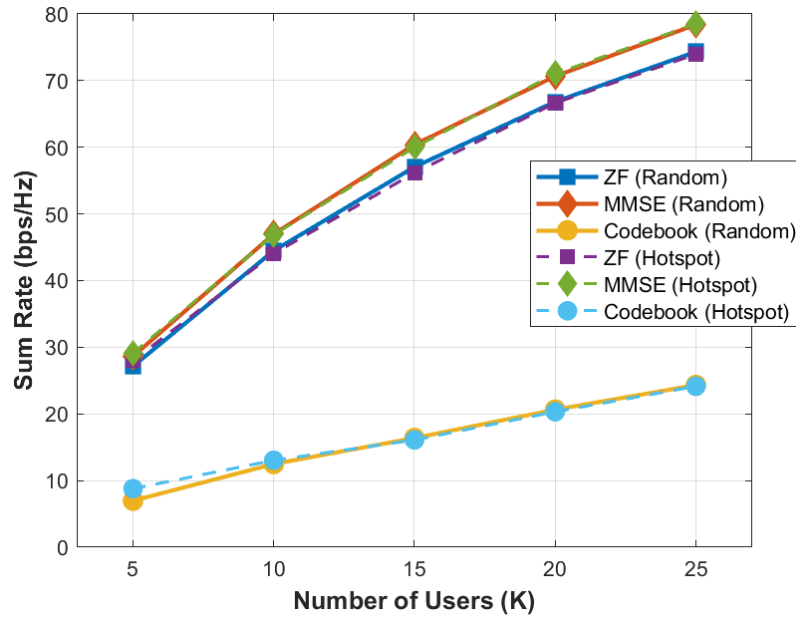


Fig. 5 Sum rate vs. number of users.

接著由 Fig. 5 可以觀察到，MMSE 與 ZF 皆能取得明顯較高的傳輸速率總和，而碼簿的結果則顯著偏低，這與前述固定 SNR 下所需的傳送功率結果相互呼應。其原因同樣在於 MMSE 與 ZF 能依據 CSI 精確設計預編碼以提高等效通道增益並抑制多用戶干擾，因此在相同總傳送功率下能達到更高的資料傳輸效率；然而碼簿受限於固定且有限的波束方向，在選擇時可能與複雜的 RIS 有效通道不匹配，導致可利用的通道增益較低。

另外，從傳輸速率總和隨用戶數的斜率可看出，因 MMSE 與 ZF 皆能有效利用天線的自由度抑制多用戶間干擾，因此當用戶數增加時仍能維持較佳系統效能；而碼簿因波束解析度有限且無法針對通道進行最佳化，其干擾抑制能力不足，導致當用戶數增加時傳輸速率總和成長趨緩，反映其難以同時支援多用戶。

而在用戶模型方面，兩種用戶模型得到的傳輸速率總和趨近一致，只有基於碼簿的混合式預編碼在用戶數少的情境時，熱點用戶分佈的結果稍佳。推測是因為用戶數少時隨機用戶模型的用戶位置過於分散，而熱點分佈在使用者方向集中的情況下，更容易被 DFT 碼簿的主瓣涵蓋，使碼簿與有效通道方向較匹配，因此得到更高的傳輸速率總和。

4. 結論

我們的研究結果顯示，對於兩種極端的用戶拓撲(隨機和熱點)，ZF 和 MMSE 受益於其連續且可最佳化的波束成型方法，皆可展現較佳的穩定性；碼簿方案離散且解析度有限的波束傳送向量導致其對用戶分布更加敏感。

在比較三種方法的傳送功率需求及最大傳輸速率總和後，我們觀察到在相同 CSI 的條件下，由於無法將每個使用者都分配到具有最大通道增益的碼字，而使基於碼簿的混合預編碼方法在隨機與熱點這兩種用戶拓撲下，展現的效能皆比 ZF、MMSE 差。顯示在多用戶情況下，單純使用基於碼簿的混合式預編碼，仍無法展現出其性能優勢。

然而需強調的是，這樣的比較並非完全公平。ZF 和 MMSE 須完整瞬時通 CSI 才能做出如此精確的干擾抑制與波束成型，而碼簿則僅依賴預先設計的方向性碼字即可運作，計算複雜度與回傳資訊量皆較低。因此若在系統受到 CSI 回傳限制、硬體複雜度有限的情況下，基於碼簿的混合式預編碼仍具備實用價值，只是其性能自然難以與需要完整 CSI 的 ZF/MMSE 直接相比。

