

使用干擾對齊的 MIMO 系統於行動通道之效能分析

潘彥甫^{*a}、盧煜文^a、橫振萬^b、鄭獻勳^a

國立東華大學電機工程學系^a

樹德科技大學電腦與通訊系^b

摘要 —在無線通訊系統中，多重輸入多重輸出(Multiple-Input Multiple-Output；MIMO)技術可有效地提升系統容量及通訊品質，而消除使用者之間的訊號干擾(Interference)也成為無線通訊的重要議題。近年來干擾對齊(Interference Alignment；IA)被應用於干擾通道(Interference Channel；IC)中藉由自由度(Degrees of freedom)的優化來提升系統效能。本篇論文針對三個使用者的 MIMO 系統在具有都普勒相位偏移(Doppler-shift)的 3GPP 行動通道中模擬干擾對齊在實際通道的效能分析。

一、 簡介

近年隨著無線通訊快速發展，用戶端對於資訊傳輸效率需求跟著逐步提升，因此，我們藉由增加頻帶寬度和傳輸功率等方式來增加可傳輸的資料量。而其中多重輸入多重輸出和多使用者多重輸入多重輸出(Multi-User MIMO；MU-MIMO)技術被證實可以在有限的頻帶寬度中提高通道容量[1-2]。

多重輸入多重輸出系統比起單輸入單輸出(Single Input Single Output；SISO)更能提升傳輸速率，因此常被應用於通訊系統中；當我們在多天線系統中使用多使用者(Multi-User)技術時，特定使用者的欲求訊號(Desired signal)必然會受到來自其他使用者的訊號干擾，使原本的欲求訊號無法完整地相對應的接收端所接收，導致傳輸效能降低，我們稱這種通道環境為干擾通道。因此，如何降低這些來自其他使用者的訊號干擾成為多使用者的天線傳輸中的重要議題。本論文即針對在三個使用者的多重輸入多重輸出的干擾通道系統下，將不同的干擾訊號對齊於一個干擾訊號空間中，藉由與欲求訊號空間盡可能的分開來達到干擾對齊的目的，使欲求訊號資訊能完整地接收端所解碼，有效降低接收端所接收的訊號錯誤率。

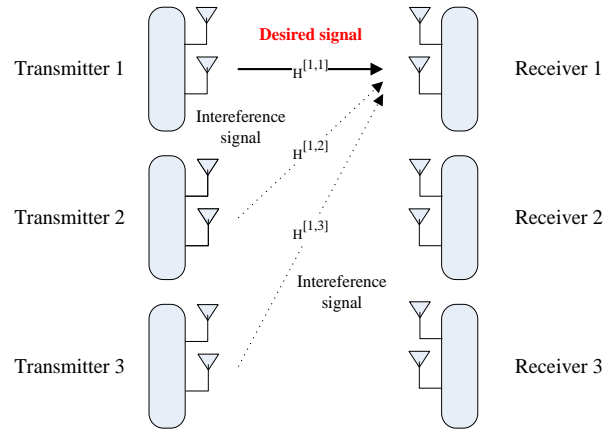
而以往有關干擾對齊的相關研究大部分都是假設在可加性白高斯雜訊的理想通道下加以模擬與分析；為了能更加了解干擾對齊在實際通道環境中的影響，本論文使用在第三代行動通訊(3rd Generation Partnership Project，3GPP)[3]所制定具有速度的行動通道做為模擬分析的通道模型，研究在不同的速度的通道環境下，系統效能隨著都普勒效應的嚴重程度造成的相位偏移所造成的影響，比起以往的研究更能接近實際的行動通道。

