

國立交通大學

電子工程學系 電子研究所碩士班

碩士論文

應用於正交分頻多工系統之高效能波束形成技



Efficient Design of Beamforming Techniques for OFDM
Systems

研究生：張文威

指導教授：陳紹基 博士

中華民國九十五年八月

應用於正交分頻多工系統之高效能波束形成技術

Efficient Design of Beamforming Techniques for
OFDM Systems

研究生：張文威

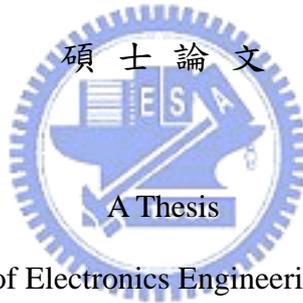
Student : Wen-Wei Chang

指導教授：陳紹基 博士

Advisor : Sau-Gee Chen

國立交通大學

電子工程學系 電子研究所碩士班



Submitted to Department of Electronics Engineering & Institute of Electronics

College of Electrical Engineering and Computer Science

National Chiao Tung University

in Partial Fulfillment of the Requirements

for the Degree of

Master of Science

in

Electronics Engineering

August 2006

Hsinchu, Taiwan, Republic of China

中華民國九十五年八月

應用於正交分頻多工系統之高效能波束形成技術

學生：張文威

指導教授：陳紹基 博士

國立交通大學

電子工程學系 電子研究所碩士班

摘 要

近年來，為了可以增加無線通信系統之資料傳輸速率以及頻譜使用效率，正交分頻多工系統結合波束形成技術的方式已被廣泛的討論。為了可以獲得最佳的系統效能，必須解決同頻干擾。使用波束形成技術是一個有效克服同頻干擾的方式。應用於正交分頻多工之波束形成技術可以分為前置-快速傅立葉轉換型以及後置-快速傅立葉轉換型兩類。本文中，分別討論前置-快速傅立葉轉換型以及後置-快速傅立葉轉換型波束形成器之優缺，並提出一個新式結合前置-快速傅立葉轉換型以及後置-快速傅立葉轉換型之波束形成器。此新式混合型波束形成器，在有同頻干擾的時變通道之下，相較於前置-快速傅立葉轉換型及後置-快速傅立葉轉換型之波束形成器可以得到較佳的系統效能。

Efficient Design of Beamforming Techniques for OFDM Systems

Student: Wen-Wei Chang

Advisor: Dr. Sau-Gee Chen

Department of Electronics Engineering &
Institute of Electronics
National Chiao Tung University

ABSTRACT

For high-speed data transmission and spectral efficiency in wireless communications, the combination of OFDM and beamforming techniques is being actively studied. In order to maximize the system efficiency, the problem of co-channel interference must be resolved. One technique to overcome the co-channel interference and to increase the system capacity is to use beamforming algorithm. The techniques are roughly classified into two different types depending on weight installation patterns. The first one is a Pre-FFT type, the second one is a Post-FFT type. In this work, both Post-FFT and Pre-FFT beamformers in OFDM system are studied, and a novel hybrid Pre/Post-FFT beamformer is proposed. The proposed beamformer yields better performances than Pre-FFT beamformer and Post-FFT beamformer within a multi-path environment with co-channel interference.

誌謝

本論文可以順利完成，首先要感謝我的指導教授陳紹基博士，兩年中不斷幫我釐清許多觀念，對研究方面提供很多的協助與建議，在此致上由衷的感謝。

此外要感謝的是實驗室 429 的同學們，很高興有金融、昀震、譽桀、敏杰這一群很好的夥伴陪我渡過這兩年的碩士班生活，有了你們實驗室裡就會充滿著快樂，感謝你們陪伴著我這樣一路走來，畢業後，希望你們都可以利用所學擁有更充實、更精彩的生活；還要感謝建全學長，謝謝建全學長常常不吝惜的分享他豐富的社會經驗，讓我對未來的方向有更深一層的了解；感謝學弟、學妹讓實驗室充滿人氣。

最後，要感謝我父母家人及女友，家永遠是世界上最溫暖的地方，感謝你們的大力支持。



目錄

中文摘要	I
英文摘要	II
致謝	III
目錄	IV
表目錄	VI
圖目錄	VII
第一章 緒論	1
1.1 研究動機	1
1.2 研究目標	2
1.3 論文架構	3
第二章 智慧型天線系統	4
2.1 智慧型天線之基本概念	4
2.1.1 均勻間距線性陣列	5
2.1.2 空間濾波器及空間耐奎斯特取樣定理	9
2.2 智慧型天線技術	11
2.2.1 切換波束式天線陣列	11
2.2.2 適應性天線陣列	12
2.2.2.1 權重最佳化之準則	12
2.2.2.2 最小平均平方誤差準則	13
2.2.2.3 最大訊號干擾比	14
2.2.2.4 應用於波束形成之適應性演算法	16
2.2.2.5 倒置取樣矩陣演算法	17
2.2.2.6 最小平均平方演算法	18
2.2.2.7 遞迴最小平方演算法	19
2.3 智慧型天線對系統的改善及主要用途	21
第三章 正交分頻多工技術	24

3.1 正交分頻多工技術介紹	24
3.2 保護區間與載波正交性	27
3.3 正交分頻多工系統之優缺點	29
第四章 應用於正交分頻多工系統之波束形成技術	31
4.1 通道模型	31
4.2 前置-快速傅立葉轉換型天線系統	32
4.2.1 前置-快速傅立葉轉換型之結構	32
4.2.2 理想切換波束天線陣列	33
4.2.3 切換波束式天線系統	36
4.2.3.1 最大能量法	37
4.2.3.2 最大能量法模擬分析	38
4.3 後置-快速傅立葉轉換型天線陣列	40
4.3.1 後置-快速傅立葉轉換型之結構	40
4.3.1.1 倒置取樣矩陣演算法之模擬	43
4.3.1.2 子載波群組化	47
4.3.1.3 子載波波束形成器之內插	51
第五章 新式波束形成器設計	62
5.1 最小平方誤差法	62
5.1.1 頻域最小平方誤差法	62
5.1.2 時域最小平方誤差法	65
5.1.3 效能分析	66
5.1.4 複雜度分析	68
5.1.5 前置-快速傅立葉轉換型以及後置-快速傅立葉轉換型之 優缺點比較	69
5.2 新式混合型天線陣列結構	71
5.2.1 效能分析	72
5.2.2 複雜度分析	78
第六章 結論與未來工作展望	79
參考文獻	81

表目錄

表4.1 系統參數設定	34
表4.2 切換波束式天線陣列之權重向量	37
表4.3 Cubic Lagrange 係數	58
表4.4 Cubic B-spline 係數	58
表4.5 各類型內插法複雜度分析	58
表5.1 最大能量法與最小平方誤差法之複雜度分析	69
表5.2 ETSI Vehicular A channel environment	76
表5.3 比較前置-快速傅立葉轉換型，後置-快速傅立葉轉換型以及混合型 所需的複數乘法	78



圖目錄

圖2.1 波束形成示意圖	4
圖2.2 (a)線性天線陣列	5
圖2.2 (b)平面天線陣列	5
圖2.2 (c)圓形天線陣列	5
圖2.3 均勻間距線性陣列	6
圖2.4 窄波波束形成器	9
圖3.1 多載波傳輸示意圖	24
圖3.2 傳統分頻多工與正交分頻多工比較圖	25
圖3.3 正交分頻多工系統傳送端調變器示意圖	27
圖3.4 正交分頻多工系統之保護區間示意圖	28
圖3.5 保護區間內不送信號引起載波間干擾之示意圖	28
圖3.6 傳輸延遲延展小於保護區間示意圖	36
圖4.1 (a)正交分頻多工系統之傳送端	32
圖4.1 (b)前置-快速傅立葉轉換型天線陣列	32
圖4.2 理想波束	33
圖4.3 理想切換波束式天線陣列	35
圖4.4 波束對於不同到達角度的增益之示意圖	36
圖4.5 在平坦衰落通道中無同頻干擾最大能量法之模擬	39
圖4.6 在平坦衰落通道中受同頻干擾最大能量法之模擬	40
圖4.7 後置快速傅立葉轉換天線陣列結構	42
圖4.8 正交分頻多工信號之架構	44
圖4.9 在平坦衰落通道中無同頻干擾倒置取樣矩陣演算法之模擬	46
圖4.10 在平坦衰落通道中受同頻干擾倒置取樣矩陣演算法之模擬	46

圖4.11 子載波群組化的結構	47
圖4.12 在平坦衰落通道中無同頻干擾子載波群組化之模擬	48
圖4.13 在平坦衰落通道中受同頻干擾子載波群組化之模擬	49
圖4.14 在頻率選擇性衰落通道中無同頻干擾子載波群組化之模擬	50
圖4.15 在頻率選擇性衰落通道中受同頻干擾子載波群組化之模擬	50
圖4.16 線性內插器	51
圖4.17 在頻率選擇性衰落通道中無同頻干擾子載波群組化與線性內插法 之比較圖	52
圖4.18 在頻率選擇性衰落通道中受同頻干擾子載波群組化與線性內插法 之比較圖	52
圖4.19 Cubic Spline Interpolator	53
圖4.20 在頻率選擇性衰落通道中無同頻干擾線性內插法與Cubic Spline Interpolation 之比較圖	54
圖4.21 在頻率選擇性衰落通道中受同頻干擾線性內插法與Cubic Spline Interpolation 之比較圖	54
圖4.22 Lagrange Interpolation 示意圖	55
圖4.23 Construction of B-splines	56
圖4.24 Farrow Structure	58
圖4.25 Cubic Lagrange 內插器	59
圖4.26 Cubic B-spline 內插器	59
圖4.27 各類型內插器之比較圖	60
圖5.1 頻域最小平方誤差法之結構	63
圖5.2 在平坦衰落通道中無同頻干擾頻域最小平方誤差法之模擬	64
圖5.3 在平坦衰落通道中受同頻干擾頻域最小平方誤差法之模擬	64
圖5.4 時域最小平方誤差法之結構	65
圖5.5 平坦衰落通道中無同頻干擾最大能量法與最小平方誤差法之比較	

圖	66
圖5.6 平坦衰落通道中受同頻干擾最大能量法與最小平方誤差法之比較圖	67
圖5.7 頻率選擇性衰落通道中無同頻干擾最大能量法與最小平方誤差法之比較圖	67
圖5.8 頻率選擇性衰落通道中受同頻干擾最大能量法與最小平方誤差法之比較圖	68
圖5.9 頻率選擇性衰落通道中受同頻干擾前置-快速傅立葉轉換型與後置-快速傅立葉轉換型之比較圖	70
圖5.10 新式混合型天線陣列結構	71
圖5.11 混合型天線陣列流程圖	72
圖5.12 平坦衰落通道中使用混合式天線陣列無同頻干擾之模擬圖	73
圖5.13 平坦衰落通道中使用混合式天線陣列受同頻干擾之模擬圖	74
圖5.14 頻率選擇性通道中使用混合式天線陣列無同頻干擾之模擬圖	75
圖5.15 頻率選擇性通道中使用混合式天線陣列受同頻干擾之模擬圖	75
圖5.16 ETSI Vehicular A channel environment，使用混合式天線陣列無同頻干擾之模擬圖	76
圖5.17 ETSI Vehicular A channel environment，使用混合式天線陣列受同頻干擾之模擬圖	76
圖5.18 ETSI Vehicular A channel environment，無同頻干擾，前置-快速傅立葉轉換型之切換波束式天線陣列、後置-快速傅立葉轉換型之反取樣矩陣演算法天線陣列與混合型天線陣列之比較圖	77

第一章 緒論

1.1 研究動機

近十幾年來，無線通訊發展相當的迅速，也由於現今所需傳輸的資料包括影像、聲音以及多媒體等，因此需要更大的頻寬，來讓消費者可以享受更好的服務與品質，如第四代行動通信(4G)在室內傳輸速率要求為1Gb/s，室外傳輸速率要求100Mb/s，是一個相當高速的無線通訊系統，因此如何有效利用頻寬是個相當重要的議題，利用智慧型天線即是一個有效改善頻寬使用效益與通信品質的方法。



智慧型天線工作型態，可大致區分為三個型態，第一類型為將智慧型天線系統應用於發射端，使其發射端有方向性的發送信號，即在下鏈時，基地台會根據使用者所在的位置的不同，形成特定的波束，對於使用者所在之特定方向發送信號；第二種類型為將智慧型天線系統應用於接收端，使其接收端有方向性的接收信號，即在上鏈時，基地台會根據使用者所在的位置的不同，形成特定的波束，對於使用者所在之特定方向接收信號；第三種類型為將智慧型天線系統同時應用於發射端與接收端，智慧型天線會根據基地台與使用者所處的地理位置與通道環境特性等，傳送端與接收端同時適應性地調整，以獲得最好之傳輸品質，如802.11n即是屬於此種類型。不同的工作模式所需的演算法有所不同，本研究主要是針對第二類之智慧型天線做進一步的研討。

當使用者對基地台的上鏈通訊中，基地台會使用天線陣列接收信號，利用空間分隔多工的概念，產生特有之訊號空間特徵，基地台可經由訊號處理的方式，尋找出訊號到達的方向，不同的使用者由於所在的位置不同，會有不一樣的訊號空間特徵，智慧型天線系統即是利用此差異，在同

樣的頻率與時間的資源裏，區分出不同使用者，達到頻寬重複利用的目的，即可有效增進頻寬使用效益。

在第二類之智慧型天線中，由於頻寬重複利用的緣故，在相同的頻帶上會有不同使用者的信號，不同使用者的信號對欲求解的信號而言均視為同頻干擾，因此如何有效地消除同頻干擾之效應，是第二類型智慧型天線系統必須研究的重要問題。

目前應用於接收端之智慧天線主要有切換波束式 (Switched-beam) 天線陣列和適應性 (Adaptive) 天線陣列兩種工作模式[1]。適應性天線陣列雖然有較佳的效能，但複雜的計算加上收斂速度較慢，在通道快速時變的情況下，可能出現錯誤收斂或無法收斂的缺點，相較之下切換波束式天線陣列顯然較易實現，演算法既簡單又有不錯的效果，兩種類型的智慧型天線個具有其優缺點，如何在系統效能與硬體成本之間取得平衡，也是個重要的議題。

正交分頻多工系統(Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM)為多子載波的系統，其將信號分配到不同子載波上，利用分頻多工的概念，可以滿足高速傳輸的需求，同時具備可以有效對抗多重路徑產生的失真與干擾等種種優勢，因此正交分頻多工系統為一個被廣泛使用的系統。本研究主要是探討如何將智慧型天線有效率地應用於正交分頻多工系統中。

1.2 研究目標

智慧型天線應用於正交分頻多工系統，可區分為兩種類型，一類為在時域(Time Domain)上做信號處理，稱之為前置-快速傅立葉轉換型天線陣列；另外一類為在頻域(Frequency Domain)上處理，稱之為後置-快速傅

立葉轉換型天線陣列。我們提出一種新的演算法，是在頻域和時域同時處理之新式混合型天線陣列，以改善通信品質。

1.3 論文架構

本論文分為六章

第一章：介紹研究動機和研究目標

第二章：說明智慧型天線的原理及介紹波束形成技術

第三章：介紹正交分頻多工系統

第四章：將智慧型天線技術應用於正交分頻多工系統並分析其效能

第五章：新式波束形成器設計

第六章：結論與未來展望



第二章 智慧型天線系統

2.1 智慧型天線之基本概念

對智慧型天線系統的定義如下[1]：「智慧型天線是由一組採特定幾何排列形式的天線元件所組成，利用切換式、掃描式或適應性的方式控制主動性元件達成改變無線電波輻射的場型，具有提升載波干擾比、服務區域範圍、系統容量等系統操作參數的功能。」

最初智慧型天線技術主要應用於雷達、聲納、軍事用途等，用來完成空間濾波和定位等，90年代以來，陣列信號處理技術逐漸被引入無線通訊領域。

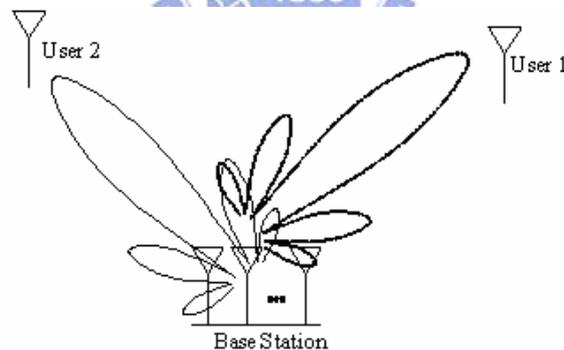


圖2.1 波束形成(Baeamforming)示意圖

如圖2.1 所示，智慧型天線系統是利用空間分隔多工的概念，在基地台安置一組天線陣列，用來傳送及接收信號，應用空間分集的特性來區分與合成不同方位的使用者與路徑訊號，以增加通道容量，提高通訊品質與消除多重路徑效應。智慧型天線的基本觀念便是以多個具有動態改變能力的窄波束分別服務多個行動用戶端。用於接收信號時，產生一組特定窄波束，可由該窄波束接收到最大功率，而落於該窄波束以外的干擾信號則將

被抑制；用於發射信號時，不同於傳統的全向性天線，而是往特定方向傳輸，除了可讓接收端接收到最大的功率之外，同時也會對其它接收設備產生較小的干擾。

三種最常見天線陣列幾何排列形式為線性天線陣列(linear antenna array)、圓形天線陣列(circle antenna array)、以及平面天線陣列(planar antenna array)[2]。線性天線陣列是由一組擺放成直線的天線所構成，圓形天線陣列是由一組擺放成圓形的天線陣列所構成，而平面天線陣列是由擺放成平面的天線陣列所構成，如圖2.2所示。

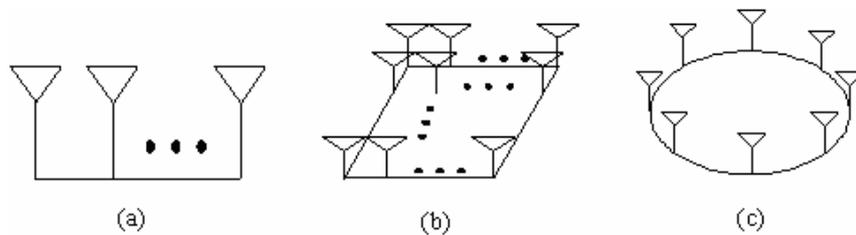


圖2.2 常見天線陣列(a)線性天線陣列 (b)平面天線陣列 (c)圓形天線陣列

2.1.1 均勻間距線性陣列(Uniformly Space Linear Array, ULA)

圖2.3所示，為一組均勻間距線性陣列，其中包含了 K 根相同的天線，最右邊的天線為視為參考單位(reference element)。假設單一的信號由遠端傳送過來，接收信號可以視為一個平面波，相對於天線陣列有一個 θ 的夾角，由圖2.3所示平面波最先到達參考單位，而依序經過各根天線，最後到達第 K 根天線。第一根天線接收信號用帶通信號(bandpass signal)表示式來表示

$$\tilde{x}_1(t) = \text{Re}\{x_1(t)\exp(-j2\pi f_c t)\} \quad (2.1)$$

其中 $x_1(t)$ 為接收信號的複數封包表示式 (complex envelope representation)， f_c 為載波頻率 (carrier frequency)。信號由第一根天線到第二根天線會發生傳遞延遲，其傳遞延遲表示式為

$$\tau = \frac{d \cos \theta}{c} \quad (2.2)$$

其中 c 為光速，因此第二根天線所接收到的信號可表示為

$$\tilde{x}_2(t) = \text{Re}\{x_1(t - \tau) \exp(-j2\pi f_c(t - \tau))\} \quad (2.3)$$

