

國立清華大學 電機工程學系

實作專題研究成果摘要

6G-智慧反射面板：

通道估計與相位優化

專題領域：通訊

組別：B337

指導教授：劉光浩 教授

組員姓名：吳乙萱、陳家齊

研究期間：2023年3月1日至2023年12月31日止，共10個月

一、 報告摘要

在通訊傳輸上，現階段還是以 4G、5G 為主，但仍有許多通訊死角。而智慧反射面板（Reconfigurable Intelligent Surface, RIS）可以讓訊號轉彎，其不僅解決了通訊死角問題，也能提高通訊安全。這是一項超穎表面技術，源自於光學領域用來操控光的行進方式。面板由許多被動元件組成，透過控制被動元件轉的角度，讓訊號能在最小傳輸功率下，傳送到使用端。RIS 是個環境友好且成本低的低功耗電子設備，在高樓林立的都市中，可設置於大樓牆面、廣告招牌等，隱藏於日常建築之中，不僅能夠維持城市美觀，還能利用分布廣的特性，更有效率地傳送訊號，降低傳遞過程中的能量耗損。因此，在強調低耗能、環境友善等未來趨勢下，RIS 被視為一項極具發展潛力的技術。

我們先探討了無線訊號傳播中 channel 的生成，以及 Rayleigh fading 對 channel 的影響。再比較了傳統通訊方法與 RIS 的差異，從中找到 RIS 的優點和將面臨的挑戰。探討完理論方面後，我們開始使用 MATLAB 模擬兩種通道估計方法（LS、MMSE），比較其優缺點，並找到效益較高的方法。也運用壓縮感知（compressive sensing）這項技術，模擬出 Oracle LS Channel Estimation，並和不同通道估計方法的誤差做比較。另外，我們也實現了 BS beamforming 和 RIS element phase 最佳化，去找到最小功率，並比較了有無 direct channel 的差異。最後將計算功率的通道分別帶入完美通道和估計通道，觀察其差異。

二、 研究動機與目的：

現今常使用的 5G 通訊仍有「通訊盲區」，因為當 5G 電磁波碰到建築物、樹木等障礙物時，會在環境中產生多重路徑的電磁波互相干擾，造成使用端無法收到訊號。

因此為了消除「通訊盲區」，我們透過模擬，調整 RIS 中每個元件的轉角及發射端的發射方向，以及適當的通道估計來讓訊號轉彎，達成無死角通訊。並且能在傳輸功率最小的情況下，達到目標。

三、 研究方法：

3.1 無線通訊中的傳輸通道

無線通訊中主要影響訊號傳遞的有 path loss、shadowing、訊號的反射、繞射以及散射。這些因素會導致訊號從傳送端經由不同路徑到達接收端，即所謂 multipath。Path loss 指的是訊號在傳送端和接收端因為「距離」消耗的能量。

根據公式： $P_t = P_r * \frac{(4\pi d)^2}{[\sqrt{G_t * G_r * \lambda}]^2}$ ，其中 P_t ：傳送功率、 P_r ：接收功率、 d ：接收端與傳送端距離、 G_t ：傳送端天線功率增益、 G_r ：接收端天線功率增益、 λ ：電磁波波長。

我們將參數設定為 $P_t = 46dBm$ ， $G_t = G_r = 1$ ， $\lambda = 0.12m$ ，距離訂在 10m 到 1000m 之間，並以 10 為底對距離大小取對數，觀察接收端功率的大小。透過公式可得知，接收端功率與距離平方成反比。因此，距離對於傳遞能量的耗損扮演一個極為重要的角色。

Shadowing 則是傳送端與接收端因為「障礙物」吸收訊號造成訊號的衰減但不受距離的影響，由於障礙物分布的位置是未知的，因此訊號衰減的程度被設為隨機的參數。而 multipath 造成的能量消耗，稱為 multipath fading，其中分為 LoS(Line of Sight)、NLoS(Non-Line of Sight)。LoS 指的是訊號從傳輸端到接收端沒有障礙物且為直線傳遞。如果有一條 LoS 射線行經距離為 d_0 ，波長為 λ ，發射訊號為 $u(t)$ ，天線增益係數為 G_0 ，其統計模型為：

$$r(t) = \text{Re}\left\{\frac{\lambda \sqrt{G_0} u(t) e^{-\frac{j2\pi d_0}{\lambda}}}{4\pi d_0}\right\}$$