二、 三個使用者的干擾對齊

2.1 干擾對齊的系統架構

圖一呈現三個使用者的干擾通道的系統架構[4]，對接收端 1 來說，傳送端 1 所傳送的訊號為欲求之訊號，

而傳送端 2、3 傳到接收端 1 的訊號即為干擾訊號。

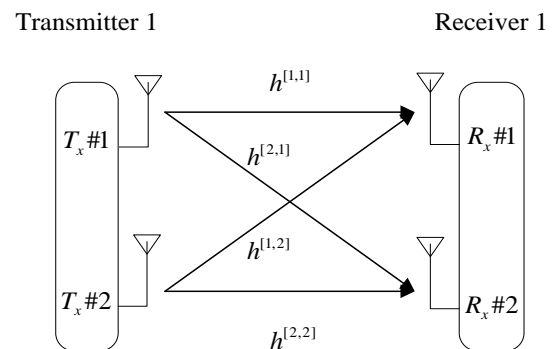


圖一：三個使用者的 MIMO 干擾通道系統架構
接收端 1 所接受到的干擾訊號即可表示為[5]：

$$y^{[1]} = H^{[1,1]}V^{[1]}s^{[1]} + H^{[1,2]}V^{[2]}s^{[2]} + H^{[1,3]}V^{[3]}s^{[3]} + n^{[1]} \quad (1)$$

其中我們假設每個使用者的傳送端皆具 $N_T = 2$ 根天線，而接收端也皆具 $N_R = 2$ 根天線，通道係數矩陣 $H^{[1,1]}$ 、 $H^{[1,2]}$ 、 $H^{[1,3]}$ 皆為維度 $N_R \times N_T$ 的 3GPP 行動通道係數。 $V^{[1]}$ 、 $V^{[2]}$ 、 $V^{[3]}$ 表示傳送端 1、2、3 各自的預編碼向量。而 $n^{[1]}$ 表示在接收端 1 所收到的複數可加性白高斯之雜訊訊號(Complex-valued AWGN)。

圖二為一 2×2 的 MIMO 通道示意圖，其第一根天線與第二根天線合併後可以表示為(2)式[5]：



圖二： 2×2 的 MIMO 通道示意圖[5]

$$\begin{bmatrix} y^{[1]} \\ y^{[2]} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h^{[1,1]} & h^{[1,2]} \\ h^{[2,1]} & h^{[2,2]} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x^{[1]} \\ x^{[2]} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n^{[1]} \\ n^{[2]} \end{bmatrix} \quad (2)$$

我們可以將(2)式視為 $y = Hx + n$ 之數學式，其中 $y = [y^{[1]} \ y^{[2]}]^T$ 、 $x = [x^{[1]} \ x^{[2]}]^T$ 、 $n = [n^{[1]} \ n^{[2]}]^T$ ，而 H 表示為：

$$H = \begin{bmatrix} h^{[1,1]} & h^{[1,2]} \\ h^{[2,1]} & h^{[2,2]} \end{bmatrix} \quad (3)$$

為了減少計算的複雜度，在接收端使用 ZF 等化器做解碼接收訊號的動作，而在已知通道環境下，我們可以得到一個通道係數矩陣 H_{ZF} 使得 $H_{ZF}H = I$ ，其中 H_{ZF} 表示為：

$$H_{ZF} = (H^H H)^{-1} H^H \quad (4)$$

由(4)式我們得到通道矩陣 H 的虛擬反矩陣(Pseudo-inverse matrix)，接著將 H_{ZF} 乘進接收訊號向量 y ，得到使用 ZF 等化器所偵測到的訊號結果。

2.2 干擾對齊預編碼

將每個接收端在相同時間接收到三個傳送端所傳送的訊號表示為[5]：

$$\begin{cases} y^{[1]} = H^{[1,1]}V^{[1]}s^{[1]} + H^{[1,2]}V^{[2]}s^{[2]} + H^{[1,3]}V^{[3]}s^{[3]} + n^{[1]} \\ y^{[2]} = H^{[2,1]}V^{[1]}s^{[1]} + H^{[2,2]}V^{[2]}s^{[2]} + H^{[2,3]}V^{[3]}s^{[3]} + n^{[2]} \\ y^{[3]} = H^{[3,1]}V^{[1]}s^{[1]} + H^{[3,2]}V^{[2]}s^{[2]} + H^{[3,3]}V^{[3]}s^{[3]} + n^{[3]} \end{cases} \quad (5)$$