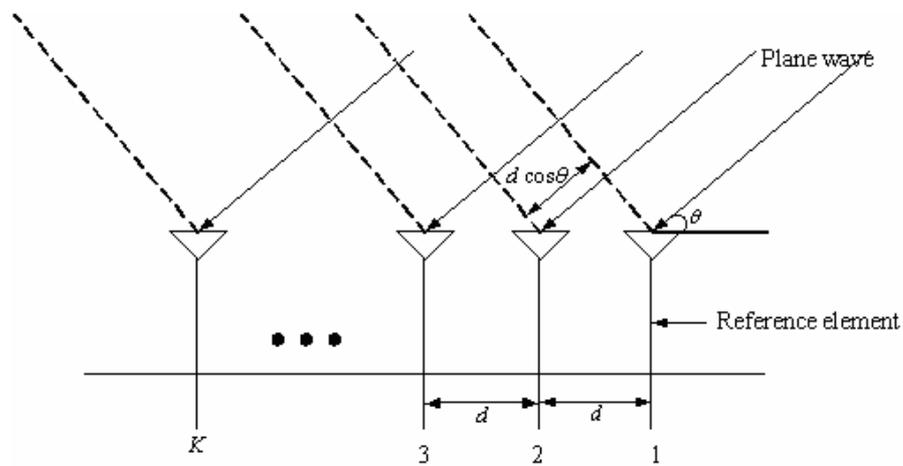


圖2.3 均勻間距線性陣列

若載波頻率遠大於信號頻寬，則窄波信號模型 (narrowband signal model) 將可以被使用，則微小的傳遞延遲將被表示成一個簡單地相角位移。(2.3) 式可表示為

$$\tilde{x}_2(t) = \text{Re}\{x_1(t) \exp(-j2\pi f_c(t - \tau))\} \quad (2.4)$$

其複數封包表示式為

$$x_2(t) = x_1(t) \exp(-j2\pi f_c \tau) \quad (2.5)$$

由(2.2)式和(2.5)式可得

$$\begin{aligned} x_2(t) &= x_1(t) \exp(-j2\pi f_c \frac{d \cos \theta}{c}) \\ &= x_1(t) \exp(-j \frac{2\pi}{\lambda} d \cos \theta) \end{aligned} \quad (2.6)$$

其中 λ 為載波波長。由於天線陣列為均勻間距線性陣列，所以第 k 根天線所接收的信號可表示成

$$x_k(t) = x_1(t) \exp(-j \frac{2\pi}{\lambda} (k-1)d \cos \theta), \quad k = 1, \dots, K \quad (2.7)$$

亦可用向量的形式表示：

$$\mathbf{x}(t) = [x_1(t) \quad x_2(t) \quad \dots \quad x_K(t)]^T, \quad (2.8)$$

$$\mathbf{a}(\theta) = [1 \quad e^{-j \frac{2\pi}{\lambda} d \cos \theta} \quad \dots \quad e^{-j \frac{2\pi}{\lambda} (K-1)d \cos \theta}]^T, \quad (2.9)$$

接收信號的複數封包表示式如下

$$\mathbf{x}(t) = \mathbf{a}(\theta)x_1(t), \quad (2.10)$$

其中 $\mathbf{a}(\theta)$ 稱為陣列響應向量 (array response vector) 或引導向量 (steering vector)。需要注意的是，若參考元素在天線陣列的最左邊，則(2.9)式將表示為

$$\mathbf{a}(\theta) = [1 \quad e^{j \frac{2\pi}{\lambda} d \cos \theta} \quad \dots \quad e^{j \frac{2\pi}{\lambda} (K-1)d \cos \theta}]^T \quad (2.11)$$

假設現在有多位使用者同時傳送信號，且信號受可加性白色高斯雜訊 (AWGN) 所影響，則接收信號的複數封包表示式為

$$\mathbf{x}(t) = \sum_{i=1}^U \mathbf{a}(\theta_i) s_i(t) + \mathbf{n}(t) \quad (2.12)$$

其中 U 為使用者總數， θ_i 為第 i 位使用者的到達角度 (angle of arrival, AOA)， $s_i(t)$ 為第 i 位使用者的傳送信號， $\mathbf{n}(t)$ 為 $K \times 1$ 的雜訊向量，且

$$\mathbf{a}(\theta_i) = [1 \quad e^{-j \frac{2\pi}{\lambda} d \cos \theta_i} \quad \dots \quad e^{-j \frac{2\pi}{\lambda} (K-1)d \cos \theta_i}]^T, \quad (2.13)$$

為第 i 位使用者的陣列響應向量。使用矩陣表示式，則(2.12)式可表示成

$$\mathbf{x}(t) = \mathbf{A}(\theta)\mathbf{s}(t) + \mathbf{n}(t) \quad (2.14)$$

其中

$$\mathbf{A}(\theta) = [\mathbf{a}(\theta_1) \quad \mathbf{a}(\theta_2) \quad \dots \quad \mathbf{a}(\theta_U)] \quad (2.15)$$

為由陣列響應向量所組成的 $K \times U$ 矩陣，且

$$\mathbf{s}(t) = [s_1(t) \quad s_2(t) \quad \dots \quad s_U(t)]^T \quad (2.16)$$

若多位使用者在多重路徑的環境下，使用相同頻帶，同時傳送信號，其接收信號可表示成

$$\begin{aligned}\mathbf{x}(t) &= \sum_{i=1}^U \sum_{l=1}^{L_i} \alpha_{l,i} \mathbf{a}(\theta_{l,i}) s_i(t) + \mathbf{n}(t) \\ &= \sum_{i=1}^U \mathbf{b}_i s_i(t) + \mathbf{n}(t)\end{aligned}\quad (2.17)$$

其中 L_i 為第 i 位使用者的多重路徑總數， $\alpha_{l,i}$ 為第 i 位使用者之第 l 個多重路徑之複數振幅 (complex amplitude)， $\theta_{l,i}$ 為第 i 位使用者之第 l 個多重路徑之到達角度， $\mathbf{a}(\theta_{l,i})$ 為相對於 $\theta_{l,i}$ 之陣列響應向量， \mathbf{b}_i 為第 i 位使用者之空間特徵 (spatial signature)，其定義如下

$$\mathbf{b}_i = \sum_{l=1}^{L_i} \alpha_{l,i} \mathbf{a}(\theta_{l,i}) \quad (2.18)$$

我們可以把 (2.17) 式表示成矩陣表示式

$$\mathbf{x}(t) = \mathbf{B} \mathbf{s}(t) + \mathbf{n}(t) \quad (2.19)$$

其中

$$\mathbf{B} = [\mathbf{b}_1 \quad \mathbf{b}_2 \quad \dots \quad \mathbf{b}_U] \quad (2.20)$$

\mathbf{B} 為 $K \times U$ 的空間特徵矩陣，其行向量和每個傳送信號的空間特徵有關。假設我們對接收信號 $\mathbf{x}(t)$ 在時間點 t_1, t_2, \dots, t_M 做取樣，可將 (2.14) 式表示成

$$\mathbf{X} = \mathbf{A}(\theta) \mathbf{S} + \mathbf{N} \quad (2.21)$$

其中 \mathbf{X} 及 \mathbf{N} 為 $K \times M$ 之矩陣。

$$\mathbf{X} = [\mathbf{x}(t_1) \quad \mathbf{x}(t_2) \quad \dots \quad \mathbf{x}(t_M)] \quad (2.22)$$

$$\mathbf{N} = [\mathbf{n}(t_1) \quad \mathbf{n}(t_2) \quad \dots \quad \mathbf{n}(t_M)] \quad (2.23)$$

\mathbf{S} 為 $U \times M$ 之信號矩陣

$$\mathbf{S} = [\mathbf{s}(t_1) \quad \mathbf{s}(t_2) \quad \dots \quad \mathbf{s}(t_M)] \quad (2.24)$$

圖 2.4 為窄波之波束形成器，在第 k 根天線之第 n 個時間的窄波信號與參考單位天線之第 n 個時間的窄波信號，只在相角上有變化，此相角上的變化和天線間的距離有關。

波束形成器在時間點 n 之輸出 $y(n)$ 為

$$y(n) = \sum_{k=1}^K w_k^* x_k(n) \quad (2.25)$$

其中 $x_k(n)$ 為接收信號在第 k 根天線之第 n 個時間的複數封包表示式。 w_k 為

複數權重。(2.25)式可用向量的形式來表示：

$$y(n) = \mathbf{w}^H \mathbf{x}(n) \quad (2.26)$$

其中

$$\mathbf{w} = [w_1 \ w_2 \ \dots \ w_K]^T \quad (2.27)$$

$$\mathbf{x}(n) = [x_1(n) \ x_2(n) \ \dots \ x_K(n)] \quad (2.28)$$

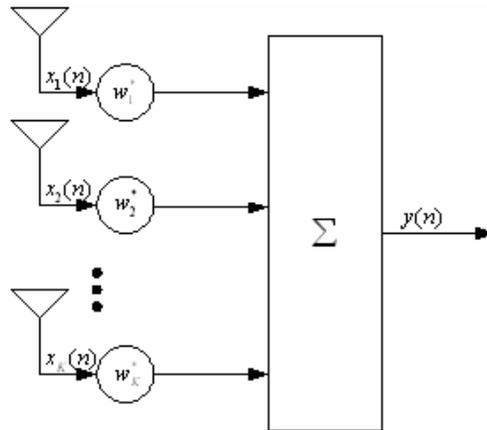


圖2.4 窄波波束形成器

2.1.2 空間濾波器(spatial filter)及空間耐奎斯特取樣定理(spatial Nyquist sampling rate)

空間濾波器的概念，相當接近於時間濾波器(temporal filter)的概念，時間濾波器是在時域上對接收信號做處理，進而區分出使用者的信號以及干擾信號，而空間濾波器則是利用空間的特性進行信號的濾波[3]。我們可以使用分接式延遲線濾波器(tapped-delay-line filter)來實現時間濾波器。我們考慮如何使用分接式延遲線濾波器，從一個由 q 個弦波所組成的波形提取出特定頻率的弦波。輸入分接式延遲線濾波器的信號可表示為

$$x(t) = \sum_{k=1}^q a_k \exp\{j(2\pi f_k t + \phi_k)\} + n(t) \quad (2.29)$$

其中 f_k ， a_k 以及 ϕ_k 分別代表第 k 個弦波之頻率，振幅和相角。假設我們對

輸入信號做取樣，取樣頻率為 $1/T_s$ ， $x(i)$ 定義為在時間點 iT_s 的信號，則經過取樣的輸入信號可以表示為

$$x(i) = \sum_{k=1}^q a_k \exp\{j(2\pi f_k (iT_s) + \phi_k)\} + n(iT_s) \quad (2.30)$$

信號經過含有 $P-1$ 個延遲元素之分接式延遲線濾波器後，在第 i 個取樣的瞬間可表示為

$$\mathbf{x}(i) = \sum_{k=1}^q \mathbf{a}(f_k) s_k(i) + \mathbf{n}(i) \quad (2.31)$$

其中

$$\begin{aligned} \mathbf{x}(i) &= [x(i) \quad x(i-1) \quad \dots \quad x(i-P+1)]^T \\ \mathbf{n}(i) &= [n(iT_s) \quad n(iT_s-1) \quad \dots \quad n(iT_s-P+1)]^T \\ \mathbf{a}(f_k) &= [1 \quad e^{-j2\pi f_k T_s} \quad \dots \quad e^{-j2\pi f_k (P-1)T_s}]^T \end{aligned} \quad (2.32)$$

$s_k(i)$ 為第 k 個複數弦波之第 i 個瞬時取樣點，表示成

$$s_k(i) = a_k \exp\{j(2\pi f_k (iT_s) + \phi_k)\} \quad (2.33)$$

比較(2.31)式、(2.32)式、(2.12)式及(2.13)式可以得到以下關係[4]

- 在空間濾波器中之 $\frac{d}{\lambda}$ 項相當於時間濾波器中之 T_s 項
- 在空間濾波器中之 $\cos(\theta)$ 項相當於時間濾波器中之 f_k 項

根據耐奎斯特取樣定理[5]，時間濾波器為了避免aliasing發生，取樣頻率至少要大於信號頻寬2倍以上。同理，若應用上述觀念於空間濾波器上，稱之為空間耐奎斯特取樣定理[6]。由於空間濾波器之 $\frac{\lambda}{d}$ 對應於時間濾波器之取樣頻率，且最高頻率值為1(因為 $\cos(\theta)$ 的最大值為1)，則空間耐奎斯特取樣定理可表為

$$\frac{\lambda}{d} \geq 2 \times 1 \quad (2.34)$$

或者

$$d \leq \frac{\lambda}{2} \quad (2.35)$$

因此，為了避免aliasing現象的發生，天線間擺放距離必須小於或等於輸

入信號之波長的 $\frac{1}{2}$ 。

2.2 智慧型天線技術

智慧天線有依環境來抑制干擾、自動追蹤及數位式波束成型等優點，因此被認為是第四代行動通信的關鍵技術。一般而言，可分為切換波束式天線陣列與適應性天線陣列兩種。適應性天線陣列雖然有較佳的效能，但需要複雜的計算。切換波束天線陣列雖然較易實現，但在提升系統效能方面卻不及適應性天線陣列。

2.2.1 切換波束式天線陣列[7][8]



切換波束式天線陣列具有有限數目的、固定的、預定先定義的波束，透過陣列天線技術在同一通道中利用多個波束同時對多個用戶傳送不同的信號，此時系統會檢測信號強度，從幾個預先定義的、固定的波束中選擇其一進行傳輸，進而提升系統效能。

每個波束都是透過天線陣列預先設計的。根據使用者的方位不同，基地台選擇其對應的波束，使其接收信號強度為最大。但是，使用者並非每次都落於波束中心，若使用者位於波束邊緣時，而干擾的信號源卻落於波束中心，此時接收效果會最差。另外，在多重路徑的考量下，切換式波束天線陣列其波束是固定的，無法提供針對每個路徑的信號個別處理，容易降低通信品質。雖然切換式波束天線陣列有上述缺點，不過此系統的構造相當簡單，不需要複雜的數學運算，即可達到改善系統效能的目的，在硬體實現上以及經濟成本的考量下有很大的優勢。

2.2.2 適應性天線陣列[7][8]

適應性天線陣列不僅會依據使用者的所在位置來產生特定方向的窄波束，且可以隨著使用者的移動執行動態調整，其透過權重向量調整波束場型，將波束場型上具有最高增益的主波束指向使用者的方位，並透過調整權重向量之振幅及相位，在多重路徑成分與其他使用者的方位上生成零強度(null)的場型，以降低多重路徑衰落的程度與抑制同頻干擾的影響。適應性天線陣列更可以提供空間分集的功能來合成同調的多重路徑訊號，如此對使用者的訊號能得到更大的增益並增加對系統效能的改善。然而，相較於切換波束式天線陣列，適應性天線陣列雖擁有上述的多項優點與好處，但必須付出的代價是較高的運算複雜度與技術需求，這會增加在硬體實現上的困難度與提高製作成本，而這也是系統業者在選擇使用智慧型天線系統時需要加以考慮的兩項重要因素。



2.2.2.1 權重最佳化之準則[2]

適應性天線陣列可以根據接收信號的特性而調整權重向量。適應性天線陣列在干擾出現的方向，會形成零強度場型，進而提高接收信號的訊號干擾比。若接收信號的特性是不隨時間而改變的，那麼適應演算法將會計算出一組固定的權重向量。一般而言，適應性演算法會透過反覆的(iterative)計算來計算權重向量，一直持續到進行到系統效能到達一定的效能要求為止。幾個常見準則為最小平均平方誤差(minimum mean-squared error, MMSE)，最大訊號干擾比(maximum signal-to-interference-plus-noise ratio, MSINR)，以及線性限制最小變異數(linearly constrained minimum variance, LCMV)。以下章節

將會介紹這些準則。

2.2.2.2 最小平均平方誤差準則[2]

最小平均平方誤差準則的目標為使接收信號 $y(n)$ 和欲求的信號 $d(n)$ 之間的平均平方誤差值為最小。此準則可表示為

$$J = E[|d(n) - y(n)|^2] \quad (2.36)$$

其中 $E[\cdot]$ 為期望值。將(2.26)式代入(2.36)式可得

$$\begin{aligned} J &= E[|d(n) - y(n)|^2] \\ &= E[\{d(n) - y(n)\}\{d(n) - y(n)\}^*] \\ &= E[\{d(n) - \mathbf{w}^H \mathbf{x}(n)\}\{d(n) - \mathbf{w}^H \mathbf{x}(n)\}^*] \\ &= E[|d(n)|^2 - \mathbf{w}^H \mathbf{x}(n) d(n)^* - d(n) \mathbf{x}^H(n) \mathbf{w} + \mathbf{w}^H \mathbf{x}(n) \mathbf{x}^H(n) \mathbf{w}] \\ &= E[|d(n)|^2] - E[\mathbf{w}^H \mathbf{x}(n) d(n)^*] - E[d(n) \mathbf{x}^H(n) \mathbf{w}] + E[\mathbf{w}^H \mathbf{x}(n) \mathbf{x}^H(n) \mathbf{w}] \\ &= E[|d(n)|^2] - \mathbf{w}^H \mathbf{p} - \mathbf{p}^H \mathbf{w} + \mathbf{w}^H \mathbf{R} \mathbf{w} \end{aligned} \quad (2.37)$$

其中

$$\mathbf{R} = E[\mathbf{x}(n) \mathbf{x}^H(n)] \quad (2.38)$$

\mathbf{R} 為輸入信號 $\mathbf{x}(n)$ 之自相關矩陣(correlation matrix)，其維度為 $K \times K$

$$\mathbf{p} = E[\mathbf{x}(n) d^*(n)] \quad (2.39)$$

\mathbf{p} 為輸入信號 $\mathbf{x}(n)$ 和欲求的信號 $d(n)$ 之互相關向量(cross-correlation vector)，其維度為 $K \times 1$ 。為了得到 J 為最小值，必須針對 \mathbf{w} 對 J 微分使其結果為零，數學表示式為

$$\nabla J = -2\mathbf{p} + 2\mathbf{R}\mathbf{w} = 0 \quad (2.40)$$

根據(2.40)式，可得最佳化權重向量

$$\mathbf{w}_{opt} = \mathbf{R}^{-1} \mathbf{p} \quad (2.41)$$

為求得(2.41)式的最佳解，要先求得 $\mathbf{x}(n)$ 之自相關矩陣 \mathbf{R} 以及互相關向量

\mathbf{p} 。

若我們將自相關矩陣 \mathbf{R} 表示為

$$\mathbf{R} = \mathbf{R}_{ss} + \mathbf{R}_{uu} \quad (2.42)$$

其中 $\mathbf{R}_{ss} = \mathbf{a}(\theta)E[d^2(n)]\mathbf{a}^H(\theta)$ ， $\mathbf{R}_{uu} = E[\mathbf{u}(n)\mathbf{u}^H(n)]$ ，且 $\mathbf{u}(n)$ 為干擾信號，其維度為 $K \times 1$ 。反矩陣原理如下

$$\mathbf{R}^{-1} = \left[\frac{1}{1 + E[d^2(n)]\mathbf{a}^H(\theta)\mathbf{R}_{uu}^{-1}\mathbf{a}(\theta)} \right] \mathbf{R}_{uu}^{-1} \quad (2.43)$$

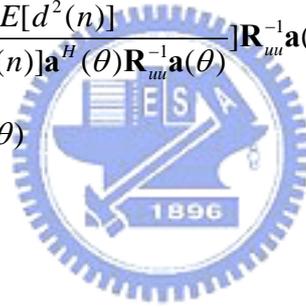
若我們假設在高的訊雜比之下，則 $\mathbf{x}(n) \approx \mathbf{a}(\theta)d(n)$ 且

$$\begin{aligned} \mathbf{p} &= E[\mathbf{a}(\theta)d(n)d^*(n)] \\ &= E[d^2(n)]\mathbf{a}(\theta) \end{aligned} \quad (2.44)$$

最佳解可表示成

$$\mathbf{w}_{opt} = \left[\frac{E[d^2(n)]}{1 + E[d^2(n)]\mathbf{a}^H(\theta)\mathbf{R}_{uu}^{-1}\mathbf{a}(\theta)} \right] \mathbf{R}_{uu}^{-1}\mathbf{a}(\theta) \quad (2.45)$$

$$= \beta_{MMSE} \mathbf{R}_{uu}^{-1}\mathbf{a}(\theta) \quad (2.46)$$



2.2.2.3 最大訊號干擾比[2]

假設天線陣列的輸入信號向量為 $\mathbf{s}(n)$ ，其為維度 $K \times 1$ 之向量。經過波束形成器之輸出信號之信號能量，可表示為

$$\begin{aligned} \sigma_s^2 &= E[|\mathbf{w}^H \mathbf{s}(n)|^2] \\ &= E[\{\mathbf{w}^H \mathbf{s}(n)\} \{\mathbf{w}^H \mathbf{s}(n)\}^*] \\ &= \mathbf{w}^H E[\mathbf{s}(n)\mathbf{s}^H(n)]\mathbf{w} \\ &= \mathbf{w}^H \mathbf{R}_{ss} \mathbf{w} \end{aligned} \quad (2.47)$$