NLoS 則是訊號從傳輸端到接收端，因遇障礙物，造成訊號反射、繞射以及散射.....等，非直線傳遞。如果有 N_r 條反射線、 N_d 條繞射線以及 N_s 條散射線，其統計模型為：

$$r(t) = \text{Re}\left\{\frac{\lambda}{4\pi} \left[\frac{\sum_{i=1}^{N_r} R_i \sqrt{G_i} u(t-\tau_i) e^{-\frac{j2\pi d_i}{\lambda}}}{d_i} + \frac{\sum_{j=1}^{N_d} L_j(v) \sqrt{G_d} u(t-\tau_j) e^{-\frac{j2\pi(d_j^*+d_j')}{\lambda}}}{d_j^* d_j'} + \right. \right.$$

$$\left. \frac{\sum_{k=1}^{N_s} \sqrt{G_{s_k} \sigma_k} u(t - \tau_k) e^{-\frac{j2\pi(s_k^* + s_k')}{\lambda}}}{\sqrt{4\pi s_k^* s_k'}} \right\} e^{j2\pi f_c t},$$

其中 $r(t)$ 是接收訊號， R_i 為反射係數， d_i 為訊號行經距離， λ 為波長， τ_i 反射線的延遲時間， τ_j 和 τ_k 分別是已知繞射線和散射線的延遲時間， $(d_{\alpha_j}, d_{\beta_j})$ 和 $(s_{\alpha_k}, s_{\beta_k})$ 分別是物體造成繞射前後的距離和物體造成散射前後的距離， $L_j(\nu)$ 是由於 knife-edge diffraction 造成的額外 path loss， σ 是對於散射物體的雷達截面， G_i 則是天線的功率增益。

訊號通常以複數形式表示，可得知其振幅及相位。經過多路徑通道時，訊號的振幅和相位會受到未知的障礙物影響，可視為隨機的過程。根據中央極限定理，當許多隨機過程的影響疊加時，會趨近於高斯分佈。因此當訊號經過的路徑為多條時，通道的複數係數會趨近於高斯分佈，所以多路徑通道的係數可表示為複數高斯的隨機變數。

我們嘗試模擬調變訊號經由 fading channel 傳送的錯誤率，發現當 bit energy to noise ratio (E_b/N_0) 越大，表示雜訊的影響越小，所以 Bit error 也會越小。

3.2 智慧反射面板之基本介紹

在現有技術中，有幾點仍無法滿足 5G 通訊服務需求：

- 增加基地台去縮短通訊距離：會消耗能量、增加成本，以及增加干擾
- 基地站、存取點或中繼站上增加更多的天線，去充分利用 M-MIMO 的巨大增益：需增加硬體成本、能源成本和訊號處理的複雜度
- 移動到更高的頻段，例如毫米波 (mmWave) 或太赫茲 (THz) 頻率，然訊號傳輸有更大的頻寬可以使用：需部署更多的主動節點，並安裝更多的天線，來補償其在距離上更高的傳播損耗

因此我們需要更新的技術去解決這些無線通訊的問題。另外，用戶移動引起的時變無線通道，產生了超高可靠度 (ultra-reliable) 無線通訊的挑戰。而傳統方法使用不同的調變、編碼以及振幅或相位控制等方法，來補償通道衰落。受到上述啟發，RIS (Reconfigurable Intelligent Surface) 出現了。RIS 是一個有著大量被動反射文件的面板，可以控制入射訊號的振幅或相位。RIS 有幾項實現上的優點包括：

- 單純被動反射入射訊號，成本跟能量都比傳統天線低很多
- 它是 FD mode，所以不會受到天線跟自我干擾
- 重量輕，方便安裝跟拆除
- 有很高的相容性，無線網路的傳遞更加靈活

其在應用上：

- 可以透過面板反射訊號到處於死角的使用者
- 在人多訊號微弱的時候，能透過面板加強訊號
- 智慧城市 (例如：交通)

然而 RIS 依然有一些實務上的挑戰：

- 反射原件在反射訊號時，要避免掉附近的干擾
- 因為沒有 RF chains，所以再取得 CSI 時有一定難度
- 因為與現今天線的運作機制不同，是個需要重新研究的新領域