使用干擾對齊的概念將干擾訊號對齊至相同空間。以第一個接收端所接收的向量 $y^{[1]}$ 來說，第二與第三個傳送端所發送的訊號為干擾訊號，於是我們設計預編碼向量 $V^{[2]}$ 、 $V^{[3]}$ ，使干擾訊號滿足：

$$H^{[1,2]}V^{[2]} = H^{[1,3]}V^{[3]} \quad (6)$$

同樣的我們將上述預編碼條件式應用在第二、三個接收端，使干擾訊號滿足

$$H^{[2,1]}V^{[1]} = H^{[2,3]}V^{[3]} \quad (7)$$

$$H^{[3,1]}V^{[1]} = H^{[3,2]}V^{[2]} \quad (8)$$

將上述二式整理後我們發現可以使用特徵值之波束合成(Eigen value beamforming)的觀念來求得預編碼向量 $V^{[1]}$ 、 $V^{[2]}$ 、 $V^{[3]}$ ，表示為下：

$$\begin{cases} \alpha H^{[1,2]}V^{[2]} = H^{[1,3]}V^{[3]} \\ \beta H^{[2,1]}V^{[1]} = H^{[2,3]}V^{[3]} \\ \gamma H^{[3,1]}V^{[1]} = H^{[3,2]}V^{[2]} \end{cases} \quad (9)$$

其中 α 、 β 、 γ 皆為複數純量，將上式中的第二個等式與第三個等式套入第一個等式，移項整理後可以得到：

$$\lambda V^{[1]} = H^{[3,1]^{-1}} H^{[3,2]} H^{[1,2]^{-1}} H^{[1,3]} H^{[2,3]^{-1}} H^{[2,1]} V^{[1]} \quad (10)$$

其中 $\lambda = \alpha\gamma/\beta$ 為一複數純量， $V^{[1]}$ 向量則可以視為矩陣

$H^{[3,1]^{-1}} H^{[3,2]} H^{[1,2]^{-1}} H^{[1,3]} H^{[2,3]^{-1}} H^{[2,1]}$ 對應特徵值 λ 的特徵向量，根據公式(9)可以求得 $V^{[2]}$ 、 $V^{[3]}$ 分別表示為：

$$V^{[2]} = \frac{H^{[3,2]^{-1}} H^{[3,1]} V^{[1]}}{\left\| \frac{H^{[3,2]^{-1}} H^{[3,1]} V^{[1]}}{\|H^{[3,2]^{-1}} H^{[3,1]} V^{[1]}\|_2} \right\|_2} \quad (11)$$

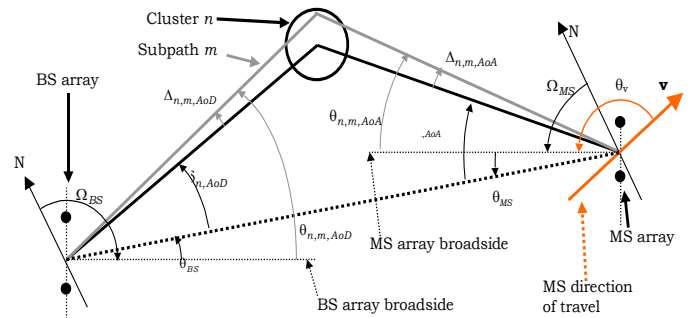
$$V^{[3]} = \frac{H^{[2,3]^{-1}} H^{[2,1]} V^{[1]}}{\left\| \frac{H^{[2,3]^{-1}} H^{[2,1]} V^{[1]}}{\|H^{[2,3]^{-1}} H^{[2,1]} V^{[1]}\|_2} \right\|_2} \quad (12)$$