其中 $\mathbf{R}_{ss} = E[\mathbf{s}(n)\mathbf{s}^H(n)]$ 為欲求的信號之自相關矩陣，其維度為 $K \times K$ 。同理，干擾信號之能量可表示為

$$\begin{aligned}\sigma_u^2 &= E[\mathbf{w}^H \mathbf{u}(n)] \\ &= \mathbf{w}^H \mathbf{R}_{uu} \mathbf{w}\end{aligned}\quad (2.48)$$

其中 $\mathbf{R}_{uu} = E[\mathbf{u}(n)\mathbf{u}^H(n)]$ 為干擾信號之自相關矩陣，其維度為 $K \times K$ 。輸出之訊號干擾比可表示為

$$\begin{aligned}(SINR)_o &= \frac{\sigma_s^2}{\sigma_u^2} \\ &= \frac{\mathbf{w}^H \mathbf{R}_{ss} \mathbf{w}}{\mathbf{w}^H \mathbf{R}_{uu} \mathbf{w}}\end{aligned}\quad (2.49)$$

我們將(2.49)式，針對 \mathbf{w} 微分，並使其微分結果為零，可得到

$$\begin{aligned}\mathbf{R}_{ss} \mathbf{w} &= \frac{\mathbf{w}^H \mathbf{R}_{ss} \mathbf{w}}{\mathbf{w}^H \mathbf{R}_{uu} \mathbf{w}} \mathbf{R}_{uu} \mathbf{w} \\ &= \lambda \mathbf{R}_{uu} \mathbf{w}\end{aligned}\quad (2.50)$$

最佳的權重向量 \mathbf{w} ，可藉由尋找矩陣 $\mathbf{R}_{uu}^{-1} \mathbf{R}_{ss}$ 之最大特徵值而獲得，如下式所示

$$\mathbf{R}_{uu}^{-1} \mathbf{R}_{ss} \mathbf{w}_{opt} = \lambda_{\max} \mathbf{w}_{opt}\quad (2.51)$$

最大信號干擾比可定義為

$$(SINR)_{o,\max} = \frac{\mathbf{w}_{opt}^H \mathbf{R}_{ss} \mathbf{w}_{opt}}{\mathbf{w}_{opt}^H \mathbf{R}_{uu} \mathbf{w}_{opt}}\quad (2.52)$$

其中 $\mathbf{R}_{ss} = \mathbf{a}(\theta)E[d^2(n)]\mathbf{a}^H(\theta)$ ，最佳化權重向量可表示成

$$\mathbf{w}_{opt} = \beta_{MSINR} \mathbf{R}_{uu}^{-1} \mathbf{a}(\theta)\quad (2.53)$$

其中

$$\beta_{MSINR} = \frac{E[d^2(n)]}{\lambda_{\max}} \mathbf{a}^H(\theta) \mathbf{w}_{opt}\quad (2.54)$$

若干擾信號的特性為白色(white)， $\mathbf{R}_{uu} = \sigma^2 \mathbf{I}$ ，其中 σ^2 為白色雜訊的變異數， \mathbf{I} 為單位矩陣(identity matrix)，則最大訊號干擾比可以等同於最大訊雜比(maximum signal-to-noise ratio)。輸出的雜訊功率為

$$\sigma_n^2 = \sigma^2 \mathbf{w}^H \mathbf{w} \quad (2.55)$$

且訊雜比為

$$\begin{aligned} (SNR)_o &= \frac{\sigma_s^2}{\sigma_n^2} \\ &= \frac{\mathbf{w}^H \mathbf{R}_{ss} \mathbf{w}}{\sigma^2 \mathbf{w}^H \mathbf{w}} \end{aligned} \quad (2.56)$$

將(2.56)式，針對 \mathbf{w} 微分，並使其微分結果為零，可得到最大的訊雜比。假設 $\sigma^2 = 1$ 並且限制 $\mathbf{w}^H \mathbf{w} = 1$ ，可得：

$$\mathbf{R}_{ss} \mathbf{w} = \lambda \mathbf{w} \quad (2.57)$$

(2.57)式為求特徵值得問題。類似於求最大訊號干擾比的情況，最佳的權重向量可以藉由尋找矩陣 \mathbf{R}_{ss} 之最大特徵值 λ_{\max} 而獲得，

$$\mathbf{R}_{ss} \mathbf{w}_{opt} = \lambda_{\max} \mathbf{w}_{opt} \quad (2.58)$$

最大訊雜比為

$$(SNR)_{o,\max} = \frac{\lambda_{\max}}{\sigma^2} \quad (2.59)$$



2.2.2.4 應用於波束形成之適應性演算法

先前章節已經討過幾種常見的找出最佳權重向量之準則。為了找出最佳的權重向量，有時必須知道二階的統計特性，但是統計特性經常是未知的並且會隨時間而改變其特性。適應性演算法優勢在於可以隨著時間不斷的更新權重向量，透過權重向量的不斷調整，可以使得系統效能更加接近於最佳化的準則。以下會介紹幾種經常應用於波束形成的適應性演算法。

2.2.2.5 倒置取樣矩陣演算法(Sample Matrix Inversion Algorithm, SMI)

倒置取樣矩陣演算法主要概念為持續觀察輸入天線陣列之一段信號，利用來估測自相關矩陣 \mathbf{R} 和互相關向量 \mathbf{p} [9][10]，亦稱為最小平方誤差法(Least Square Error)。表示式為

$$\hat{\mathbf{R}} = \frac{1}{N_2 - N_1} \sum_{n=N_1}^{N_2} \mathbf{x}(n)\mathbf{x}^H(n) \quad (2.60)$$

$$\hat{\mathbf{p}} = \frac{1}{N_2 - N_1} \sum_{n=N_1}^{N_2} \mathbf{x}(n)d^*(n) \quad (2.61)$$

其中 N_1 及 N_2 分別為觀察區間的起始時刻及終止時刻。權重向量為

$$\hat{\mathbf{w}} = \hat{\mathbf{R}}^{-1}\hat{\mathbf{p}} \quad (2.62)$$

求得的權重向量將會被使用來接收觀察區間內的信號。為了能適應環境的改變，每段觀察區間自相關矩陣 $\hat{\mathbf{R}}$ 和互相關向量 $\hat{\mathbf{p}}$ 將為被重新估測。在觀察區間以外的信號將不會影響權重向量的計算結果。

為了避免 $\hat{\mathbf{R}}^{-1}$ 的計算，可以使用反矩陣輔助定理(matrix inversion lemma)：

$$\hat{\mathbf{R}}^{-1}(n) = \hat{\mathbf{R}}^{-1}(n-1) - \frac{\hat{\mathbf{R}}^{-1}(n-1)\mathbf{x}(n)\mathbf{x}^H(n)\hat{\mathbf{R}}^{-1}(n-1)}{1 + \mathbf{x}^H(n)\hat{\mathbf{R}}^{-1}(n-1)\mathbf{x}(n)},$$

$$N_1 \leq n \leq N_2$$

$$\hat{\mathbf{R}}^{-1}(0) = \frac{1}{\varepsilon} \mathbf{I}, \quad \varepsilon > 0 \quad (2.63)$$

必須要有一定的取樣數才能估測較為精準之自相關矩陣 $\hat{\mathbf{R}}$ 和互相關向量 $\hat{\mathbf{p}}$ ，一般而言取樣數至少要大於二倍的天線總數[11]。反取樣矩陣演算法

配合反矩陣輔助定理時，每次重新計算權重向量需要 $3.5M^2 + M$ 個複數乘法。其中 M 代表權重個數之總數。

2.2.2.6 最小平均平方演算法(Least-Mean-Square algorithm)

由(2.41)式，要求得最佳權重向量必須計算自相關矩陣 \mathbf{R} 之反矩陣，需要龐大的運算量。最小平均平方法被用來避免反矩陣的運算[12]，並且能隨著時間更新權重向量

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) + \frac{1}{2}\mu[-\nabla J(n)] \quad (2.64)$$

其中 μ 為收斂因子(convergence factor)，用來控制收斂速度。最小平均平方法是建立在最陡峭法(steepest-descent method)[13]上，且利用遞迴的方式計算並更新權重向量。要精確的計算出梯度向量(gradient vector)是非常困難的，必須事先知道自相關矩陣 \mathbf{R} 和互相關向量 \mathbf{p} 。我們利用估測的梯度向量 $\hat{\nabla}J(n)$ 取代梯度向量 $\nabla J(n)$ ，其數學表示式為

$$\hat{\nabla}J(n) = -2\hat{\mathbf{p}}(n) + 2\hat{\mathbf{R}}(n)\mathbf{w}(n) \quad (2.65)$$

其中

$$\hat{\mathbf{R}}(n) = \mathbf{x}(n)\mathbf{x}^H(n) \quad (2.66)$$

$$\hat{\mathbf{p}}(n) = \mathbf{x}(n)d^*(n) \quad (2.67)$$

為(2.38)式以及(2.39)式中 \mathbf{R} 及 \mathbf{p} 之瞬時估測。將(2.65)式、(2.66)式以及(2.67)式代入(2.64)式中，可得

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{w}}(n+1) &= \hat{\mathbf{w}}(n) + \mu[\hat{\mathbf{p}}(n) - \hat{\mathbf{R}}(n)\hat{\mathbf{w}}(n)] \\ &= \hat{\mathbf{w}}(n) + \mu\mathbf{x}(n)[d^*(n) - \mathbf{x}^H(n)\hat{\mathbf{w}}(n)] \\ &= \hat{\mathbf{w}}(n) + \mu\mathbf{x}(n)e^*(n) \end{aligned} \quad (2.68)$$

此即為最小平均平方演算法。最小平均平方演算法每次更新權重向量需要

2M 個複數乘法。

收斂因子 μ 較小時，收斂速度較為緩慢，當可應用於收斂之資料數目很多時可以得到較精準的梯度向量之估測值。收斂因子 μ 較大時，收斂速度較快，但是只能得到較為粗略的梯度向量估測值，比較適合應用於可應用於收斂之資料數目較少時。收斂速度也會和特徵值擴散(eigenvalue spread) $\chi(\mathbf{R})$ 有關，其數學表示式為

$$\chi(\mathbf{R}) = \frac{\lambda_{\max}}{\lambda_{\min}} \quad (2.69)$$

其中 λ_{\max} 為 \mathbf{R} 之最大特徵值， λ_{\min} 為 \mathbf{R} 之最小特徵值。當訊號特性為白色時，特徵值擴散 $\chi(\mathbf{R})$ 會等於1，此時 $\chi(\mathbf{R})$ 將不會影響收斂速度。在[12]中，針對收斂速度，有更詳細的討論。

2.2.2.7 遞迴最小平方演算法(Recursive Least-Squares Algorithm)



使用反取樣矩陣演算法時，必須透過一段觀察區間來估測 \mathbf{R} 和 \mathbf{p} ，而遞迴最小平方演算法是透過加權總合來估測 \mathbf{R} 和 \mathbf{p} ，其數學表示式為

$$\hat{\mathbf{R}}(n) = \sum_{i=1}^n \lambda^{n-1} \mathbf{x}(i) \mathbf{x}^H(i) \quad (2.70)$$

$$\hat{\mathbf{p}}(n) = \sum_{i=1}^n \lambda^{n-1} d^*(i) \mathbf{x}^H(i) \quad (2.71)$$

其中 λ 為遺忘因子(forgetting factor)，其範圍為 $0 < \lambda \leq 1$ 。 n 為觀察區間上限， $1 < i \leq n$ 。根據(2.70)式以及(2.71)式，可以透過遞迴的方式更新

$\hat{\mathbf{R}}(n)$ 及 $\hat{\mathbf{p}}(n)$ ：

$$\hat{\mathbf{R}}(n) = \lambda \hat{\mathbf{R}}(n-1) + \mathbf{x}(n) \mathbf{x}^H(n) \quad (2.72)$$

$$\hat{\mathbf{p}}(n) = \lambda \hat{\mathbf{p}}(n-1) + d^*(n) \mathbf{x}^H(n) \quad (2.73)$$

應用反矩陣輔助定理：

$$\hat{\mathbf{R}}^{-1}(n) = \lambda^{-1}[\hat{\mathbf{R}}^{-1}(n-1) - \mathbf{q}(n)\mathbf{x}^H(n)\hat{\mathbf{R}}^{-1}(n-1)] \quad (2.74)$$

其中

$$\mathbf{q}(n) = \frac{\lambda^{-1}\hat{\mathbf{R}}^{-1}(n-1)\mathbf{x}(n)}{1 + \lambda^{-1}\mathbf{x}^H(n)\hat{\mathbf{R}}^{-1}(n-1)\mathbf{x}(n)} \quad (2.75)$$

為增益向量(gain vector)。重新整理(2.75)式，

$$\begin{aligned} \mathbf{q}(n) &= \lambda^{-1}\hat{\mathbf{R}}^{-1}(n-1)\mathbf{x}(n) - \lambda^{-1}\mathbf{q}(n)\mathbf{x}^H(n)\hat{\mathbf{R}}^{-1}(n-1)\mathbf{x}(n) \\ &= [\lambda^{-1}\hat{\mathbf{R}}^{-1}(n-1) - \lambda^{-1}\mathbf{q}(n)\mathbf{x}^H(n)\hat{\mathbf{R}}^{-1}(n-1)]\mathbf{x}(n) \end{aligned} \quad (2.76)$$

將(2.74)式代入(2.76)式：

$$\mathbf{q}(n) = \hat{\mathbf{R}}^{-1}(n)\mathbf{x}(n) \quad (2.77)$$

權重向量可以透過下列數學式而被更新：

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{w}}(n) &= \hat{\mathbf{R}}^{-1}(n)\hat{\mathbf{p}}(n) \\ &= \lambda^{-1}[\hat{\mathbf{R}}^{-1}(n-1) - \mathbf{q}(n)\mathbf{x}^H(n)\hat{\mathbf{R}}^{-1}(n-1)] [\lambda\hat{\mathbf{p}}(n-1) + d^*(n)\mathbf{x}(n)] \\ &= \hat{\mathbf{R}}^{-1}(n-1)\hat{\mathbf{p}}(n-1) - \mathbf{q}(n)\mathbf{x}^H(n)\hat{\mathbf{R}}^{-1}(n-1)\hat{\mathbf{p}}(n-1) \\ &\quad + \lambda^{-1}d^*(n)\hat{\mathbf{R}}^{-1}(n-1)\mathbf{x}(n) - \lambda^{-1}d^*(n)\mathbf{q}(n)\mathbf{x}^H(n)\hat{\mathbf{R}}^{-1}(n-1)\mathbf{x}(n) \\ &= \hat{\mathbf{R}}^{-1}(n-1)\hat{\mathbf{p}}(n-1) - \mathbf{q}(n)\mathbf{x}^H(n)\hat{\mathbf{R}}^{-1}(n-1)\hat{\mathbf{p}}(n-1) \\ &\quad + \lambda^{-1}[d^*(n)\hat{\mathbf{R}}^{-1}(n-1) - d^*(n)\mathbf{q}(n)\mathbf{x}^H(n)\hat{\mathbf{R}}^{-1}(n-1)]\mathbf{x}(n) \\ &= \hat{\mathbf{R}}^{-1}(n-1)\hat{\mathbf{p}}(n-1) - \mathbf{q}(n)\mathbf{x}^H(n)\hat{\mathbf{R}}^{-1}(n-1)\hat{\mathbf{p}}(n-1) \\ &\quad + d^*(n)\hat{\mathbf{R}}^{-1}(n)\mathbf{x}(n) \\ &= \hat{\mathbf{w}}(n-1) - \mathbf{q}(n)\mathbf{x}^H(n)\hat{\mathbf{w}}(n-1) + d^*(n)\hat{\mathbf{R}}^{-1}(n)\mathbf{x}(n) \end{aligned} \quad (2.78)$$

由(2.77)式， $\mathbf{q}(n) = \hat{\mathbf{R}}^{-1}(n)\mathbf{x}(n)$ ，我們透過下面數學式更新權重向量

$$\begin{aligned}\hat{\mathbf{w}}(n) &= \hat{\mathbf{w}}(n-1) + \mathbf{q}(n)[d^*(n) - \mathbf{x}^H(n)\hat{\mathbf{w}}(n-1)] \\ &= \hat{\mathbf{w}}(n-1) + \mathbf{q}(n)\xi^*(n)\end{aligned}\quad (2.79)$$

其中 $\xi(n)$ 為事前估測誤差(prior estimation error)，其定義為

$$\begin{aligned}\xi(n) &= d(n) - \mathbf{x}^T(n)\hat{\mathbf{w}}^*(n-1) \\ &= d(n) - \hat{\mathbf{w}}(n-1)\mathbf{x}(n)\end{aligned}\quad (2.80)$$

(2.80)式中， $\xi(n)$ 之值主要是由欲求的信號 $d(n)$ 、輸入信號 $\mathbf{x}(n)$ 與先前在時間點 $n-1$ 時，利用遞迴最小平方演算法估測所得的權重向量 $\hat{\mathbf{w}}(n-1)$ 所建立產生的。

遞迴最小平方演算法相較於最小平均平方演算法會有較快的收斂速度，但是相較於最小平均平方演算法需要較複雜的數學運算。遞迴最小平方演算法每次更新權重向量需要 $4M^2 + 4M + 2$ 個複數乘法[4]，其中 M 代表所需的權重個數總數。



2.3 智慧型天線對系統的改善及主要用途

智慧型天線系統利用控制主動元件來改變電波輻射場型，達到空間分集的功能並實現空間分隔多重進接存取之機制，它可以降低時間延遲擴散(time delay spread)與多重路徑衰落(multi-path fading)的影響，增加發射效率與系統蓋範圍及改善通訊品質與系統容量等優點，下面則將對各項智慧型天線的優點加以描述與分析[14][15][16][17]：

- **改善通道容量及頻譜使用率**

在無線通訊系統中如何改善通道容量以及有效利用頻譜是個重要的議題。在不降低通訊品質為前題之下，增加用戶數量可以提高頻譜使用

率，所以通道容量越大與頻譜使用效率越高，亦即增加通道容量可以使更多用戶以相同的資料傳輸速率進行通訊進而增加頻譜使用效率。利用智慧型天線波束合成技術，系統的操作功率比傳統系統低，可增加載波干擾比(Carrier-to-interference Ratio, CIR)，並提高通道的頻率再使用率，進而增加系統容量。

● 增加發射功率

由於智慧型天線不同於全向性天線(omni-directional antenna)，具有在特定方向上形成較大的天線增益之特性，因此在相同細胞(cell)大小條件之下，可以降低發射機的功率。如此，不僅可減少同頻干擾的現象，同時可增加電池壽命、縮減電池大小與降低發射機的價格。然而，對接收機而言，其代價是增加設計複雜度及需要解決較多的零組件形成的空間問題，所以目前無線通訊系統之應用大多將智慧型天線系統架設在基地站台之中。當然，倘若行動用戶端能同時使用智慧型天線架構，對系統的整體效能具有提升的作用。



● 增加系統涵蓋範圍

使用傳統單一全向性天線之系統在傳送信號時，會對360°方位進行傳送，因此容易造成功率率的浪費。而智慧型天線系統只對使用者所在的特定方位進行傳送，因此在相同發射功率的條件下，智慧型天線系統可使得基地台的服務區域擴大而增加系統之涵蓋範圍。上鏈時，因為智慧型天線擁有較高的天線增益，而對訊號傳播造成的路徑損失所能容忍的值亦較高，因此在相同的發射功率下，由於對路徑損失容忍度的增加，因此可以延伸使用者與基地台間的距離；在下鏈時，位於基地台的智慧型天線會依據使用者所在位置產生一方向較集中、功率較大的窄波束來傳遞訊號，因此使用者在相同距離的條件下將接收到較大功率的訊號，相對的，相同發射功率的條件下，使用者能在較遠的距離接收到由基地台所發射的訊號。