傳輸端：

- $In = x(t)$
- $Out = \text{Re}\{\alpha_{1,n}e^{-j\xi_{1,n}x(t)}e^{j2\pi f_c t}\}$, where $\alpha_{1,n}$ and $\xi_{1,n}$ represent the amplitude attenuation and phase shift of the frequency-flat channel of the narrow-band system

RIS：

- $Y_in = \text{Re}\{\alpha_{1,n}e^{-j\xi_{1,n}x(t)}e^{j2\pi f_c t}\}$ (passband)
- $S_in = \alpha_{1,n}e^{-j\xi_{1,n}x(t)}$ (baseband)
- $Out = \beta_n Y_in(t - t_n) \approx \text{Re}\{[\beta_n e^{-j\theta'_n} \alpha_{1,n} e^{-j\xi_{1,n}x(t)}]e^{j2\pi f_c t}\}$ (passband)
- $S_out = \beta_n e^{-j\theta'_n} \alpha_{1,n} e^{-j\xi_{1,n}x(t)}$ (baseband)

接收端：

- $Yr_in = \text{Re}\{[\beta_n e^{-j\theta'_n} \alpha_{1,n} e^{-j\xi_{1,n}} \alpha_{2,n} e^{-j\xi_{2,n}x(t)}]e^{j2\pi f_c t}\}$, 因為反射訊號一樣有經過個類似的 narrow-band frequency-flat channel = $\alpha_{2,n}e^{-j\xi_{2,n}}$

Let $h_{r,n}^* \triangleq \alpha_{1,n}e^{-j\xi_{1,n}}$, $g_n \triangleq \alpha_{2,n}e^{-j\xi_{2,n}}$, then $y_n(t) = \beta_n e^{j\theta_n} h_{r,n}^* g_n x(t)$, 把 RIS 的 N 個元素相加，可得 $y(t) = (\sum_{n=1}^N \beta_n e^{j\theta_n} h_{r,n}^* g_n)x(t) = \mathbf{h}_r^H \mathbf{\Theta} \mathbf{g} x(t)$ 。

然而，若經過 RIS 反射，會產生 Double Path loss，也就是說，因為訊號比起直接從傳送端到接收端，它多經過了反射面板，因此有了傳送端 \rightarrow RIS 和 RIS \rightarrow 接收端，兩種路徑，而這兩種路徑都會造成訊號的消耗。

而在理想狀態下，RIS 對訊號反射的振幅與相位變化的數學模型為：

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

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

而在離散狀態下，RIS 對訊號反射的振幅與相位變化的數學模型為：

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

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

$$\text{where } \Delta\beta = \frac{1}{K_\beta - 1} \text{ and } \Delta\theta = \frac{2\pi}{K_\theta}.$$

相較於理想狀態，因為離散狀態能控制的振幅與相位精密程度較低，所以通訊效果會比較差。

3.3 多載波調變

在無線通訊中，很常使用到 Orthogonal Frequency-Division Multiplexing (OFDM)，它是將高頻譜的帶寬分成多個較窄的子載波，而每個子載波都可以獨立地運行，例如：調製和傳輸數據，而它們彼此皆相互正交，意味著其不會互相干擾。而在 OFDM 的調變中，很常使用到 Fast Fourier Transform (FFT) 和 Inverse Fast Fourier Transform (IFFT)，以實現頻域和時域之間的轉換。FFT 使數

據轉到頻域上，並分配到各個子載波上，以進行多載波調製。然而因為 OFDM 的多載波特性，不同子載波之間的符號間干擾 (ISI) 可能會發生。因此，IFFT 用於在傳輸端將多個子載波信號合併為一個時域信號，以消除 ISI。此外，在 OFDM 中，CP (Cyclic Prefix) 也有著抵銷多路徑干擾的用途。多路徑干擾是無線通信中的常見現象，它導致信號在多個不同的路徑上以不同的時差到達接收器。這可能導致 ISI，也就是說，其中一個 OFDM 符號的一部分可能與下一個 OFDM 符號的開始重疊。CP 將 OFDM 符號的一部分複製到符號的前面，這樣在接收端可以用來抵消 ISI，提高訊號還原成功率。