基於此結果，未來可考慮透過將用戶分群，結合 TDMA、OFDM 等時域、頻域資源分配方法，降低用戶之間的干擾以及避免同時服務具有相似訊號傳輸方向的用戶，改善在多用戶環境中混合式預編碼的性能。

5. 參考文獻

- [1] Q. Wu, R. Zhang, & J. Xu, “Intelligent reflecting surface-aided wireless communications: a tutorial,” *IEEE Transactions on Communications*, vol. 69, no. 5, pp. 3313-3351, 2020.
- [2] Phased Array Antenna Patterns—Part 1: Linear Array Beam Characteristics and Array Factor
<https://www.analog.com/en/resources/analog-dialogue/articles/phased-array-antenna-patterns-part1.html>
- [3] W. Tan, S. D. Assimonis, M. Matthaiou, Y. Han, X. Li, and S. Jin, “Analysis of different planar antenna arrays for mmWave massive MIMO systems,” in *Proc. IEEE Veh. Technol. Conf. (VTC)*, 2017, pp. 1–5.
- [4] Peter Joseph Bevelacqua, “Antenna arrays: performance limits and geometry optimization, Ph.D. dissertation,” Arizona State Univ., 2008.
- [5] Q. Wu and R. Zhang, “Intelligent reflecting surface enhanced wireless network via joint active and passive beamforming,” *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 18, no. 11, 2019.

- [6] C. B. Peel, B. M. Hochwald, and A. L. Swindlehurst, "A vector-perturbation technique for near-capacity multiantenna multiuser communication—Part I: Channel inversion and regularization," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 53, no. 1, 195–202, 2005.
- [7] Y. Huang, C. Liu, Y. Song, and X. Yu, "DFT codebook-based hybrid precoding for multiuser mmWave massive MIMO systems," *EURASIP Journal on Advances in Signal Processing*, vol. 2020, no. 11, 2020.
- [8] H. Gu and J. Chen, "Weighted sum-rate maximization for reconfigurable intelligent surface aided wireless networks," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 19, no. 5, 2020.
- [9] X. Wei, L. Dai, Y. Zhao, G. Yu, and X. Duan, "Codebook design and beam training for extremely large-scale RIS: Far-field or near-field?" *China Communications*, vol. 19, no. 6, pp. 193–204, Jun. 2022.

6. 心得感想

張芸榕

這次專題實作使我們從基礎無線通訊模型的建構開始，一步步了解並完成我們自己發想的 RIS 主題研究。在過程中，我們從一開始完全沒接觸過研究也沒接觸過通訊系統設計，到後來漸漸學會要怎麼快速學習背景知識欠缺的專業理論、怎麼找到需要的論文及如何讀論文、以及如何設計一個可行的從天線架設和用戶建模至通道設計再到演算法設計的完整系統。非常感謝我的組員在我們遇到問題時，總是能合作找到可行的解決辦法，花了很多時間和精力在這份專題上，才能克服那麼多遇到的難關。同時要特別感謝劉光浩教授在指導時總是能詳盡的為我們解惑，也會為我們指出方向性的大問題，讓我們不會迷失方向。

沈彩誼

在專題研究的過程中，除了首次接觸及了解 RIS 這個新穎的通訊技術外，我印象最深刻的部分為，相較於平常在課程上所接觸到的只有一個傳送端及一個接收端的通訊系統，在專題研究中我們學習到了當有大於一個接收端時，接收訊號的數學表達式要如何建立，以及用戶與用戶間產生的干擾會對訊號產生什麼影響，使我們對這方面產生興趣，並在後續專題研究中進一步探討要如何抑制干擾以達到更好的訊號傳輸效果。過程中所閱讀的資料及程式碼，也讓我學習到非常多通訊系統建模的方法。非常感謝我的組員在專題研究中保持積極的態度，在遇到不理解之處或模擬程式出現錯誤時，可以一起查閱資料並進行討論。特別感謝我們的專題指導教授劉光浩教授，對於我們提出的所有問題都非常有耐心的一一回答，也會點出我們在系統模擬上的錯誤，讓我們可以順利進行專題研究。