上述公式(10)至(12)即為作者[5]所提出的干擾對齊預編碼的向量設計，將各個傳送端所傳送的訊號乘上所設計出的預編碼向量後，可以使接收端所收到的干擾訊號映射到相同的子空間，進而減低不同傳送端所帶來的干擾影響。

三、行動通道介紹

3.1 行動通道參數敘述

圖三為 MIMO 系統下的 3GPP 通道環境的模擬，圖中也將基地台(Base station; BS)與行動用戶(Mobile station; MS)之間的角度參數做了圖形解說。在具有 m 條子路徑所組成的 n 聚集中，可以知道每條不同子路徑會產生不同的抵達角度(Angle of arrival; AoA)與遠離角度(Angle of departure; AoD)，假設這些 AoA、AoD 的角度判別方向為順時針方向，其中 N 所表示的為絕對北極的方向[3][6]。



圖三：MS 和 BS 的角度參數[3]

而各種角度參數的定義如下：

- θ_{BS} : 基地台天線的基準線與基地台 LoS AoD 行動用戶間之角度。
- θ_{MS} : 行動用戶天線的基準線與基地台 LoS AoA 行動用戶間之角度。
- $\delta_{n, AOD}$: 第 n 個($n=1, \dots, N$)AoD 路徑，對應於基地台與行動用戶之間的 LoS(Line of Sight)。
- $\delta_{n, AOA}$: 第 n 個($n=1, \dots, N$)AoA 路徑，對應於基地台與行動用戶之間的 LoS(Line of Sight)。
- $\Delta_{n, m, AOD}$: AoD 第 n 條路徑中第 m 個($m=1, \dots, M$)子路徑相對於 $\delta_{n, AOD}$ 的偏移。
- $\Delta_{n, m, AOA}$: AoA 第 n 條路徑中第 m 個($m=1, \dots, M$)子路徑相對於 $\delta_{n, AOA}$ 的偏移。
- $\theta_{n, m, AOD}$: 基地台第 n 條路徑的第 m 條子路徑相對於基地台基準線的絕對 AoD。
- $\theta_{n, m, AOA}$: 行動用戶第 n 條路徑的第 m 條子路徑相對於基地台基準線的絕對 AoA。
- Ω_{BS} : BS 天線陣列的方向，定義為絕對北極到 BS 天線之基準線的夾角。
- Ω_{MS} : MS 天線陣列的方向，定義為絕對北極到 MS 天線之基準線的夾角。

θ_v : 行動用戶之移動速度的方向相對於行動用戶基準線的夾角。

在基地台具有 S 根天線陣列、行動用戶具有 U 根天線陣列的情況下，我們可以得到具有 N 條路徑的 $U \times S$ 個通道陣列，其中第 n 條路徑($n=1, \dots, N$)的第(u, s)根天線($s=1, \dots, S; u=1, \dots, U$)的通道響應 $h_n(t)$ ，可以表示為[3]：

$$h_{u,s,n}(t) = \sqrt{\frac{p_n \sigma_{SF}}{M}} \sum_{m=1}^M \left(\frac{\sqrt{G_{BS}(\theta_{n,m,AoD})} \exp(jk d_s \sin(\theta_{n,m,AoD}) + \phi_{n,m}) \times \sqrt{G_{MS}(\theta_{n,m,AoA})} \exp(jk d_u \sin(\theta_{n,m,AoA})) \times \exp(jk \|\mathbf{v}\| \sin(\theta_{n,m,AoA} - \theta_v) t)}{\quad} \right) \quad (13)$$