3.4 通道估計

- Least-square (LS) Channel Estimation

用 LS Channel Estimation 去估計通道 $\hat{\mathbf{H}}$ 代表，下式有最小值：

$$\begin{aligned} J(\hat{\mathbf{H}}) &= \|\mathbf{Y} - \mathbf{X}\hat{\mathbf{H}}\|^2 = (\mathbf{Y} - \mathbf{X}\hat{\mathbf{H}})^H (\mathbf{Y} - \mathbf{X}\hat{\mathbf{H}}) \\ &= \mathbf{Y}^H \mathbf{Y} - \mathbf{Y}^H \mathbf{X} \hat{\mathbf{H}} - \hat{\mathbf{H}}^H \mathbf{X}^H \mathbf{Y} + \hat{\mathbf{H}}^H \mathbf{X}^H \mathbf{X} \hat{\mathbf{H}} \end{aligned}$$

where \mathbf{X} is given by a diagonal matrix, denoting pilot tone at the subcarrier, and \mathbf{Y} is received training signal.

因此將上式對 $\hat{\mathbf{H}}$ 微分要等於 0：

$$\frac{\partial J(\hat{\mathbf{H}})}{\partial \hat{\mathbf{H}}} = -2(\mathbf{X}^H \mathbf{Y})^* + 2(\mathbf{X}^H \mathbf{X} \hat{\mathbf{H}})^* = 0$$

我們得到 $\mathbf{X}^H \mathbf{X} \hat{\mathbf{H}} = \mathbf{X}^H \mathbf{Y}$ ，所以 LS channel estimation $\hat{\mathbf{H}}_{LS}$ 為：

$$\hat{\mathbf{H}}_{LS} = (\mathbf{X}^H \mathbf{X})^{-1} \mathbf{X}^H \mathbf{Y} = \mathbf{X}^{-1} \mathbf{Y}$$

- Minimum mean-square-error (MMSE) Channel Estimation

MMSE Channel Estimation 是將 LS 估出來的通道 ($\tilde{\mathbf{H}}$) 乘上 weight matrix \mathbf{W} ：

$$\hat{\mathbf{H}} = \mathbf{W} \tilde{\mathbf{H}}$$

要找出最佳估計通道，表示下式有最小值：

$$J(\hat{\mathbf{H}}) = E\{\|\mathbf{e}\|^2\} = E\{\|\mathbf{H} - \hat{\mathbf{H}}\|^2\}$$

根據正交理論，estimation error vector $\mathbf{e} = \mathbf{H} - \hat{\mathbf{H}}$ 與 $\tilde{\mathbf{H}}$ 正交，所以：

$$\begin{aligned} E\{\mathbf{e} \tilde{\mathbf{H}}^H\} &= E\{(\mathbf{H} - \hat{\mathbf{H}}) \tilde{\mathbf{H}}^H\} = E\{(\mathbf{H} - \mathbf{W} \tilde{\mathbf{H}}) \tilde{\mathbf{H}}^H\} = E\{\mathbf{H} \tilde{\mathbf{H}}^H\} - \mathbf{W} E\{\tilde{\mathbf{H}} \tilde{\mathbf{H}}^H\} \\ &= \mathbf{R}_{\mathbf{H}\tilde{\mathbf{H}}} - \mathbf{W} \mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{H}}\tilde{\mathbf{H}}} = 0 \end{aligned}$$

我們得到 $\mathbf{W} = \mathbf{R}_{\mathbf{H}\tilde{\mathbf{H}}} \mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{H}}\tilde{\mathbf{H}}}^{-1}$ ，where $\mathbf{R}_{\mathbf{A}\mathbf{B}}$ is the cross-correlation matrix of $N \times N$ matrices \mathbf{A} and \mathbf{B} 。

所以 MMSE channel estimation $\hat{\mathbf{H}}$ 為：

$$\hat{\mathbf{H}} = \mathbf{W} \tilde{\mathbf{H}} = \mathbf{R}_{\mathbf{H}\tilde{\mathbf{H}}} \mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{H}}\tilde{\mathbf{H}}}^{-1} \tilde{\mathbf{H}}$$

LS 通道估計是透過實際接收訊號和估計接收訊號之間的誤差，計算出能夠使誤差絕對值平方最小的通道，即為估計通道。由於此方法容易受到噪音影響，所以在低信噪比時，誤差會迅速增加。