● 降低時間延遲擴散及多重路徑衰落的影响

由於電波的多重路徑傳播特性將造成接收天線所收到的信號為各路徑成份的加成，而每個路徑成份則會因其傳播路徑長度、遮蔽物特性等不

同因素影響，造成其振幅大小、信號相位、到達時間、到達方向等的變化。智慧型天線系統可使用波束形成技術來抑制多重路徑成分及使用空間分集機制來降低信號衰落，進而減少多重路徑效應的影響。智慧型天線會依據使用者所在位置產生一特定方向的窄波束來傳遞訊號，因此使用者將接收到方向較集中，功率較大的信號，而其它方向則會因為波束場型的限制而降低其接收功率，利用此多重路徑消除(multi-path cancellation)方式，可使得在接收信號時，能有效降低延遲擴散、減少多重路徑數目、集中路徑成分功率及降低同頻干擾的效果；有異於多重路徑消除方式，智慧型天線可使用天線分集之機制來善加利用每一路徑成分的功率，達到降低信號衰落的影響，並可利用分集增益(diversity gain)的效應減少發射功率。

● 提升通訊品質

在通訊系統中，分析通訊品質的方法通常是在一定訊雜比的條件下分析位元錯誤率(Bit Error Rate, BER)或符元錯誤率(Symbol Error Rate, SER)，或是在一定的位元錯誤率或符元錯誤率條件下比較訊雜比的需求。一般來說，增加通訊的品質的作法是利用提高訊雜比的方式來達到所要求的位元錯誤率或符元錯誤率。然而，由於智慧型天線系統可利用其所產生之特定波束場型來抑制多重路徑或使用空間分集之機制來降低信號衰落。因此，在不增加發射功率的前提下，使用智慧型天線能增加訊雜比，進而達到提升通訊品質的目的。

第三章 正交分頻多工技術

3.1 正交分頻多工技術介紹

正交分頻多工系統的基本原理，是將原有的資料傳輸序列分配在多個不同的子載波上平行傳送，如圖3.1所示。

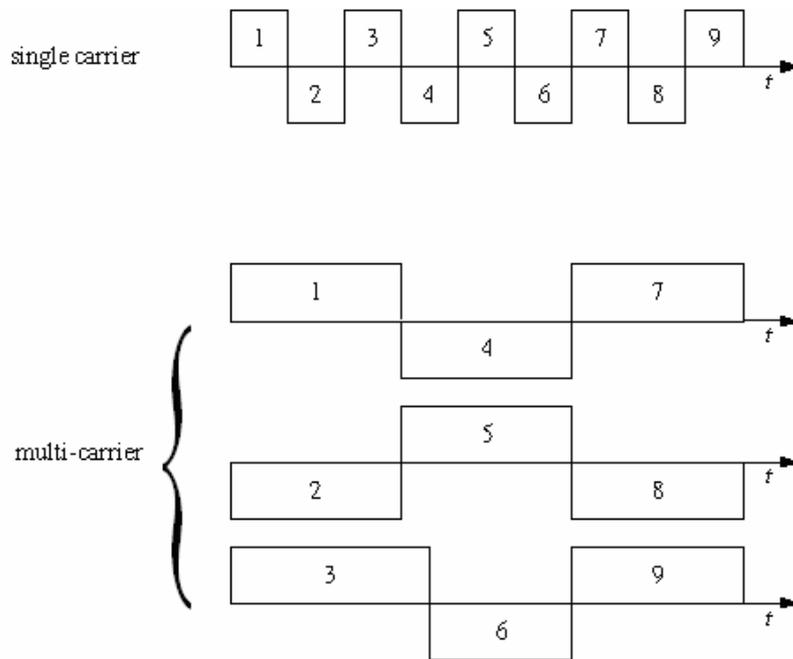


圖3.1 多載波傳輸示意圖

因此，在時域上，每一子載波上的傳輸時間間隔增為原本時間間隔的數倍，使得在每個子載波上的符元持續時間(Symbol Duration)增加，因此可以降低由多重路徑延遲擴散所引起的符際干擾(Inter Symbol Interference)。在頻域上，若共使用 N 個子載波，則相對於原本串列傳輸而言，各個子載波的頻寬相對變小 N 倍，於是在遭遇到多重路徑衰落通道時，通道之同調頻寬(Coherence Bandwidth)便大於子載波的頻寬，因此對於各別的子載波而言，可視為平坦衰落(Flat fading)的通道。

在頻譜使用效益上，傳統分頻多工 (Frequency Division Multiplexing, FDM) 子載波頻譜間不相互重疊，如圖3.2(a)所示。而正交分頻多工系統中，子載波相互維持正交，而子載波間是相互重疊，如圖3.2(b)所示，藉此來達成頻譜的高利用率。

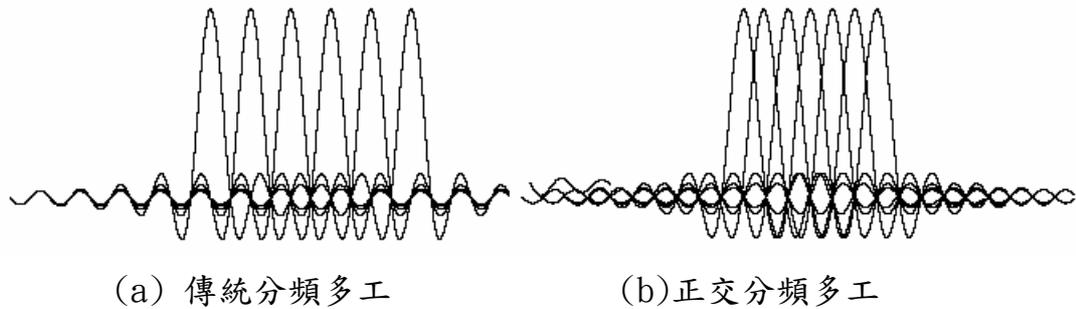


圖 3.2 傳統分頻多工與正交分頻多工比較圖

分析二種不同的方式之頻譜效益可以得到如下結果。

傳統單載波系統之頻寬效益：

$$\begin{aligned}
 W &= \frac{(1+\beta)}{T_s} \\
 R &= \frac{\log_2 M}{T_s} \text{ bits/sec} \\
 \frac{R}{W} &= \frac{1}{1+\beta} \log_2 M \tag{3.1}
 \end{aligned}$$

其中 β 為滾邊因子 (Roll-off Factor)， M 為字母系統大小 (Alphabet Size)， N 為子載波總數。

使用重疊的多載波系統之頻寬效益：

$$\begin{aligned}
 W &= (N+1) \cdot \frac{1}{NT_s} \\
 R &= \frac{\log_2 M}{T_s} \text{ bits/sec} \\
 \frac{R}{W} &\cong \log_2 M \tag{3.2}
 \end{aligned}$$

比較(3.1)式和(3.2)式，使用重疊的多載波系統所得的頻寬效益較傳統單載波系統約好上 $(1+\beta)$ 倍。

正交分頻多工系統中，子載波上所傳送的符元使用相移鍵(Phase-Shift Keying, PSK) 或正交振幅調變(Quadrature-Amplitude Modulation, QAM)，所有子載波的符元一起構成一個正交分頻多工區塊，其時域信號為所有調變後的子載波總合所組成，其基頻數學表示式為(3.3)式。

$$d(t) = \begin{cases} \sum_{i=-\frac{N_s}{2}}^{\frac{N_s}{2}-1} d_{i+\frac{N_s}{2}} \exp(j2\pi \frac{i}{T}(t-t_s)), & t_s \leq T \leq t_s + T \\ 0, & t < t_s \text{ and } t > t_s + T \end{cases} \quad (3.3)$$

其中 d_i 為複數的符元， N_s 為子載波的總數， T 為符元區間， t_s 為符元開始時間。在時域中，正交分頻多工信號可以視為由多個擁有整數個週期且不同頻率的正交子載波疊加所組成。圖3.3為正交分頻多工傳送端調變器示意圖。

上述為基本的類比正交分頻多工系統，需要多組的震盪器傳送正交分頻多工信號，然而，要同時設計多組的震盪器複雜度太高，不利於硬體實現。因此，實際上，要實現正交分頻多工系統，是採用數位的快速傅立葉(IFFT/FFT)的方式，如(3.4)式所示。

$$s(t) = \sum_{i=-\frac{N_s}{2}}^{\frac{N_s}{2}-1} d_{i+\frac{N_s}{2}} \exp(j2\pi \frac{i}{N_s T_s}(t-t_s))$$

$$s(k) = \frac{1}{N_s} s(t = kT_s) = \frac{1}{N_s} \sum_{i=-\frac{N_s}{2}}^{\frac{N_s}{2}-1} d_{i+\frac{N_s}{2}} \exp(j2\pi \frac{ik}{N_s}), \quad k = 0, 1, \dots, N_s - 1$$

$$s(k) = \text{IFFT}\{d_{i+\frac{N_s}{2}}\} \quad (3.4)$$

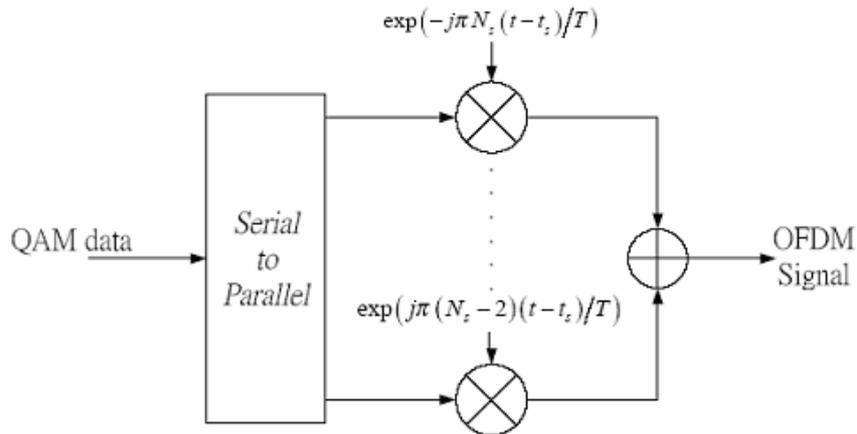


圖 3.3 正交分頻多工系統傳送端調變器示意圖

由(3.4)式, 以時域與頻域的觀點來看分頻正交多工信號, $s(k)$ 為時域的類比波形取樣點, 而符元 $d_{i+N_s/2}$ 則為頻域上每個子載波的信號。因此, 正交分頻多工系統可用傅立葉轉換之方式實現。為了使用快速傅立葉轉換實現正交分頻多工系統, 必須對信號取樣, 而且取樣信號必須滿足取樣定理, 即取樣頻率必須大於等於兩倍信號頻寬。實際使用正交分頻多工系統時, 經常不會將全部的子載波用來載送信號, 而這些不送信號的子載波稱之為虛擬載波(Virtual Carriers)。

3.2 保護區間(Guard Interval)與載波正交性

多路徑延遲擴散除了造成符元之間的干擾外, 也會造成正交分頻多工系統中不同區塊間的干擾(Inter-Block-Interference, IBI)。為了消除此干擾, 在每一分頻正交多工區塊中加入保護區間, 如圖3.4所示。

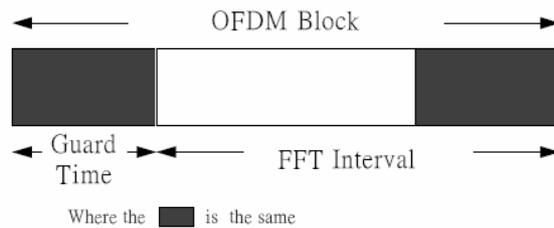


圖3.4 正交分頻多工系統之保護區間示意圖

保護區間的長度必須大於所預期之最大多路徑延遲擴散，才能確保正交分頻多工區塊不會受到上一個正交分頻多工區塊干擾。

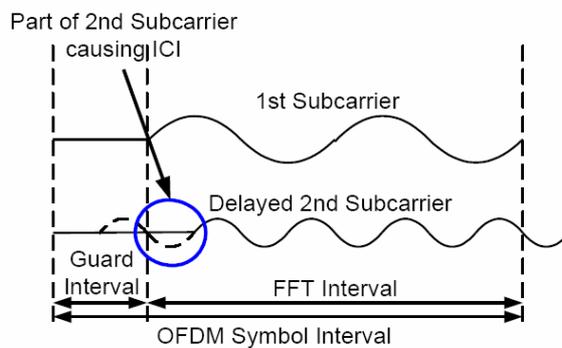


圖3.5 保護區間內不送信號引起載波間干擾之示意圖

圖3.5[18]為當保護區間內沒有傳送信號時的示意圖，此時會造成引起載波間干擾(Inter-Carrier-Interference, ICI)。因此為了維持子載波間的正交性，因此必須在保護區間內加入正交分頻多工信號尾部之一段信號。

只要傳輸延遲延展小於保護區間，則在一個完整快速傅立葉轉換之區間中總是有整數倍週期的弦波，如此仍然可維持載波之間的正交性而不會有載波間干擾現象發生，下面以圖3.6為例子說明。

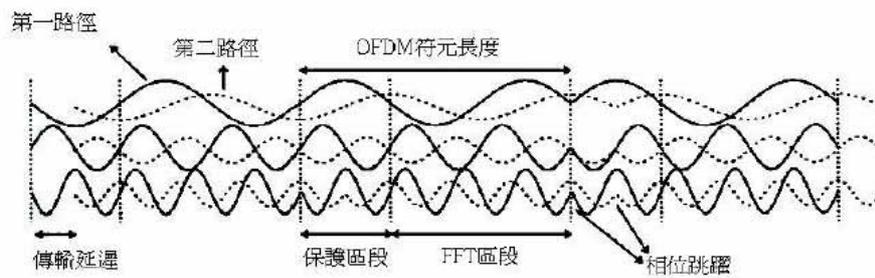


圖3.6 傳輸延遲延展小於保護區間示意圖

圖3.6[18]為兩個路徑的傳輸，實線部份代表第一路徑，虛線部分代表第二路徑，也就是實線的正交分頻多工信號延遲。注意在正交分頻多工符元邊界處會發生相位跳躍的情形，用來表示不同符元之間的不連續。對於虛線信號而言，其相位跳躍發生在第一個路徑之後的某一特定延遲，當此延遲小於保護區間，則在完整的快速傅立葉轉換區間中不會有相位跳躍，因此雖然正交分頻多工信號有相位的變化，因為有週期延伸的保護區間存在，使得載波之間仍然維持正交性。若是最大傳輸延遲大於保護區間，則在快速傅立葉轉換區間內會有相位跳躍，使得載波之間失去正交性，載波間干擾便會出現。

符元同步若是有誤差，造成取到的快速傅立葉區間往前移幾點或者往後移幾點，只要載波仍然維持正交，僅造成相位偏轉(Phase Rotation)，可利用通道估測的方式加以補償，因此接收端仍可作正確的解調變。反之，若是正交性被破壞，則接收端便無法進行正確的解調變。

3.3 正交分頻多工系統之優缺點

綜而言之，正交分頻多工系統主要的優點如下：

- 正交分頻多工系統能抵抗多路徑傳輸的干擾，不需要複雜的時域等化器，可降低複雜度。假設一系統可容忍的延遲擴散固定，正交分頻多工系統可以簡單的克服延遲擴散所引起的信號干擾，而單載波系統卻需要一個

複雜度相當高的等化器來消除延遲擴散所引起的信號干擾。

- 在緩慢的時變通道中，可以根據各個不同載波的訊雜比，而給予不同載波不同的調變方式，來增加系統的容量。
- 正交分頻多工系統具有頻率分集(Frequency Diversity)的效果，比單載波機制更能夠對抗窄頻干擾，因為窄頻干擾只能影響很少比例的載波數目。

正交分頻多工系統與單載波機制相比，也有一些缺點，可說明如下：

- 正交分頻多工系統，會經過快速傅立葉轉換，會將數個載波相加，將會造成嚴重的之功率峰對平均值(peak-to-average power ratio, PAPR)問題，造成非線性失真，增加功率放大器設計之複雜度。
- 正交分頻多工系統對於載波頻率偏差、取樣頻率偏差與相位雜訊較為敏感，容易破壞正交性而造成載波間干擾，因此對同步要求相當嚴格。



第四章 應用於正交分頻多工系統之波束形成技術

本章討論如何將智慧型天線應用於正交分頻多工系統。當上鏈(uplink)時，使用智慧型天線接收正交分頻多工信號，根據結構不同區分成兩種型態，第一種類型是前置-快速傅立葉轉換型(Pre-FFT type)，第二種是後置-快速傅立葉轉換型(Post-FFT type)。

4.1 通道模型

介於傳送端天線與擁有 K 根之接收天線陣列之間之多重路徑通道的脈衝響應(Impulse response)，可以表示為[19][20][21]：

$$\mathbf{h}(t, \tau) = \sum_{l=1}^L \rho_l(t) \exp[j\beta_l(t)] \mathbf{a}(\theta_l(t)) \delta[\tau - \tau_l(t)] \quad (4.1)$$

其中 L 為路徑的總數量， $\rho_l(t)$ 為第 l 個路徑之振幅大小，且其分佈為雷利分佈(Rayleigh distribution)， $\beta_l(t)$ 為均勻分佈之相角位移， $\delta(\bullet)$ 為脈衝函數(Dirac-delta function)。 $\mathbf{a}(\theta_l(t))$ 為陣列響應向量，其數學表示式為

$$\mathbf{a}(\theta_l(t)) = [1 \quad e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}d \cos \theta_l(t)} \quad \dots \quad e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}(K-1)d \cos \theta_l(t)}]^T \quad (4.2)$$

其中 K 為天線總數量， $\theta_l(t)$ 為到達角度，其機率分布為均勻分布(uniformly distributed)， λ 為載波波長。

θ_l 之機率分布為：

$$P_{\theta_l}(\boldsymbol{\theta}_l) = \begin{cases} \frac{1}{\Delta}, & \Theta_l - \frac{\Delta}{2} \leq \boldsymbol{\theta}_l \leq \Theta_l + \frac{\Delta}{2} \\ 0, & otherwise \end{cases} \quad (4.3)$$

其中 Δ 為角度擴散(angle spread)， Θ_l 為第 l 個路徑之到達角度之中心(central angle of arrival)。

4.2 前置-快速傅立葉轉換型天線系統

4.2.1 前置-快速傅立葉轉換型之結構

前置-快速傅立葉轉換之結構如圖4.1(b)所示。

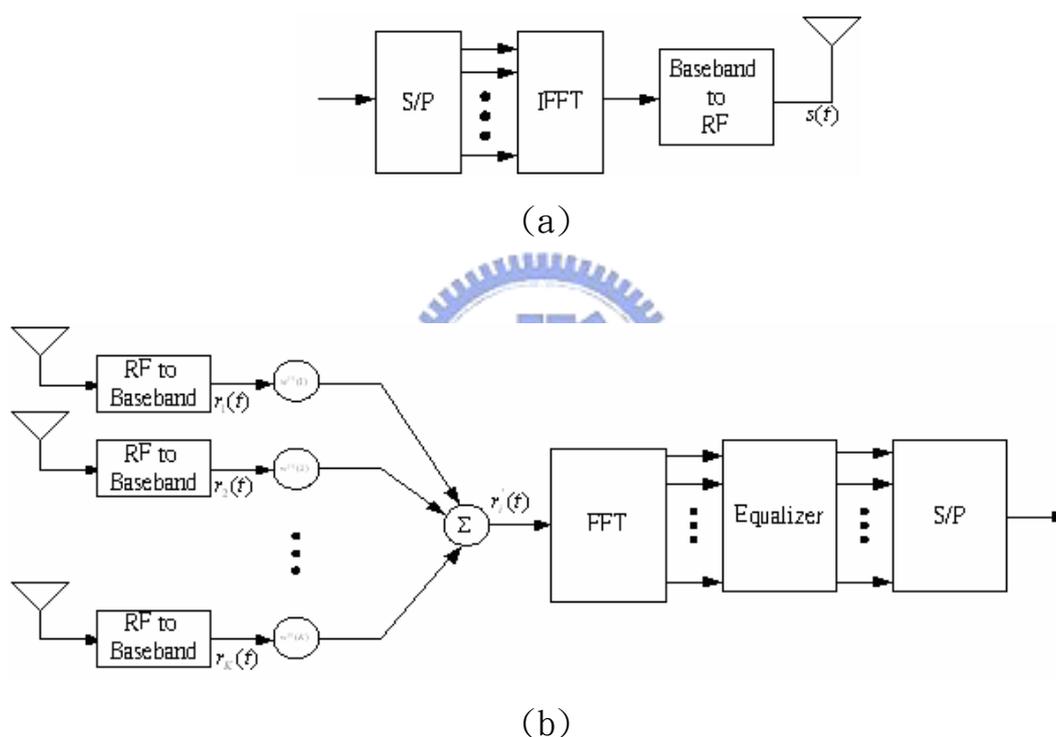


圖 4.1 (a)正交分頻多工系統之傳送端 (b)前置-快速傅立葉轉換型天線陣列

波束形成之基本原理是用一組複數的權重向量 \mathbf{w} 來調整無線電波的波束場型，其數學表示為

$$\mathbf{w} = [w_1 \quad w_2 \quad \dots \quad w_K] \quad (4.4)$$

使用適當的輻射場型收發訊號，以得到空間分集之功能來增強訊號強度與抑制雜訊及同頻干擾，當權重向量置於快速傅立葉轉換之前，即在時域上

對信號做處理，則稱為前置-快速傅立葉轉換型結構。

關於前置-快速傅立葉轉換型天線陣列的各種演算法已被提出 [22][23][24]，各種演算法都有其優缺點。其中若使用切換波束式的做法，可以滿足低複雜度的需求，並可有效提升系統效能。4.2.2及4.2.3小節將會介紹前置-快速傅立葉轉換型天線陣列。