其中：

p_n ：第 n 條路徑之功率。

σ_{SF} ：遮蔽衰弱參數(Lognormal shadow fading)。

$G_{BS}(\theta_{n,m,AoD})$ ：BS 每個陣列元的天線增益。

$G_{MS}(\theta_{n,m,AoA})$ ：MS 每個陣列元的天線增益。

k ：波數，為載波的波長(單位為公尺)。

$\phi_{n,m}$ ：第 n 個路徑的第 m 個子路徑之相位。

d_s ：基地台天線間的相對距離，以第一根天線($s=1$)為參考， $d_1=0$ 。

d_u ：行動用戶天線間的相對距離，以第一根天線($u=1$)為參考， $d_1=0$ 。

$\|\mathbf{v}\|$ ：為 MS 速度向量的大小

公式(13)即為我們用來模擬行動通道的干擾對齊所使用的 3GPP 通道模型。

3.2 3GPP 通道模擬步驟

我們將用來模擬 3GPP 行動通道的系統模型所需要之步驟大綱敘述如下：

首先，我們先選擇所要模擬的模擬環境，根據 BS 之間的距離不同距離可以分為郊區巨集細胞(Suburban macrocell)、都市巨集細胞(Urban macrocell)和都市微小細胞(Urban microcell)三種通道環境。選定模擬環境後，再來是定義該環境的通道參數，如每條路徑與子路徑的 AoA、AoD 的角度參數、角度擴散(Angle spread)和延遲擴散(Delay spread)等參數數值，皆由 3GPP 所給定的數值和公式來模擬。本篇的通道模擬環境選用都市巨集細胞做為模擬 3GPP 的通道模型。最後將產生的參數數值帶入 (13)式產生我們想要模擬的 3GPP 通道係數。

上述即為我們用來模擬干擾對齊所使用的實際通道(3GPP 行動通道)的介紹。

四、 模擬結果

我們在 3GPP 行動通道中使用干擾對齊預編碼的系統流程如下：

首先隨機產生欲傳送的傳送訊號，接著選擇調變方式將傳送訊號調變。由於模擬環境共有三個使用者對(三個傳送端-接收端)，且每個使用者皆擁有兩根天線，所以在模擬的通道環境中我們隨機產生 9 筆的 2×2 的 3GPP 行動通道，接著將這九筆通道矩陣做干擾對齊向量編碼後，計算其特徵值進而得到預編碼向量。接著在接收端所收到的訊號加入 AWGN 後，使用 ZF 等化器進行解碼的動作，最後將解碼的訊號作解調後，再與傳送訊號比較後得到系統的錯誤率。

最後將我們模擬所使用的系統參數設定做統整如表 I

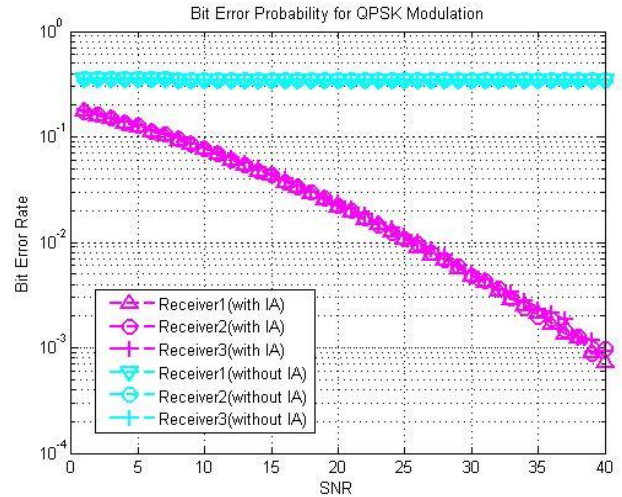
所示：

表 I
系統之參數設定表

| 參數 | 系統參數設定 |
|-------------|-------------------------------|
| Modulation | QPSK/16-QAM |
| Channel | 3GPP Mobile Channel |
| Velocity | 0 /3/30/120(km/hr) |
| Noise | Additive White Gaussian Noise |
| SNR | 0~40 dB |
| Equalizer | Zero-Forcing Equalizer |
| Monte carlo | 10^5 |