由於 LS 在低信噪比時精確度不佳，因此延伸出另一種通道估計的方法：MMSE。這種方法利用 LS 得出的估計通道，再乘上一個權重的矩陣，計算出的估計通道較不受噪音影響，精確度也較 LS 高。然而 MMSE 通道估計的矩陣計算量大且複雜，因此 LS 通道估計的方法比較常被使用。

3.5 RIS 之通道估計

稀疏性指的是訊號中非零元素的數量遠小於總元素的數量，壓縮感知技術 (compressed sensing, CS) 則透過訊號的稀疏性，運用較少的取樣數目取得或重建訊號。其中 support set 用來表示出矩陣中非零的元素，幫助訊號的壓縮與重建。sensing matrix 則透過與訊號相乘，將訊號投射到觀測空間 (維度比訊號低)，達成壓縮與降維的作用。dictionary 定義了訊號的基本元素以及如何將這些元素組合成訊號的稀疏表示。unitary matrix 可以將原始訊號從原始空間轉換到壓縮觀測空間，其中每個列向量都是正交的並且長度為 1，因此它可以保持原始訊號的能量不變。在參考文獻[3]中，作者提出 pilot signal 所需數量的計算方法是：傳送端天線數目乘上接收端天線數目。雖然 pilot signal 的數目越多，能夠幫助我們更精準地估計出通道，然而過多的 pilot signal 數量會壓縮實際傳送的資料量，因此作者提出 double-structured orthogonal matching pursuit (DS-OMP)，先共同估計不同用戶的 completely common row support 以及 partially common column support，再個別估計不同用戶的 specific column supports，取得以上資訊後，當 support set 被完美估計且沒有錯誤時，可以利用 LS channel estimation 取得估計通道，即所謂 oracle LS，並能夠有效減少 pilot signal 所需的數量。

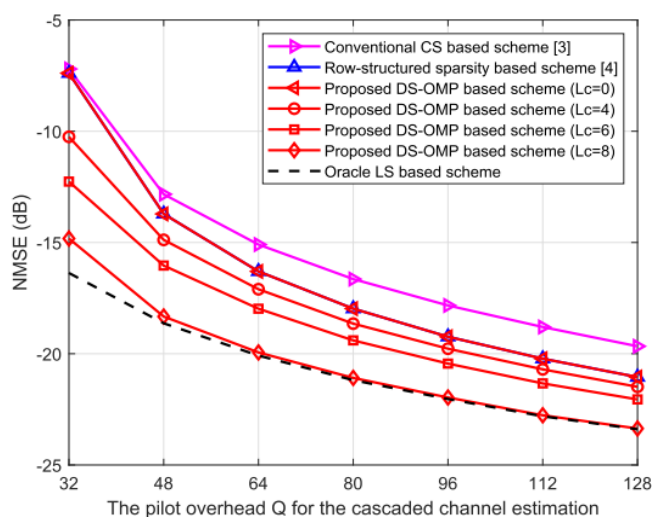


圖 1. 不同通道估計方法的 normalized mean square error 和 pilot overhead 之關係圖

圖 1. 中，我們將不同方法的 normalized mean square error (NMSE) 與 Q (pilot overhead, pilot signal 的數目) 做比較，因為 DS-OMP 運用不同使用者之間 completely common non-zero rows 和 partially common non-zero columns (也就是 double-structured sparsity)，所以比起 conventional CS 的方法，DS-OMP 能夠利

用較少的 pilot overhead 達成相同的估計精確度。

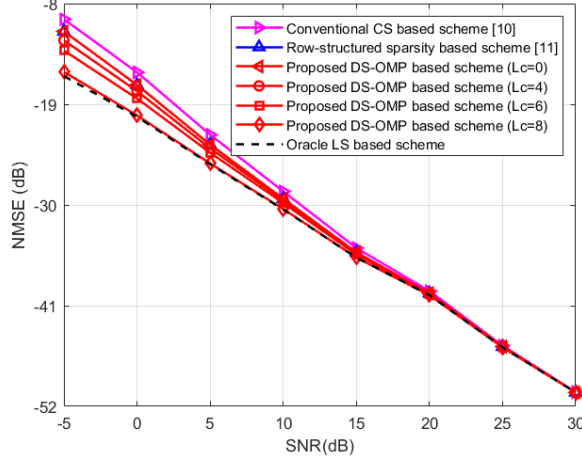


圖 2. 不同通道估計方法的 NMSE 和 SNR 之比較圖

圖 2. 中，我們將 SNR 定在 -5~30(dB) 之間比較不同方法的 NMSE。Lc 是 RIS 和用戶之間的 common paths，Lc 的數量越多意味著更加精準的 partially common column support，因此當 Lc 是 8 時，誤差與 Oracle LS 接近，代表幾乎可以完美估計 support set。當 Lc 是 0 時，原本的 double-structured sparsity 可簡化為 row-structured sparsity，因此可從圖中看出兩者為重疊的線。