4.2.2 理想切換波束天線陣列

在 2.2 節中，已對切換波束天線陣列做了初步的介紹，其主要概念是在幾組預先設計的權重向量中，選擇出一組最佳的權重向量來接收信號。

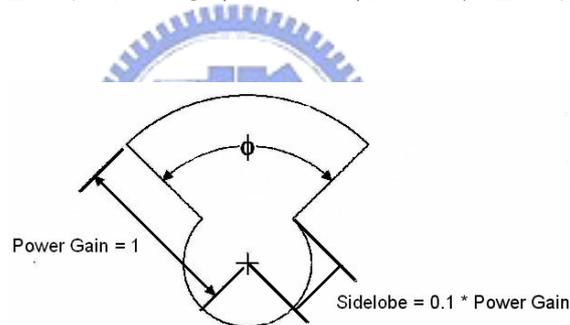


圖 4.2 理想波束

切換波束天線陣列重點在於，首先要設計幾組低旁波帶(low sidelobe)的波束，即是需要事先設計幾組權重向量；其次要能根據使用者信號到達角度的不同，精準的選擇出使用何組權重向量。

理想切換波束天線陣列即是可以產生理想波束如圖 4.2[25]，波束內對於任意的到達角度的增益均為 1，旁波帶的增益為波束的 0.1 倍，並且接收天線可以準確的判斷信號到達角度，進而決定使用者信號所位於的波束。

前置-快速傅立葉轉換型天線陣列的輸入信號 $\mathbf{r}(t)$ 之數學表示為

$$\begin{aligned} \mathbf{r}(t) &= \int_{-\infty}^{\infty} \mathbf{h}(t, \tau) s(t - \tau) d\tau + \sum_{i=1}^U \int_{-\infty}^{\infty} \mathbf{h}_{l,i}(t, \tau) s_{l,i}(t - \tau) d\tau + \mathbf{n}(t) \\ &= [r_1(t) \quad r_2(t) \quad \dots \quad r_K(t)]^T \end{aligned} \quad (4.5)$$

其中 $\mathbf{h}(t, \tau)$ 為使用者信號所經過的通道， $s(t)$ 為使用者所傳送的信號， $\mathbf{h}_{l,i}(t, \tau)$ 為第 i 個干擾源所經過通道， $s_{l,i}(t)$ 為第 i 個干擾源，總共有 U 個干擾源， $\mathbf{n}(t)$ 為可加性白色高斯雜訊。

表 4.1 系統參數設定

Antenna array	ULA
Antenna spacing	$\frac{\lambda}{2}$
Number of antenna	4
Center frequency	2.54GHz
Signal bandwidth	3.5MHz
FFT length	256
Data subcarriers	256
Symbol period	$73.14 \mu s$
Subcarrier spacing	13.67KHz
modulation	QPSK
Channel coding	No
Angle spread	1°
Normalized Doppler Frequency	0.001

信號在平坦衰減的通道中傳輸，且使用者信號只受一個同頻干擾(5dB)所影響，且不受雜訊所干擾，詳細系統參數設定列於表 4.1。模擬下面幾種情況：

- (1) 單接收天線的情況。
- (2) 使用者信號到達角度為 50° ，同頻干擾信號到達角度 120° 。

(3) 使用者信號到達角度為 50° ，同頻干擾信號到達角度亦為 50° 。

(4) 平均的效能表現。

模擬結果如圖 4.3 所示。

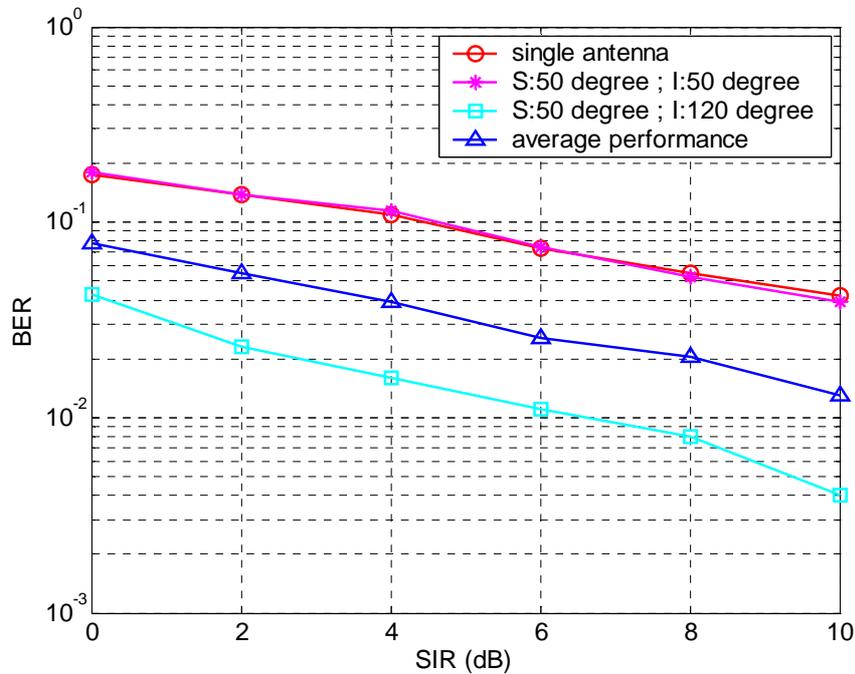


圖 4.3 理想切換波束式天線陣列

理想的切換波束式天線陣列會根據使用者信號的到達角度選擇其相對應波束，使用者信號到達角度若和干擾信號的到達角度差異很大時，即干擾信號的到達角度落於所選擇的波束之外，如(2)的情況，此時干擾信號會被有效的壓抑，可以大幅改善系統效能(約 10dB)。若使用者信號的到達角度若和干擾信號的到達角度差異很小時，理想切換波束天線陣列無法有效區分使用者信號與干擾信號，此時與單天線接收狀況相同，無法有效改善系統效能。由圖 4.3 模擬圖所示，理想切換波束式天線陣列相較於單天線系統，可提升約 6dB。

4.2.3 切換波束式天線系統

切換波束式天線陣列，是由幾個固定波束所形成的，每個波束的特性是由其各自的權重向量所決定，每個波束負責各自的方向以及範圍。如圖 4.2 中低旁波帶之波束要實現是很困難，在實際的設計上，我們只能盡可能去設計低旁波帶之波束，[26][27][28]均有討論低旁波帶之波束設計。

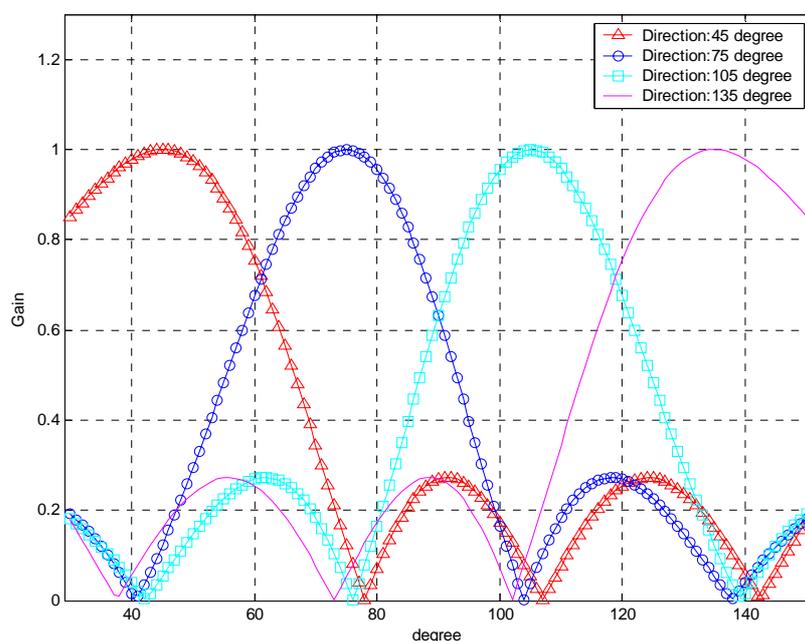


圖 4.4 波束對於不同到達角度的增益之示意圖

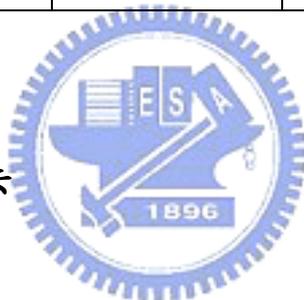
設計一組含有 K 根天線，四組權重向量之切換波束式天線陣列[29]， $\mathbf{w}^{(i)} = [w^{(i)}(1) \ w^{(i)}(2) \ \dots \ w^{(i)}(K)]$ ， $(i=1..4)$ ，對於均勻線性陣列天線而言， $w^{(i)}(k) = e^{j2\pi(k-1)\cos(\varphi_i)d/\lambda}$ ， $(k=1..K)$ ，其中 φ_i 代表第 i^{th} 波束的主要方向。圖 4.4 為 $K=4$ 時，波束對於不同到達角度的增益之示意圖。其中 $\varphi_1 = 45^\circ$ ， $\varphi_2 = 75^\circ$ ， $\varphi_3 = 105^\circ$ ， $\varphi_4 = 135^\circ$ ，權重向量的數值列於表 4.2。

觀察圖 4.4，此設計出的 4 個波束，適合用來接收到達角度介於 30° 到 150° 之信號。同一波束對於不同入射角度有不同之增益，且不同波束

間會有部分重疊，這都將導致切換波束式天線陣列的效能下降。3.2.3.1 節及 3.2.3.2 節將會介紹，如何由四組權重向量中決定，適合的權重向量 \mathbf{w} 。

表 4.2 切換波束式天線陣列之權重向量

	$\mathbf{w}^{(1)}$	$\mathbf{w}^{(2)}$	$\mathbf{w}^{(3)}$	$\mathbf{w}^{(4)}$
1 st antenna	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000
2 nd antenna	-0.6057 - 0.7957i	0.6872 - 0.7264i	0.6872 + 0.7264i	-0.6057 + 0.7957i
3 rd antenna	-0.2663 + 0.9639i	-0.0554 - 0.9985i	-0.0554 + 0.9985i	-0.2663 - 0.9639i
4 th antenna	0.9282 - 0.3720i	-0.7634 - 0.6460i	-0.7634 + 0.6460i	0.9282 + 0.3720i



4.2.3.1 最大能量法

如圖 4.1(b)所示，在時間點 t 接收到的信號為 $r_i'(t)$ ，不同的權重向量 $\mathbf{w}^{(i)}$ 會對應不同的接收信號 $r_i'(t)$ 之產生， $\mathbf{w}^{(i)}$ 表示第 i 組權重向量， $r_i'(t)$ 數學表示式為

$$r_i'(t) = \mathbf{w}^{(i)} \mathbf{r}(t) \quad (4.6)$$

其中

$$\mathbf{r}(t) = [r_1(t) \quad r_2(t) \quad \dots \quad r_k(t)]^T \quad (4.7)$$

此時必須從四組預先定義的權重向量中，選擇一組 $\mathbf{w}^{(i)}$ ，提升系統效能，此選擇法則如下：

$$\mathbf{w} = \arg \max_{\mathbf{w}^{(i)}} \sum_{t=0}^{P-1} (\mathbf{w}^{(i)} \mathbf{r}(t))^2 \quad (4.8)$$

$$= \arg \max_{\mathbf{w}^{(i)}} \sum_{t=0}^{P-1} (r_i'(t))^2, \quad i=1,2,\dots,4 \quad (4.9)$$

其中 P 為觀察區間[29]。由(4.8)式所示，必須在從四組不同的 Beamformed 接收信號能量 ($\sum_{t=1}^P (r_1'(t))^2$, $\sum_{t=1}^P (r_2'(t))^2$, $\sum_{t=1}^P (r_3'(t))^2$, $\sum_{t=1}^P (r_4'(t))^2$) 中找出最大的值，並由此決定相對權重向量 \mathbf{w} 的數值，當 \mathbf{w} 決定之後，即使用此組權重向量 \mathbf{w} 做信號的接收。經過此天線陣列後之接收信號可表示為：

$$r'(t) = \mathbf{w}^H \mathbf{r}(t) \quad (4.10)$$

4.2.3.2 最大能量法模擬分析

系統主要參數設定如表 4.1 所示，使用者信號在平坦衰落通道中傳輸，使用者的信號只受可加性白色高斯雜訊所影響， $P=100$ ，討論以下幾種情形：

- (1) 使用單接收天線系統。
- (2) 使用者的信號到達角度為 45° 。
- (3) 使用者的信號到達角度為 60° 。
- (4) 使用者的信號到達角度介於 30° 於 150° 時之平均效能表現。

模擬結果如圖 4.5 所示。

由圖 4.5，因為設計之波束對於不同到達角度的信號有不同的增益，所以到達角度為 45° 較 60° 有較佳的性能表現。總體來說使用切換波束式天線陣列較使用單接收天線系統有較佳的性能表現。切換波束式天線陣列在訊雜比越高的情況下性能表現會愈來愈好，因為在訊雜比愈高的狀況下，可以愈準確的選擇波束。

當使用者的信號在平坦衰落通道中傳輸，欲求的信號同時受可加性白色高斯雜訊所影響以及一個同頻干擾(SIR=5dB)所影響， $P=100$ ，討論以下幾種情形：

- (1) 使用單接收天線系統。

- (2) 使用者的信號到達角度為 50° ，同頻干擾到達角度為 120° 。
- (3) 使用者的信號到達角度為 50° ，同頻干擾到達角度為 50° 。
- (4) 使用者的信號到達角度為 50° ，同頻干擾到達角度為 40° 。
- (5) 使用者與同頻干擾信號到達角度介於 30° 於 150° 時之平均效能表現。

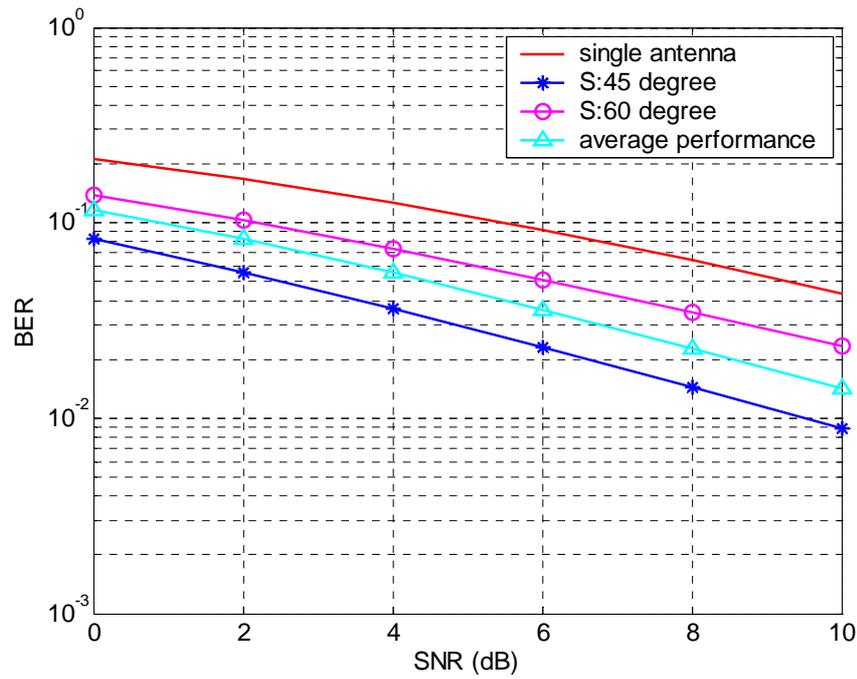


圖 4.5 在平坦衰落通道中無同頻干擾最大能量法之模擬

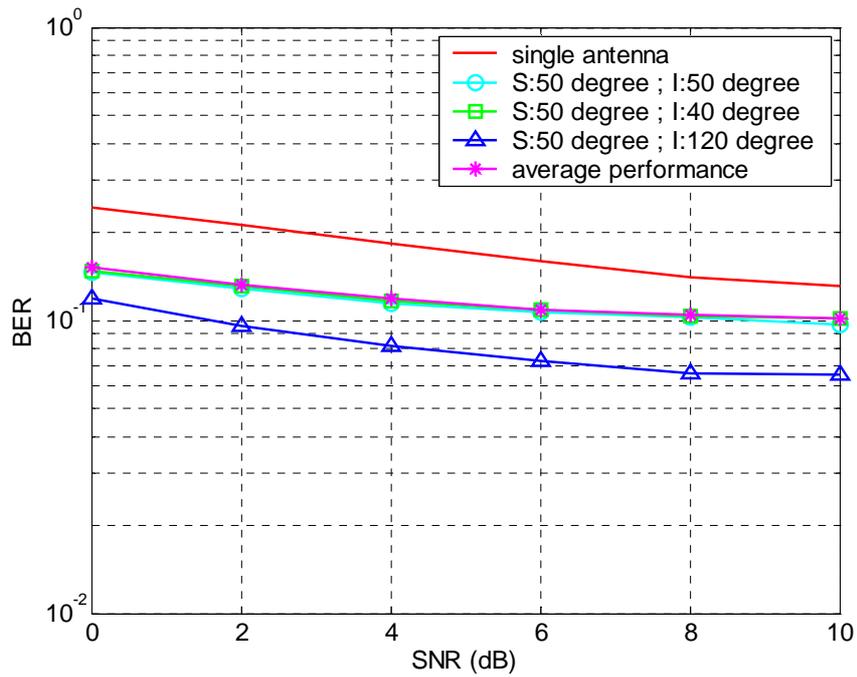


圖 4.6 在平坦衰落通道中受同頻干擾最大能量法之模擬

模擬結果如圖 4.6 所示。由圖 4.6，受到同頻干擾時，使用最大能量法，因為同頻干擾信號能量太大，以致於無法正確選擇最佳的波束，會發生誤差持平化(error floor)的現象。

4.3 後置-快速傅立葉轉換型天線陣列[29]

4.3.1 後置-快速傅立葉轉換型之結構

正交分頻多工信號在時域上之第 m 個取樣點可寫成

$$x_m = \sum_{n=0}^{N-1} X_n \exp\{j \frac{2\pi mn}{N}\}, \quad 0 \leq m \leq N-1 \quad (4.12)$$

其中 N 代表子載波的總數， X_n 代表第 n 個子載波上所傳送的信號。假設傳

輸通道為共有 L 個路徑之多重路徑通道，且接收天線陣列為共有 K 根天線之均勻間距線性陣列。使用窄波信號模型的假設之下，其第 k 根天線上之第 m 個取樣點之接收信號可以表示成：

$$r_{m,k} = \sum_{l=0}^{L-1} h_{m,l} x_m \exp\{-j(\frac{2\pi}{\lambda}(k-1)d \cos \theta)\} + n_{m,k} ,$$

$$0 \leq m \leq N-1 \quad (4.13)$$

其中 d 為天線擺放之間距， λ 為載波波長， θ 為到達角度， $h_{m,l}$ 為隨機變數，其意義為第 l 個路徑在時間點 m 時之通道脈衝響應(channel impulse response)， $n_{m,k}$ 為第 k 根天線在之第 m 個取樣點之可相加性白色高斯雜訊。我們可將(4.13)式整理成：

$$r_{m,k} = \sum_{l=0}^{L-1} h_{m,l} x_m \exp\{-jw_k(\theta)\} + n_{m,k} \quad (4.14)$$