4.1 使用干擾對齊及未使用干擾對齊的效能差異

比較在三個使用者速度為 0(km/hr)的 3GPP 行動通道環境下，靜止不動(速度為 0)的行動用戶，使用干擾對齊預編碼及未使用干擾對齊預編碼的效能差異，調變的部分我們使用 QPSK 來調變訊號，模擬的通道環境為 3GPP 行動通道，速度為 0(km/hr) (不受都普勒相位偏移影響)，接收端所收到的雜訊為可加性白高斯雜訊，SNR 的模擬區間為 0~40(dB)，使用的等化器為 ZF 等化器，而模擬的蒙特卡羅(Monte carlo)次數為 10^5 ，模擬出的效能差異如圖四所示：



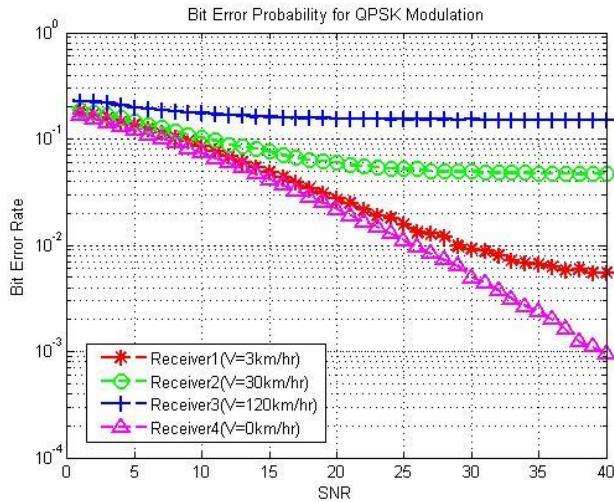
圖四：使用干擾對齊及未使用干擾對齊的效能差異

圖四為三個使用者的 MIMO 的干擾通道，其通道環境為速度為 0 的 3GPP 行動通道環境，可以看到在使用干擾對齊預編碼前，不論如何增加 SNR 的大小，錯誤率仍是無法改善；而使用干擾對齊預編碼後，可以看到在高 SNR 的狀況下有效降低接收端所接收到的訊號錯誤率。因此，我們可以證實在三個使用者的 MIMO 的干擾通道中使用干擾對齊可以有效降低訊號錯誤的產生，進而提升系統效能。

4.2 使用干擾對齊在不同相位偏移環境下的效能差異

在三個使用者速度分別為 3、30、120(km/hr)的 3GPP 行動通道環境下，比較受到不同都普勒相位偏移影響程度的通道，在使用干擾對齊預編碼後得到的系統效能差

異。調變的部分我們使用 QPSK 來調變訊號，模擬的通道環境為 3GPP 行動通道，速度為 3、30、120(km/hr) (受不同嚴重程度的都普勒相位偏移影響)，接收端所收到的雜訊為可加性白高斯雜訊，SNR 的模擬區間為 0~40(dB)，使用的等化器為 ZF 等化器，而模擬的蒙特卡羅(Monte carlo)次數為 10^5 ，模擬出的效能差異如圖五所示：