3.6 如何最小化基地台傳送功率

基地台可計算出每個 RIS element 的相位，以達到特定的目標。基地台透過 RIS 的輔助可以降低傳送功率，而我們本次的目標，就是將基地台傳送功率最小化以滿足一定的通訊品質。當有多個用戶時，需要考慮不同用戶間的訊號干擾，問題較為複雜，因此我們將只考慮單一用戶的 RIS element 相位設定問題。若只有單一用戶的話，SINR (Signal-to-Interference-plus-Noise Ratio) 可表示為

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

\mathbf{h}_r^H 是從 RIS 到使用者的通道， $\Theta = \text{diag}(\beta_1 e^{-j\theta_1}, \dots, \beta_N e^{-j\theta_N})$ ，為 RIS 的反射係數矩陣，其中 $\beta_n \in [0,1]$ ， $\theta \in [0,2\pi)$ ，分別是 RIS 第 n 個元件的振幅反射係數及調整的相位， \mathbf{G} 是從 AP 到 RIS 的通道， \mathbf{h}_d^H 是從 AP 到使用者的通道， $\boldsymbol{\omega}$ 是傳送波束向量， σ^2 則是 additive white Gaussian noise 的變異數。

而我們透過下面兩個式子的不停迭代，算出最佳的 beamforming vector 和 phase shift：

$$\theta_n^* = \varphi_0 - \arg(\mathbf{h}_{n,r}^H \mathbf{g}_n^H \bar{\boldsymbol{\omega}}) = \varphi_0 - \arg(\mathbf{h}_{n,r}^H) - \arg(\mathbf{g}_n^H \bar{\boldsymbol{\omega}}),$$

θ_n^* 是 RIS 第 n 個元件調整的相位， $\varphi_0 = \arg(\mathbf{h}_d^H \bar{\boldsymbol{\omega}})$ ，其中 $\bar{\boldsymbol{\omega}}$ 是傳送波束的方向， $\mathbf{h}_{n,r}^H$ 是 RIS 第 n 個元件從 RIS 到使用者的通道， \mathbf{g}_n^H 是 \mathbf{G} 的第 n 列向量。這樣的相位設定，可以讓接收端收到的訊號無相位差，使訊號相加而不產生因 phase 不同所造成的 distortion。若已知 BS-RIS 和 RIS-User 串連起來的 cascade channel，

則只需要計算 BS-User direct channel 和 cascade channel 之間的相位差作為 RIS element 要調整的相位，不需要知道 BS-RIS 和 RIS-User 個別的 channel，因為相乘後矩陣的相位等於相乘前各自矩陣的相位和，所以扣除 BS-RIS channel 和 RIS-User channel 的相位時，可合併視為扣除 cascade channel 的相位。

$$\omega^* = \frac{\sqrt{P}(\mathbf{h}_r^H \mathbf{\Theta} \mathbf{G} + \mathbf{h}_d^H)^H}{\|\mathbf{h}_r^H \mathbf{\Theta} \mathbf{G} + \mathbf{h}_d^H\|}.$$

ω^* 是傳送波束向量， P 是 AP 的傳送功率。對於一個矩陣 M ， M^H 為其共軛轉置矩陣。而上式 BS 的 beamforming vector w 是運用了 MRT (Maximum Ratio Transmission) 的傳接方式，這種方式較適合使用在單一使用端，其透過線性組合多個發送天線的信號以最大程度地增強接收天線上的信號。在 MRT 中，對於每個接收天線，接收器計算一個線性加權和的信號，其中每個信號的權重與接收天線的信道增益成正比。這樣可以確保接收器最大化所有發射天線來的信號的合併效果。因此 MRT 可有效提高 SINR 且消除相位差。