其中

$$w_k(\theta) = \frac{2\pi}{\lambda}(k-1)d \cos \theta \quad (4.15)$$

假設防護區間長度大於延遲擴散，則符際干擾效應可以被完全的消除。在第 k 根天線之第 n 個子載波上信號可表為：

$$Y_{n,k} = \sum_{m=0}^{N-1} \sum_{l=0}^{L-1} X_m H_l(n-m) \exp\{-j(\frac{2\pi ml}{N} + w_k(\theta))\} + N_{n,k}$$

$$= \left[\sum_{l=0}^{L-1} H_l(0) \exp\{-j(\frac{2\pi nl}{N} + w_k(\theta))\} \right] X_n$$

$$+ \sum_{m=0, m \neq n}^{N-1} \sum_{l=0}^{L-1} X_m H_l(n-m) \exp\{-j(\frac{2\pi ml}{N} + w_k(\theta))\} + N_{n,k}$$

$$= \alpha_{n,k} X_n + \beta_{n,k} + N_{n,k} , \quad 0 \leq n \leq N-1 \quad (4.16)$$

其中 $N_{n,k}$ 為第 k 根天線在之第 n 個子載波上之可加性白色高斯雜訊， $\alpha_{n,k}$ 為第 k 根天線上第 n 個子載波之衰減乘數(multiplicative distortion)，是由通道特性所造成， $\beta_{n,k}$ 為載波間干擾項， $H_l(n-m)$ 為時變的多重路徑通道 $h_{m,l}$ 經快速傅立葉轉換後之結果，其數學表示式為：

$$H_l(n-m) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} h_{m,l} \exp\{-j\frac{2\pi k(n-m)}{N}\} \quad (4.17)$$

假設多重路徑通道在一個正交分頻多工的符元期間(symbol duration)

為非時變(time-invariant)的，則(4.17)式中 $H_l(n-m)$ 的值會為零，無載波間干擾產生，且(4.16)式中 $\beta_{n,k}$ 為零。在(4.16)式中， $\alpha_{n,k}$ ，可在第 n 個子載波上，使用一開關等化器(one-tap equalizer)，消除其效應。然而 $\alpha_{n,k}$ 中，包含了 $w_k(\theta)$ ，其包含了到達角度的資訊。因此，為了保留到達角度的資訊，將不使用等化器。必須保留 $\alpha_{n,k}$ ，即保留了到達角度的資訊，並利用此資訊形成波束，使其指向使用者的方位。

使用最小平均平方誤差法則時，當適應性波束形成演算法收斂下，要能使 $\alpha_{n,k}$ 之效應減到最小。每個子載波上受到的 $\alpha_{n,k}$ 影響不盡相同，若只使用一組權重向量所構成的波束形成器，來抑制失真項，效能表現將不理想。因此，必須針對不同子載波個別處理，及每個子載波擁有各自的波束形成器，才能獲得較佳的系統效能，如圖 4.7 所示，為後置-快速傅立葉轉換型天線陣列結構[29]。

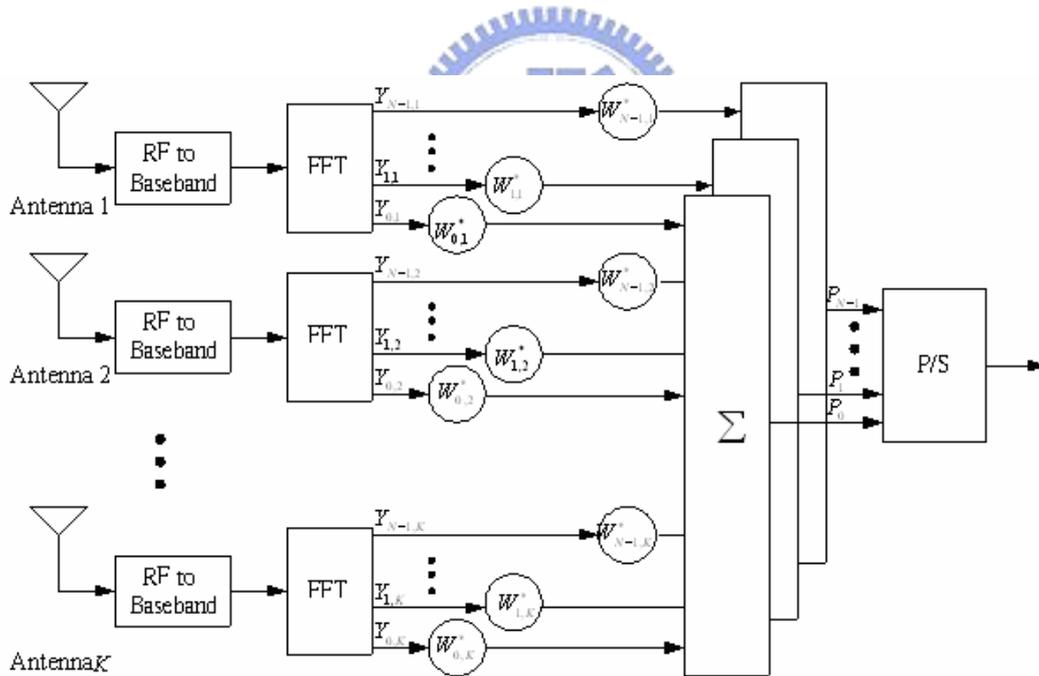


圖 4.7 後置快速傅立葉轉換天線陣列結構

由圖 4.7，每根天線擁有各自的快速傅立葉轉換結構，且其權重向量位於快速傅立葉轉換結構之後，相當於是在頻域上做信號處理，針對每個位於不同頻帶上的子載波分開進行處理。每個子載波擁有各自的波束形成

器, 第 n 個子載波的波束形成器之輸出之數學表示式為:

$$P_n = \sum_{k=1}^K \mathbf{W}_{n,k}^* Y_{n,k} \quad , \quad 0 \leq n \leq N-1 \quad (4.18)$$

其中 $\mathbf{W}_{n,k}$ 為第 k 根天線上之第 n 個子載波之權重向量, $Y_{n,k}$ 為第 k 根天線上之第 n 個子載波之信號, 即(4.16)式中之 $Y_{n,k}$ 。

使用最小平均平方誤差法則之後置-快速傅立葉轉換型天線陣列, 可以省略等化器, 因為位於每個子載波上的波束形成器會將每個子載波上各別不同之乘法的失真所產生的效應, 降到最小。這是一個很大的優勢, 因為要設計性能良好的等化器, 必須估測通道之頻率響應, 而在干擾嚴重的環境之下, 要精確估測使用者之通道頻率響應, 不容易達成。因此, 在干擾嚴重的環境下, 可以使用後置-快速傅立葉轉換型天線陣列, 來避免遭遇通道估測的問題。

針對每個位於不同頻帶上的子載波使用不同的波束形成器來分開進行處理, 還有另外的優勢, 就是能有效抑制窄頻帶之干擾(Narrowband interference)。窄頻帶之干擾只會影響在信號頻寬之內部分特定頻率之信號, 也就是只會影響幾個特定的子載波。因此, 使用多個波束合成器可以擁有較大的彈性, 因為可針對每個子載波所面臨的環境、遭受的干擾而自行產生各自的最佳權重向量。

4.3.1.1 倒置取樣矩陣演算法之模擬

如先前所提, 後置-快速傅立葉轉換型天線陣列是針對不同的子載波分開個別處理。權重向量必須隨著時間而被更新。使用倒置取樣矩陣演算法時, 具有收斂快速的特性, 但為了估測信號的統計特性, 必須事先收集大量的資料, 將會導致時間上的延遲。倒置取樣矩陣演算(SMI)亦稱為最小平方誤差法(Least Square Error)。

在第 f 個子載波上，接收信號之自相關矩陣 \mathbf{R}_f 和互相關向量 \mathbf{p}_f

$$\hat{\mathbf{R}}_f = \frac{1}{N_1 - N_2} \sum_{n=N_1}^{N_2} \mathbf{Y}_f(n) \mathbf{Y}_f^H(n) \quad (4.19)$$

其中

$$\mathbf{Y}_f(n) = [Y_{f,1} \quad Y_{f,2} \quad \dots \quad Y_{f,K}]^T$$

$$\hat{\mathbf{p}}_f = \frac{1}{N_1 - N_2} \sum_{n=N_1}^{N_2} \mathbf{Y}_f(n) d_f^*(n) \quad (4.20)$$

其中 N_1 及 N_2 分別為觀測區間的起始時刻及終止時刻， $\mathbf{x}_f(n)$ 為第 f 個子載波上之輸入信號， $d_f(n)$ 為第 f 個子載波上之欲求信號。權重向量為

$$\mathbf{W}_f = \hat{\mathbf{R}}_f^{-1} \hat{\mathbf{p}}_f \quad (4.21)$$

其中

$$\mathbf{W}_f = [W_{f,0} \quad W_{f,1} \quad \dots \quad W_{f,K}]^T \quad (4.22)$$

每個子載波均會透過(4.21)式，求得各自權重向量 \mathbf{W}_f 。

傳送信號的架構(frame)如圖 4.8 所示，由 20 個正交分頻多工之符元所組成。

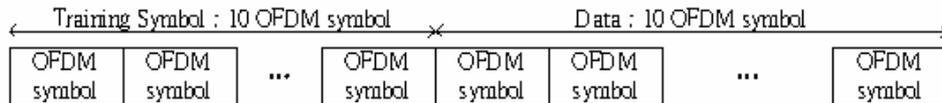


圖 4.8 正交分頻多工信號之架構

為了確保演算可以收斂，自行定義前面 10 個正交分頻多工之符號為訓練符號，後面 10 個為欲傳送資料之符號。在時變(time-variant)的通道中，為了適應通道，權重向量必須不斷更新，我們可以利用前面 10 個正交分頻多工符號求得權重向量，但在傳送欲傳送資料之符號時，並無訓練信號

$d_f(n)$ 可以使用，此時可利用“決策-直接模式(decision-directed mode)”，繼續更新權重向量。“決策-直接模式”即將欲傳送之符號經過決策後直接當作訓練信號使用。

圖 4.9 為當使用者的信號在平坦衰落通道中傳輸，使用者的信號只受可加性白色高斯雜訊所影響，主要系統參數設定如表 4.1 所示，討論以下幾種情形：

- (1) 使用單接收天線系統。
- (2) 使用者的信號到達角度為 45° 。
- (3) 使用者的信號到達角度為 60° 。
- (4) 使用者的信號到達角度介於 30° 於 150° 時之平均效能表現。

圖 4.10 為當使用者的信號在平坦衰落通道中傳輸，使用者的信號同時受可加性白色高斯雜訊以及一個同頻干擾(SIR=5dB)所影響，主要系統參數設定如表 4.1 所示，討論以下幾種情形：

- (1) 使用單接收天線系統。
- (2) 使用者的信號到達角度 50° ，同頻干擾信號到達角度 120° 。
- (3) 使用者的信號到達角度 50° ，同頻干擾信號到達角度 50° 。
- (4) 使用者的信號到達角度 50° ，同頻干擾信號到達角度 40° 。
- (5) 使用者與同頻干擾信號到達角度介於 30° 於 150° 時之平均效能表現。

由圖 4.9，倒置取樣矩陣演算法與切換波束式天線陣列不同，可以根據信號到達角度不同計算出不同的權重向量，系統效能維持一定，不因到達角度不同而有所影響。

由圖 4.10，若使用者的信號到達角度 50° ，同頻干擾信號到達角度 40° ，切換式波束式天線陣列無法順利區分使用者信號與同頻干擾信號，但倒置取樣矩陣演算法可以調整權重向量，區分出兩者不同，有效提升系統效能。

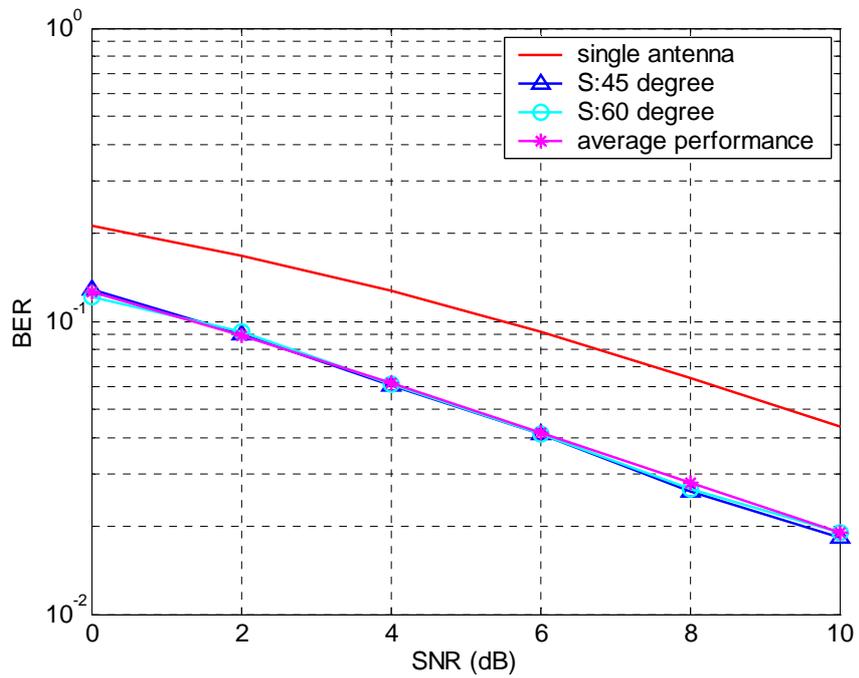


圖 4.9 在平坦衰落通道中無同頻干擾倒置取樣矩陣演算法之模擬

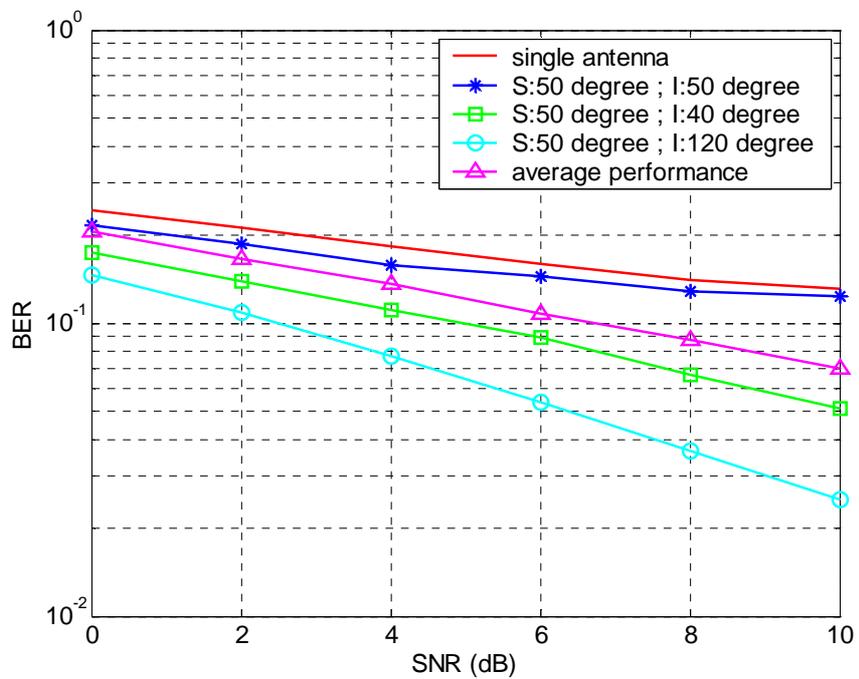


圖 4.10 在平坦衰落通道中受同頻干擾倒置取樣矩陣演算法之模擬

4.3.1.2 子載波群組化(Subcarrier clustering)

對於分正交分頻多工的信號而言，若在給定固定信號頻寬之下，當使用的子載波數目越多，則相鄰子載波上的通道頻率響應會越相似。因此，我們可將相鄰的幾個子載波，視為同一個群組，並使用同一個波束形成器，稱為子載波群組化[30]。

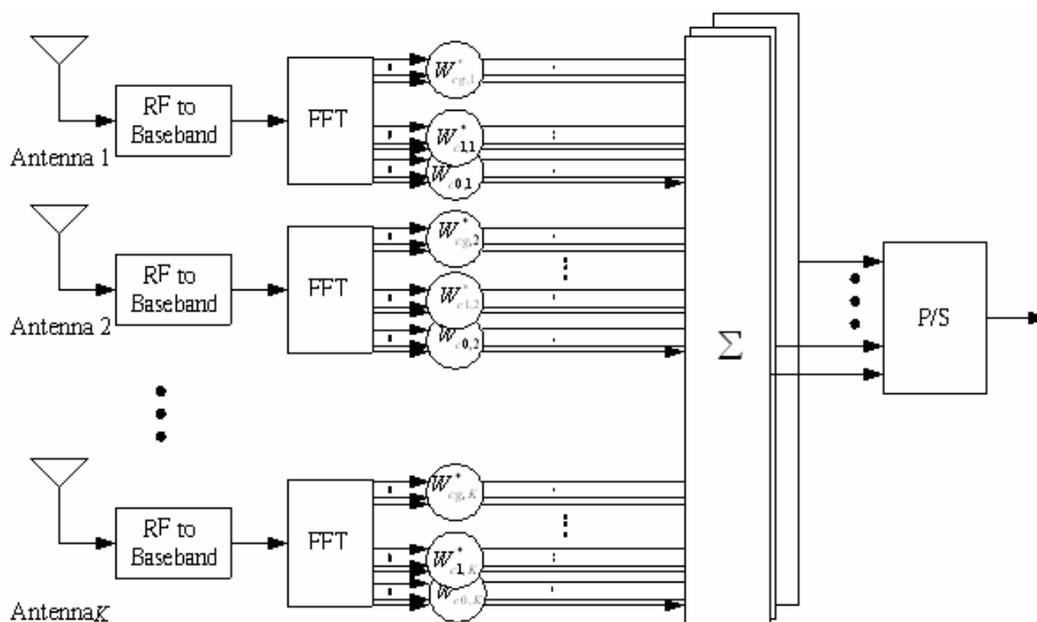


圖 4.11 子載波群組化的結構

後置-快速傅立葉轉換型天線陣列雖然可以有效的提升系統能，但是其結構過於複雜，且需要龐大的計算量，我們可以利用子載波群組化的概念，來降低複雜度。圖 4.11 為後置-快速傅立葉轉換型天線陣列結合子載波群組化之結構圖。圖 4.11 所示，將共 S 個相鄰的子載波視為一個群組，使用同一組權重向量，總共包含 g 組權重向量， $N = S \times g$ 。 N 為子載波總數。

圖 4.12 及圖 4.13 為在平坦衰落的通道之中，使用子載波群組化的結構，不受同頻干擾與受到一個同頻干擾(5dB)的模擬圖，系統參數如表

4.1 所示。當 $g=1$ 時，我們只計算第 128 個子載波上的權重向量，並套用於其餘的子載波上。由圖 4.12 及圖 4.13 所示，在平坦衰落的通道中，每個子載波上所受到的效應非常類似，所以 $g=256$ 與 $g=1$ 對於提升系統效能而言差異不大，但是 $g=1$ 卻可大幅簡化運算量。