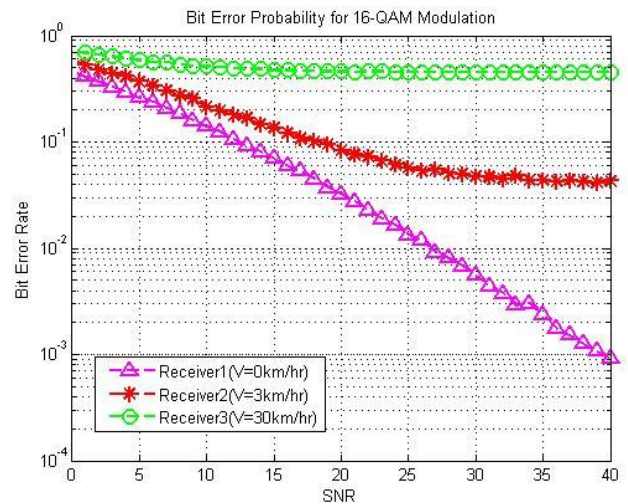


圖五：QPSK 調變下的干擾對齊預編碼效能差異模擬

圖五為三個使用者的 MIMO 的干擾通道，其通道環境分別為 3GPP 所制定的速度 3、30、120(km/hr) 的 3GPP 行動通道環境，可以看到當速度為 3(km/hr)時，所受到的都普勒相位偏移較為輕微，而干擾對齊預編碼可以有效地降低其錯誤率；但當速度上升到 30(km/hr)時，因為受到的都普勒相位偏移較嚴重，干擾對齊預編碼所提升的效率有限；而當速度上升到 120(km/hr)時，可以發現到干擾對齊預編碼幾乎無法降低訊號的錯誤率。於是，我們可以證實當速度上升(都普勒相位偏移增加)時，干擾對齊預編碼所能提供的效能增益會隨之下降。

最後，我們比較在三個使用者速度分別為 0、3、30 (km/hr)的 3GPP 行動通道環境下，使用不同的調變方式來做效能模擬，調變的部分我們使用 16-QAM 來調變訊號，模擬的通道環境為 3GPP 行動通道，速度為 0、3、30 (km/hr) (受不同嚴重程度的都普勒相位偏移影響)，接收端所收到的雜訊為可加性白高斯雜訊，SNR 的模擬區間為 0~40(dB)，使用的等化器為 ZF 等化器，而模擬的蒙特卡羅(Monte carlo)次數為 10^5 ，模擬出的效能差異如圖六所示：

圖六為三個使用者的 MIMO 的干擾通道，其通道環境分別為速度 0、3、30 (km/hr) 的 3GPP 行動通道環境，可以看到由於調變方式的改變使得干擾對齊預編碼的效能降低，在速度為 30(km/hr)時，干擾對齊預編碼所帶來的效能增益已經無法有效的提升系統效能，因此我們由圖五和圖六可以知道在使用 16-QAM 的調變方式下，干擾對齊預編碼的所能提供的效能增益是不如 QPSK 調變方式的。



圖六：16-QAM 調變下的干擾對齊預編碼效能差異模擬

結論與未來展望

本論文提出在 3GPP 行動通道中使用干擾對齊預編碼來提升系統效能，發現在受到都普勒相位偏移較輕微的行動通道環境下，干擾對齊預編碼可以有效地降低接收訊號的錯誤率；但隨著提高都普勒相位偏移的嚴重程度，干擾對齊預編碼所帶來的系統效能增益也隨之降低。我們也發現在受到都普勒相位偏移的通道環境下，干擾對齊所能降低的系統錯誤率是有限的，在達到一定的錯誤率時，無論如何提高 SNR，系統的錯誤率並不會隨之下降。在未來，我們可以增加使用者的天線個數，藉由提升系統的自由度來提升系統容量，或是使用 Maximum likelihood 的估測來提高系統的效能，這將會是我們之後可以持續研究的方向。

參考文獻

- [1] G.J. Foschini, "Layered space-time architecture for wireless communication in a fading environment when using multi-element antennas," *Bell Labs. Tech. J.*, vol. 1, no. 2, pp. 41-59, August 1996.
- [2] E. Telatar, "Capacity of multi-antenna Gaussian channels," *European Trans. on Telecommunications*, vol.10, no. 6, pp. 585-595, June 1999.
- [3] 3GPP TR 25.996 V7.0.0 Spatial channel model for Multiple Input Multiple Output (MIMO) simulations, Release 7, June, 2007.
- [4] V. R. Cadambe and S. A. Jafar, "Interference Alignment and Degrees of Freedom of the K-User Interference Channel," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 54, no. 8, pp. 3425-3441, Aug. 2008.
- [5] 許博盛, "使用Interference Alignment 技術於非完美通道資訊之多重輸入多重輸出無線通訊系統中的效能分析", 國立中山大學通訊工程研究所碩士論文, 2012.
- [6] 陳明浩, "MIMO通道在非均勻角度擴展下SC-FDMA系統之統計特性", 國立東華大學電機工程研究所碩士論文, 2010.