四、 研究結果：

4.1 基地台傳送功率：with direct channel v.s. without direct channel

我們模擬出兩種通道，其中一個是從 AP 到使用者的通道加上經由 RIS 反射的通道構成(with direct channel)，另一個則是只有包含經由 RIS 反射的通道(without direct channel)，比較兩者在不同距離下所需的傳送功率並分析。

參數設定：

- RIS 的 element 數量 = 50
- 發射天線數量 = 4
- AP - IRS 的距離 = 51m
- AP - 使用端的垂直距離 = 2m
- AP 端傳送功率取樣次數 = 1000
- 收斂值(迭代過程中與上一次的 $[(\mathbf{h}_r^H \mathbf{\Theta} \mathbf{G} + \mathbf{h}_d^H)\omega]^2$ 的差的絕對值) = 10^{-4}
- SNR target (γ) = 10 dB
- $\sigma^2 = -80$ dBm

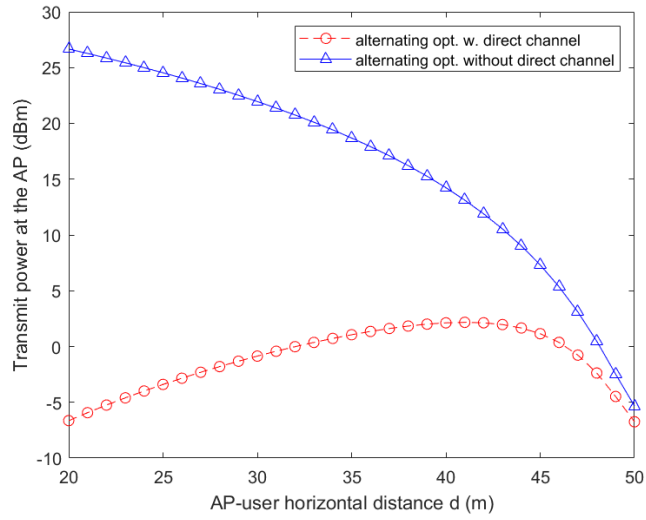


圖 3. 有無 direct channel 情況下傳送端功率與距離之關係圖

我們利用 alternating optimization algorithm，透過不斷迭代的方式，當接收端的能量差小於收斂值時，代表系統已經趨於穩定，即可得出最佳的波束發射方向以及 RIS 最佳的相位調整值，將 RIS 最佳的相位調整帶入下式：

$$P = \frac{\gamma\sigma^2}{\|\mathbf{h}_r^H \mathbf{\Theta} \mathbf{G} + \mathbf{h}_d^H\|^2}$$

算出傳送端的功率最小化。從圖 3. 模擬結果可知，有 direct channel 的模型傳輸功率會小於沒有 direct channel 的，原因是因為有 direct channel + RIS 反射兩種路徑，可以分擔傳輸量，因此傳送端所需功率較小。

4.2 基地台傳送功率：perfect channel v.s. estimated channel (change distance)

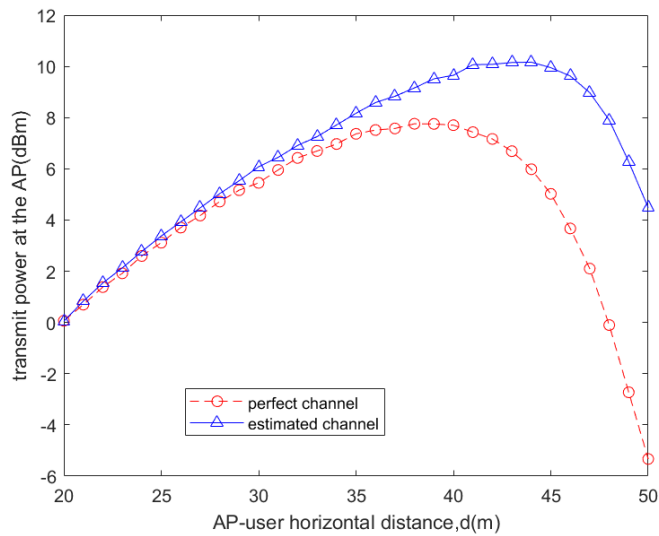


圖 4. 完美通道和估計通道在不同距離下傳送功率之比較

從圖 4.，我們觀察到

- (a) 估計通道會造成傳送功率較高。
- (b) 傳送功率會先上升在下降，這是因為當使用者越來越遠離 AP，direct channel 就需要更多傳送功率，與此同時，也表示使用者更接近 RIS，因此 RIS 的反射會降低傳送功率。