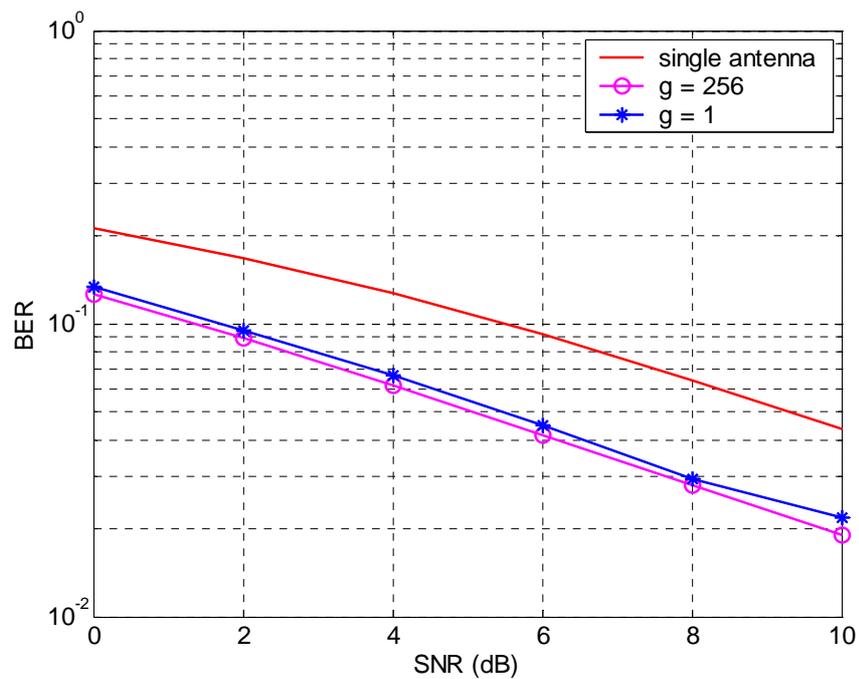


圖 4.12 在平坦衰落通道中無同頻干擾子載波群組化之模擬

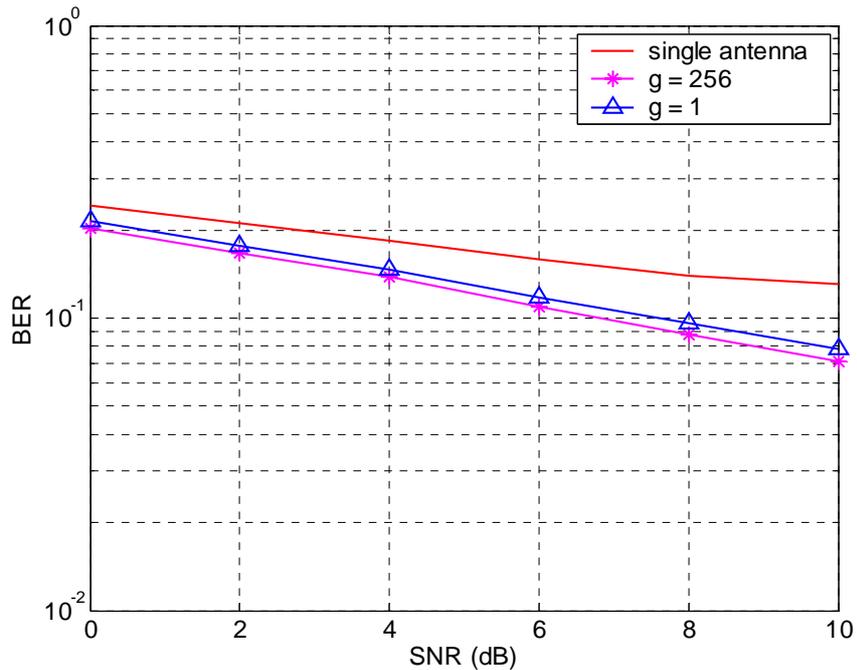


圖 4.13 在平坦衰落通道中受同頻干擾子載波群組化之模擬

當使用者信號在頻率選擇性衰落之通道 (frequency-selective channel) 傳輸時，比較兩種選擇法則之差異。頻率選擇性衰落之通道包含兩條能量相等之路徑 (two ray equal power channel)。通道包含 2 條路徑，且每條路徑的能量相等。由 (4.1) 式，假設第 l 條路徑的到達角度之中心 Θ_l ，為介於 30° 與 150° 之間均勻分布之隨機變數。

圖 4.14 及圖 4.15 為在頻率選擇性衰落的通道之中，使用子載波群組化的結構，不受同頻干擾與受到一個同頻干擾 (5dB) 的模擬圖，系統參數如表 4.1 所示。由圖 4.14 及圖 4.15 所示，在頻率選擇性衰落的通道之中，每個子載波的通道效應會有所差異，因此針對每個子載波個別處理會得到較好效能，當 S 值愈大，可以降低愈多的運算量，但是系統效能會愈差。

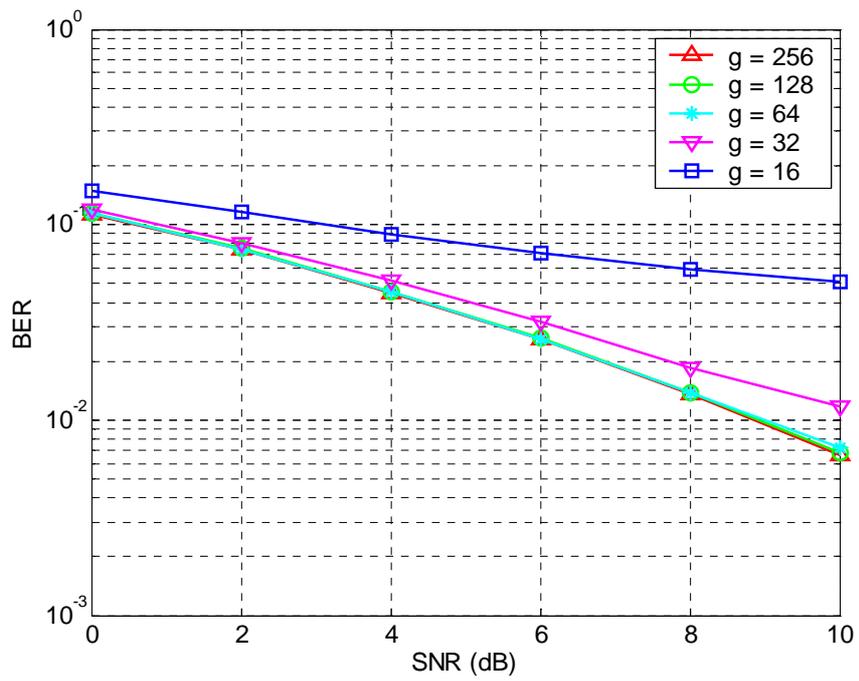


圖 4.14 在頻率選擇性衰落通道中無同頻干擾子載波群組化之模擬

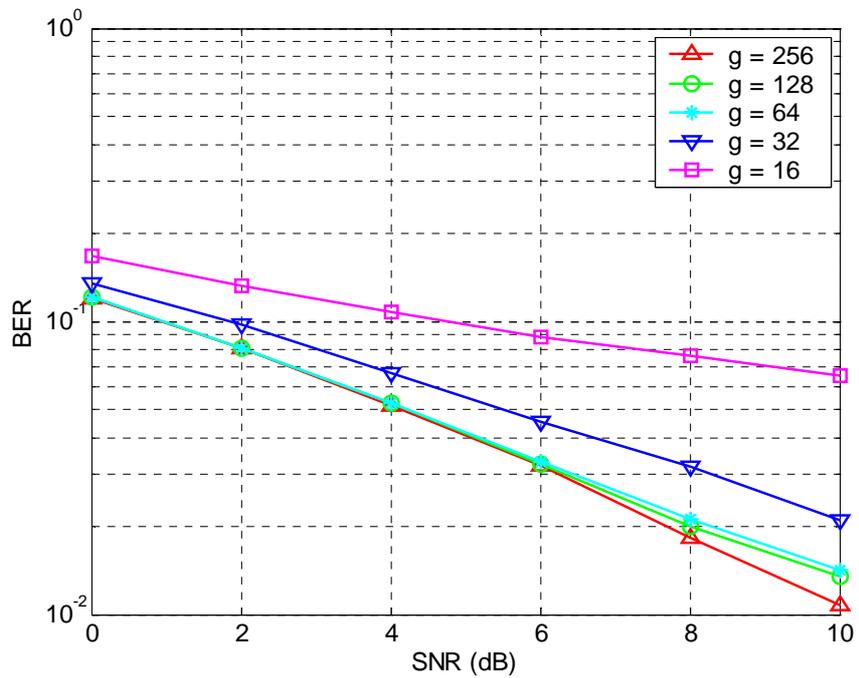


圖 4.15 在頻率選擇性衰落通道中受同頻干擾子載波群組化之模擬

4.3.1.3 子載波波束形成器之內插

由 4.3.1.2 小節，使用子載波群子化的概念雖然可以有效降低運算的複雜度，但在 g 愈小的的狀況下，也就是使用愈少的波束形成器的狀況之下，容易降低造成系統效能，因此可以利用不同的內插法來取代子載波群組化。以下分別討論四種不同內插法的概念以及對系統效能的影響，其中包含了線性內插法、Cubic Spline Interpolation、Lagrange Interpolation 以及 B-spline Interpolation。其中 Lagrange Interpolation 以及 B-spline Interpolation 可以使用 Farrow Structure，可以簡化硬體的複雜度。

● 線性內插法(Linear Interpolation)

線性內插的概念，如圖 4.16 所示，假設相鄰的權重向量存在線性關係，利用線性內插的方式，計算出相鄰的權重向量值。其數學表示如下：

$$\mathbf{w}_u(k) = \mathbf{w}(k) + \frac{u}{U}(\mathbf{w}(k+1) - \mathbf{w}(k)) \quad (4.23)$$

其中 U 代表兩相鄰已知權重向量之間距， $\mathbf{w}(k)$ 為第 k 個已知的權重向量， $\mathbf{w}_u(k)$ 為由 $\mathbf{w}(k)$ 與 $\mathbf{w}(k+1)$ 做線性內插所求得第 u 個權重向量。

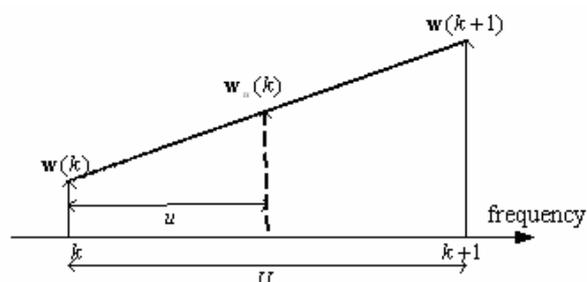


圖 4.16 線性內插法

圖 4.17 與圖 4.18 分別為在頻率選擇性衰落的通道中，不受同頻干擾與受到一個同頻干擾(5dB)時，使用線性內插法與子載波群組化的比較圖，系統參數如表 4.1 所示。觀察圖 4.17 與圖 4.18，當線性內插法的間

距愈大時，系統效能會愈差。但相較於子載波群組化，有較理想的效能表現。

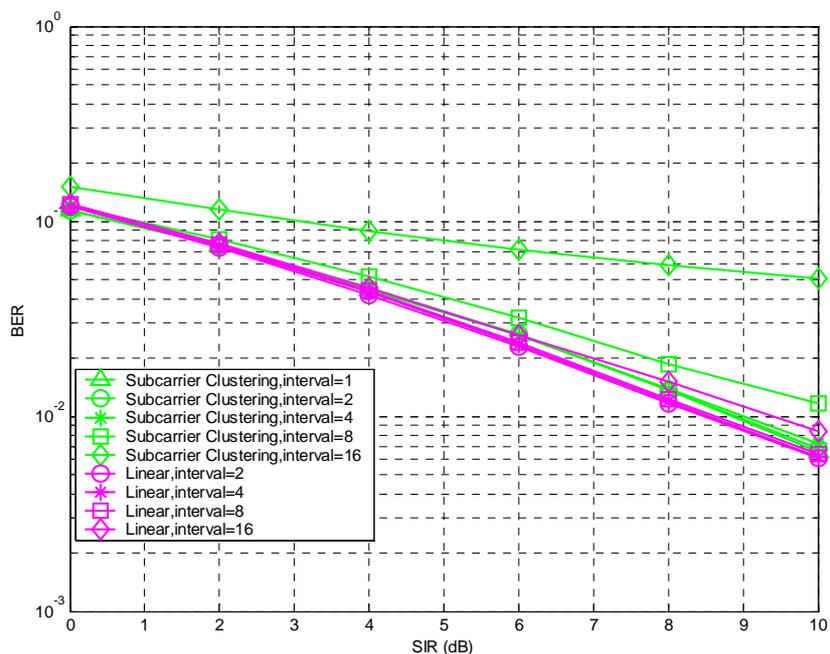


圖 4.17 在頻率選擇性衰落通道中無同頻干擾子載波群組化與線性內插法之比較圖

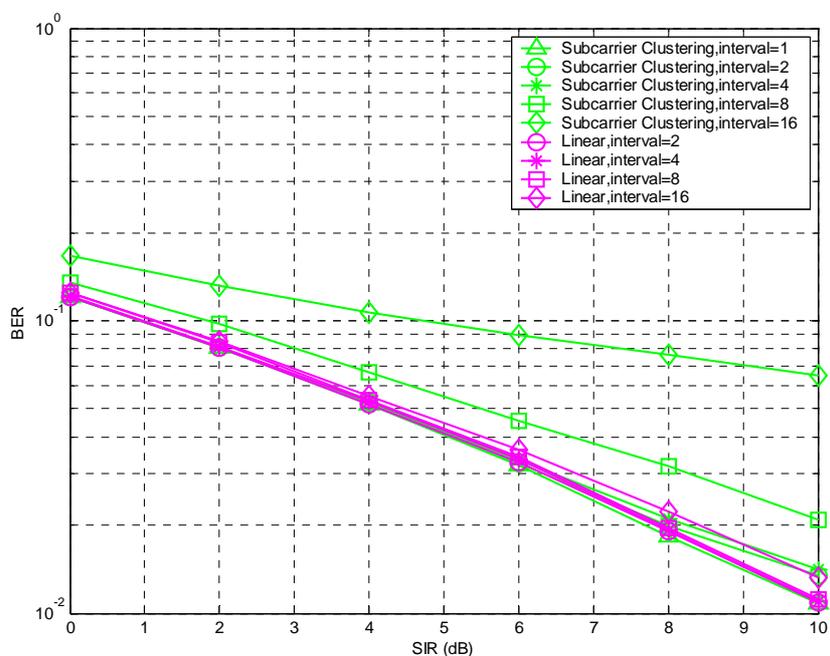


圖 4.18 在頻率選擇性衰落通道中受同頻干擾子載波群組化與線性內插法之比較圖

● Cubic Spline Interpolation

現實世界中的信號，其波形經常是連續的，且其微分後的數值也是連續的，Spline Interpolation 便是根據此概念所發展出來的。“Cubic Spline” 一個常見用來做 Spline Interpolation 的方法。其為一種利用 3 階多項式(third-order polynomial) 來實現內插的技術，其假設在兩個不同內插區間的邊界上，一階微分與二階微分會相等。上述假設符合一般連續信號的特性。利用接收的 L 點資料 ($w_0 \sim w_{L-1}$)，如圖 4.19 所示，建立位於第 i 個區間之連續曲線，此連續曲線可用 3 階多項式可表示

$$\widetilde{w}_i(f) = C_{3,i}f_i^3 + C_{2,i}f_i^2 + C_{1,i}f_i + C_{0,i} \quad (4.24)$$

共有 $4 \times (L-1)$ 個係數需要求解，因此必須建立 $4 \times (L-1)$ 組方程式，才可求得全部係數。假設兩相鄰多項式之一階微分與二階微分，在代入邊界處的數值後會相等，則共可以得到 $2 \times (L-1) + (L-2) + (L-2)$ 組方程式。此時，必須再假設位於起始點 w_0 與終點 w_{L-1} 之斜率為已知，才可獲得 $4 \times (L-1)$ 組方程式，才可求得全部係數。

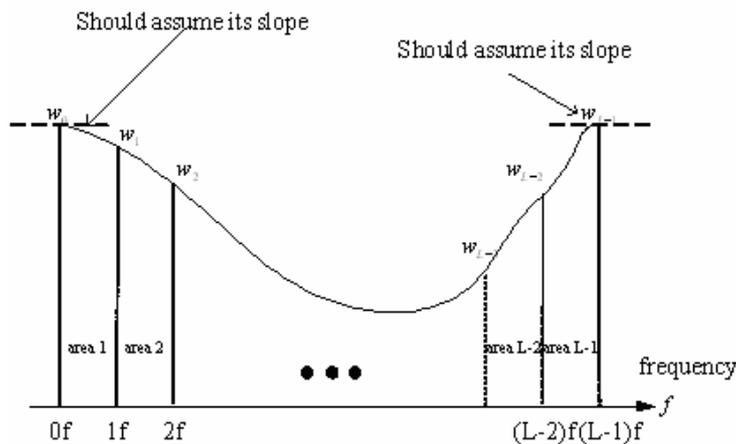


圖 4.19 Cubic Spline Interpolation

圖 4.20 與圖 4.21 分別為在頻率選擇性衰落的通道中，不受同頻干擾與受到一個同頻干擾(5dB)時，使用 Cubic Interpolation 與線性內插法

的比較圖，系統參數如表 4.1 所示。

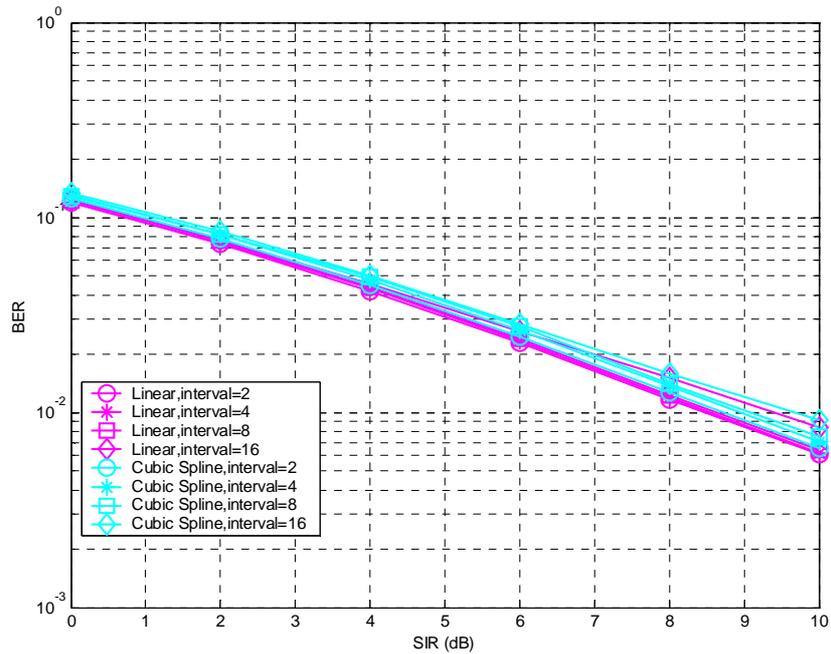


圖 4.20 在頻率選擇性衰落通道中無同頻干擾子載波群組化與線性內插法之比較圖

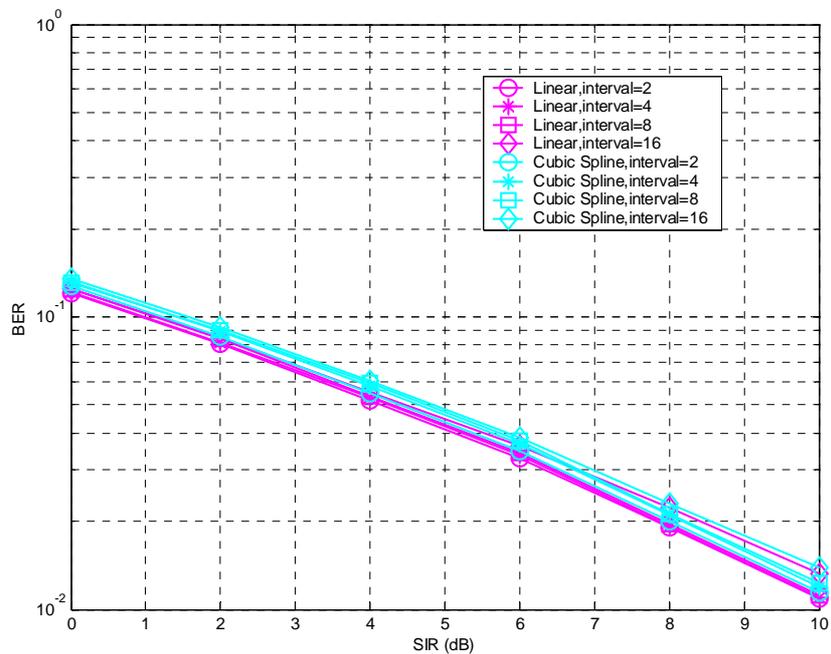


圖 4.21 在頻率選擇性衰落通道中受同頻干擾子載波群組化與線性內插法之比較圖

觀察圖 4.20 與圖 4.21，使用 Cubic Interpolation 相較於線性內插

法，由於 Cubic Interpolation 使用微分的概念，因此容易受到雜訊所影響，除了造成系統效能表現不如線性內插法，而且 Cubic Interpolation 必須求得一組龐大方程組之解，在實際硬體設計時並不實用，因此選用線性內插會是較佳的選擇。