4.3 基地台傳送功率：perfect channel v.s. estimated channel (change number of antennas)

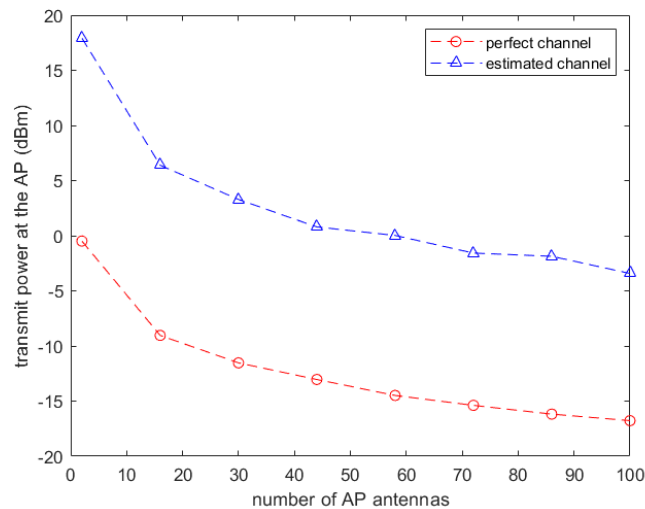


圖 5. 完美通道和估計通道在不同天線數目下傳送功率之比較

由圖 5. 可知，增加天線數目可同時減少完美通道和估計通道的傳輸功率，但是因為每個天線傳送的 pilot 在估計實際通道時都存在一定的誤差，不會因為天線數目多寡而改變，所以增加天線數目雖然可以減少傳輸功率，但不會增加估計通道的精準度，因此完美通道和估計通道兩條線的差距（通道估計造成的誤差）不會受到天線數目的影響。

五、 結論

我們一開始先探討了無線通訊中的重要概念，包括通道生成、Rayleigh fading 等，並比較了傳統通信方法與 RIS 的區別，強調了 RIS 的潛在優勢和面臨的挑戰。接著，關注了通道估計方法，比較了 LS 和 MMSE 方法，並介紹了壓縮感知技術在通道估計中的應用。接著我們介紹了 RIS 技術，包括其原理、優點和應用領域。RIS 作為一種成本低、環境友好的低功耗電子設備，可以在城市中的建築物、廣告招牌等隱藏位置使用，提高通信效率，同時降低能源消耗。

為了達到訊號轉彎及最小化傳送功率的目的，我們運用相關的數學模型和公式，強調了距離對訊號傳輸的重要性，也闡述了 RIS 的相位設定方法，通過最小化基地台的傳輸功率，實現有效的通信，並做出了有無 direct channel 的模擬，也發現了

direct channel 對優化傳輸功率的重要性。最後分別比較完美通道和估計通道對傳送功率的影響。

六、心得

透過這次專題實作，讓我們有機會深入了解智慧反射面板這項技術，從研究前期的文獻閱讀到研究後期的模擬實作，一步步加強了我們對於通訊領域的認識。雖然研究過程中遇到不少困難，不論是論文理解或程式實作的問題，但藉由組員之間的討論與專題教授的細心指導，最終還是克服了許多難題。我們要特別感謝專題指導教授劉光浩老師，在每次專題討論時間解答我們許多通訊相關知識的疑惑，還幫助我們了解文獻中的重點核心，提升閱讀資料的效率。經過這次的專題經驗，我們學到如何有效率地閱讀專業文獻以及組員之間的分工合作。

七、參考文獻

1. Q. Wu and et al., "Intelligent reflecting surface-aided wireless communications: a tutorial," IEEE Transactions on Communications, vol. 69, no. 5, pp. 3313-3351
2. Y. S. Cho and et al., MIMO-OFDM Wireless Communications with MATLAB, John Wiley & Sons (Asia) Pte Ltd, 2010
3. X. Wei, D. Shen, and L. Dai, "Channel estimation for RIS assisted wireless communications: Part II -an improved method based on double-structured sparsity," IEEE Communication Letters., vol. 25, no. 5, pp. 1403-1407, May 2021
4. 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, pp. 5394-5409, 2019