● Lagrange Interpolation & B-spline Interpolation

Lagrange Interpolation 之概念如圖 4.22 所示[31]，為一個維度 $(L-1)$ 之多項式，且此多項式會通過 L 個已知的取樣點。此多項式之數學表示式為

$$\tilde{w}(Df) = \sum_{n=0}^{L-1} w_n \prod_{\substack{k=0 \\ k \neq n}}^{L-1} \frac{Df - kf}{nf - kf} \quad (4.25)$$

$$h(n) = \prod_{\substack{k=0 \\ k \neq n}}^{L-1} \frac{D-k}{n-k}, \quad n = 0, 1, 2, \dots, L-1 \quad (4.26)$$

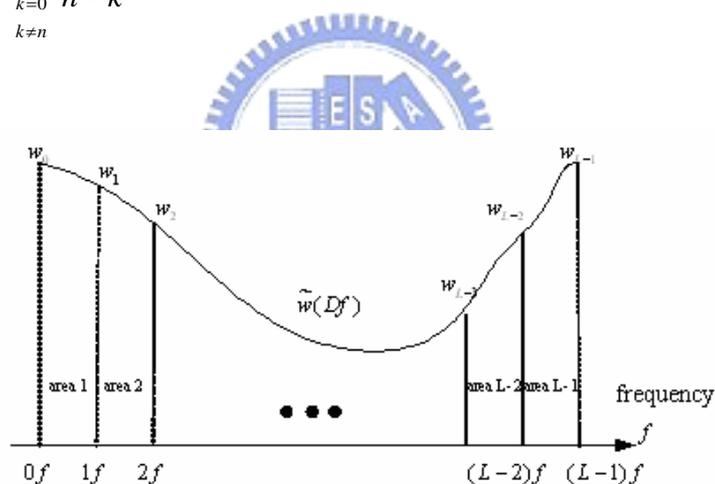


圖 4.22 Lagrange Interpolation 示意圖

有關 B-spline 部分[31]，一個簡單建立 B-spline 的方式為將方波 $h_1(t)$ 自己和自己做迴旋(convolve)，如圖 4.23 所示

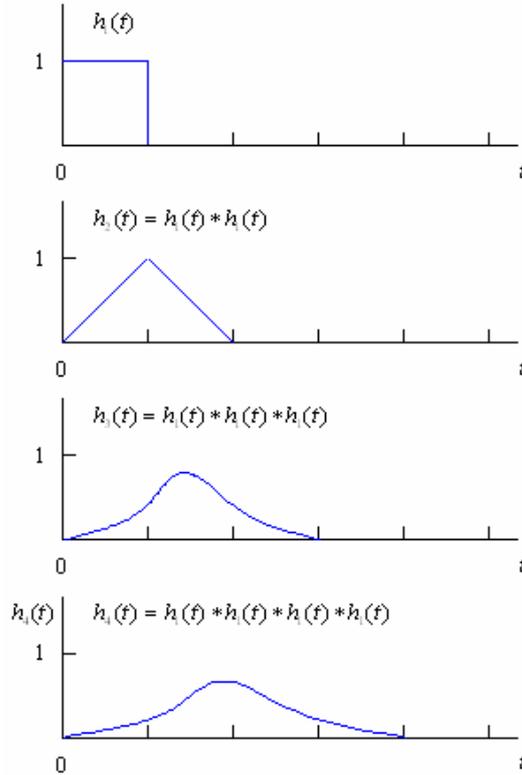


圖 4.23 Construction of B-splines

由圖 4.23, $h_2(t)$ 、 $h_3(t)$ 和 $h_4(t)$, 分別稱為 Linear B-spline, Quadratic B-spline 和 Cubic B-spline, 其數學表示式為

$$h_2(t) = \begin{cases} t+1, & -1 \leq t \leq 0 \\ 1-t, & 0 \leq t \leq 1 \end{cases} \quad (4.27)$$

$$h_3(t) = \begin{cases} \frac{1}{2}(t+\frac{3}{2})^2, & -\frac{3}{2} \leq t \leq -\frac{1}{2} \\ \frac{3}{4}-t^2, & -\frac{1}{2} \leq t \leq \frac{1}{2} \\ \frac{1}{2}(t-\frac{3}{2})^2, & \frac{1}{2} \leq t \leq \frac{3}{2} \end{cases} \quad (4.28)$$

$$h_4(t) = \begin{cases} \frac{2}{3} + \frac{1}{2}|t|^3 - t^2, & 0 \leq |t| \leq 1 \\ \frac{1}{6}(2-|t|)^3, & 1 \leq |t| \leq 2 \end{cases} \quad (4.29)$$

由[31], Farrow Structure 是一個用於實現連續可變的延遲元素 (continuously variable delay element) 非常有效的方法。基本概念在

於設計一組濾波器在欲求內插的範圍內(desired range)， $0 \leq d \leq 1$ ，去近似(approximation)一個少量延遲(fractional delay)的信號，即是近似一個少量延遲(fractional delay)的信號之 P 階多項式之係數。

$$h(n) = \sum_{m=0}^P c_{m,n} d^m, \quad n \in \{0, 1, 2, \dots, (L-1)\} \quad (4.30)$$

其中 $c_{m,n}$ 為近似多項式之係數。

由(4.30)，經過轉換後可得下式

$$\begin{aligned} H(z) &= \sum_{n=0}^{L-1} h(n) z^{-n} \\ &= \sum_{n=0}^{L-1} \left[\sum_{m=0}^P c_{m,n} d^m \right] z^{-n} \\ &= \sum_{m=0}^P \left[\sum_{n=0}^{L-1} c_{m,n} z^{-n} \right] d^m \\ &= \sum_{m=0}^P C_m(z) d^m \end{aligned} \quad (4.31)$$

此即為著名的 Farrow Structure，如圖 4.24 所示。

利用 Farrow Structure 可以產生任意時間延遲的信號。其延遲信號之正確性會與濾波器的長度 L 與多項式的階數 P 有關。由[31]，當 $L=4$ ， $P=3$ 時即有不錯的效果。一些利用多項式為基礎的內插器(interpolator)，如 Lagrange interpolation 和 B-spline interpolator 可用 Farrow Structure，不需任何近似，完整的實現。

增加濾波器的長度可使內插器獲得較佳的相角與振幅響應。但是濾波器愈長會增加運算量，且增加硬體複雜度。由表 4.3 與表 4.4，列出 Farrow Structure 之 $c_{m,n}$ 的係數。

表 4.3 Cubic Lagrange 係數

$C_{m,n}$	$m=0$	$m=1$	$m=2$	$m=3$
$n=0$	0	-1/6	0	1/6
$n=1$	0	1	1/2	-1/2
$n=2$	1	-1/2	-1	1/2
$n=3$	0	-1/3	1/2	-1/6

表 4.4 Cubic B-spline 係數

$C_{m,n}$	$m=0$	$m=1$	$m=2$	$m=3$
$n=0$	0	0	0	1/6
$n=1$	1/6	1/2	1/2	-1/2
$n=2$	2/3	0	-1	1/2
$n=3$	1/6	-1/2	1/2	-1/6

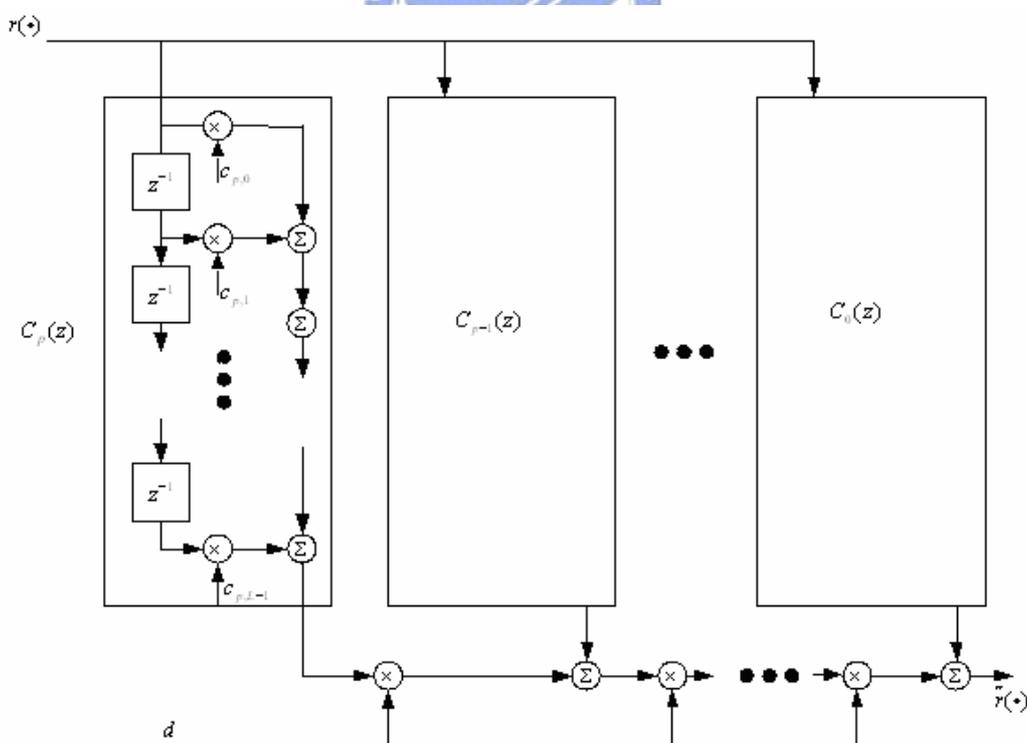


圖 4.24 Farrow Structure

由表 4.3 與表 4.4，Cubic Lagrange 內插器與 Cubic B-spline 內插

器之係數相當的簡單，且可用少量的乘法器與加法器所完成。由[31]，可將 Farrow Structure 簡化如圖 4.25 及圖 4.26。

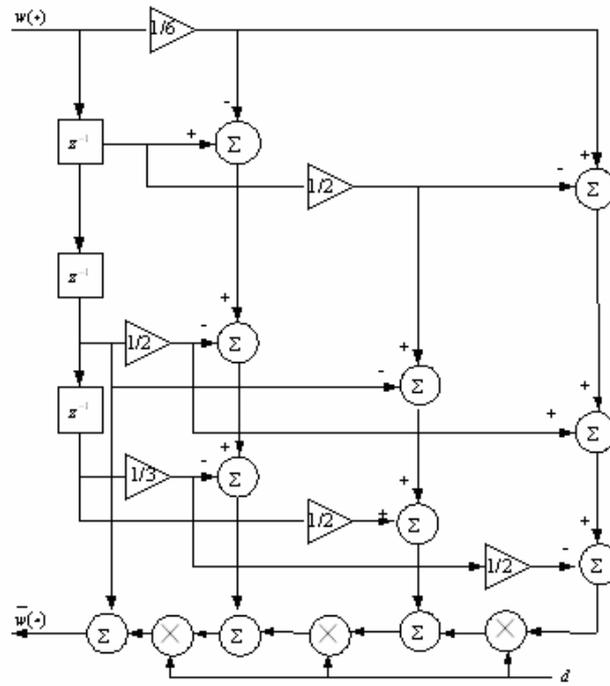


圖 4.25 Cubic Lagrange 內插器

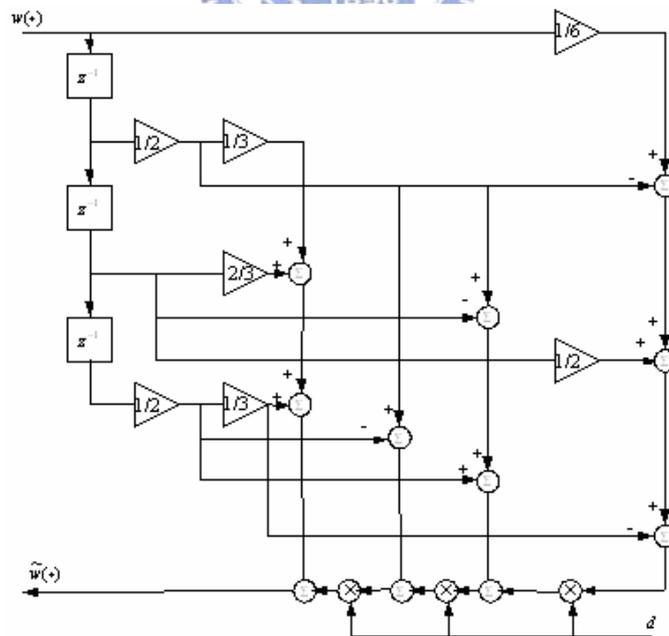


圖 4.26 Cubic B-spline 內插器

後置-快速傅立葉轉型結構，若針對每個不同子載波分別計算其權重

向量，所需的計算量過於龐大。因此，只計算在幾個特定的子載波上的權重向量，其餘子載波之權重向量透過內插之方式求得，透過此方式可有效減低運算量。即利用圖 4.25 及圖 4.26 所設計之內插器架構，來內插子載波上所需之權重向量值。

圖 4.27 所示，分別為使用者信號在頻率選擇性衰落通道中，包含兩條能量相等之路徑(two rays equal power channel)，使用不同內插法之比較圖，詳細的系統參數如表 4.1 所示。

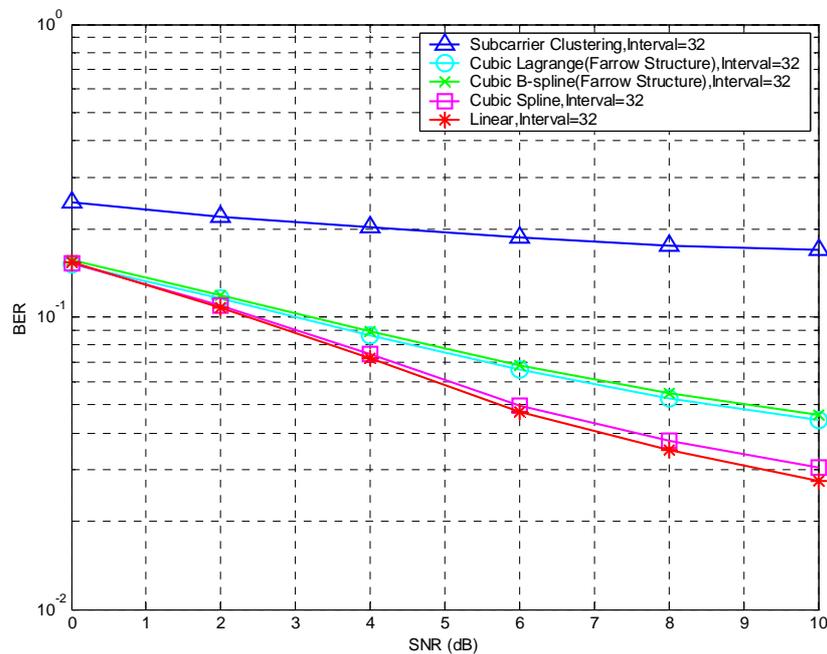


圖 4.27 各類型內插法比較圖

由圖 4.27 所示，在兩條能量相等之路徑之通道環境中，使用線性內插法會是較為理想的選擇。

使用不同內插法來降低後置-快速傅立葉轉換型波束形成器之複雜度，在效能表現上有所不同，所需的乘法量會亦有所不同。將不同內插法所需的乘法量列於表 4.5。

表 4.5 各類型內插法複雜度分析

Interpolation Type	Subcarrier Clustering	Linear	Cubic Spline[32]	Cubic Lagrange	Cubic B-spline
Multiplication	0	1	$\frac{4K}{L} + 4$	5	7

K : number of reference signals

L : reference signal spacing



第五章 新式波束形成器設計

5.1 最小平方誤差法(Least Square Error)

在 4.2.3.1 小節中，在前置-快速傅立葉轉換型中使用切換波束式天線系統，當採用最大能量法選擇波束時，在有同頻干擾的情況下無法選擇最佳的波束，會出現誤差持平化的現象。因此，提出利用最小平方誤差的概念，使用訓練信號，來選擇最佳波束，可以有效減輕誤差持平化的現象。

5.1.1 頻域最小平方誤差法(Frequency-Domain Least Square Error)



圖 5.1 為頻率域最小平方誤差法之結構。利用訓練訊號 $d_f(n)$ 與經等化器補償後的接收訊號 $r_i''(n)$ 之誤差，來選擇波束。數學表示式為：

$$\begin{aligned} \mathbf{w} &= \arg \min_{\mathbf{w}^{(i)}} \sum_{n=1}^N (d_f(n) - r_i''(n))^2 \\ &= \arg \min_{\mathbf{w}^{(i)}} \sum_{n=1}^N (e_f(n))^2, \quad i = 1, 2, \dots, 4 \end{aligned} \quad (5.1)$$

其中 N 為子載波總數。

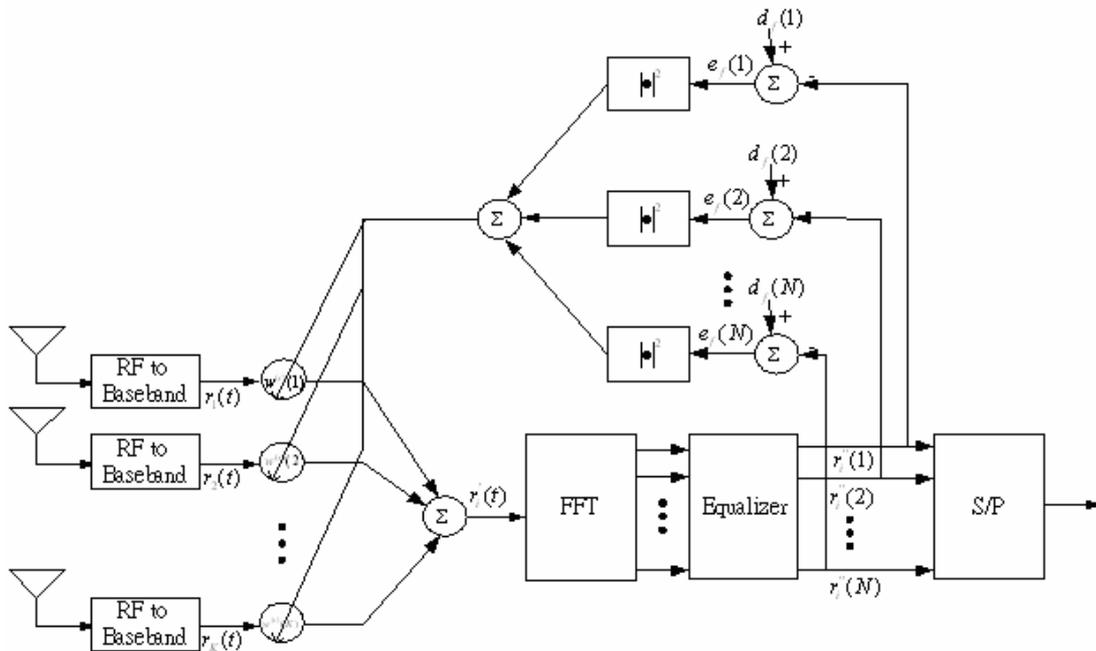


圖 5.1 頻域最小平方誤差法之結構

系統主要參數設定如表 4.1 所示，使用者的信號在平坦衰落通道中傳輸，使用者的信號只受可加性白色高斯雜訊所影響，討論以下幾種情形：

- (1) 使用單接收天線系統。
- (2) 使用者的信號到達角度為 45° 。
- (3) 使用者的信號到達角度為 60° 。
- (4) 使用者的信號到達角度介於 30° 於 150° 時之平均效能表現。

模擬結果如圖 5.2 所示。在沒有同頻干擾的狀況下，使用最小平方誤差法結果與使用最大能量法效果類似。

使用者的信號在平坦衰落通道中傳輸，同時受可加性白色高斯雜訊所影響以及一個同頻干擾(SIR=5dB)所影響，討論以下幾種情形：

- (1) 使用單接收天線系統。
- (2) 使用者的信號到達角度為 50° ，同頻干擾到達角度為 120° 。
- (3) 使用者的信號到達角度為 50° ，同頻干擾到達角度為 50° 。
- (4) 使用者的信號到達角度為 50° ，同頻干擾到達角度為 40° 。
- (5) 使用者與同頻干擾信號到達角度介於 30° 於 150° 時之平均效能表現。

模擬結果如圖 5.3 所示。可以較準確的選擇使用者信號所在波束，可以避免錯誤持平化現象的發生。

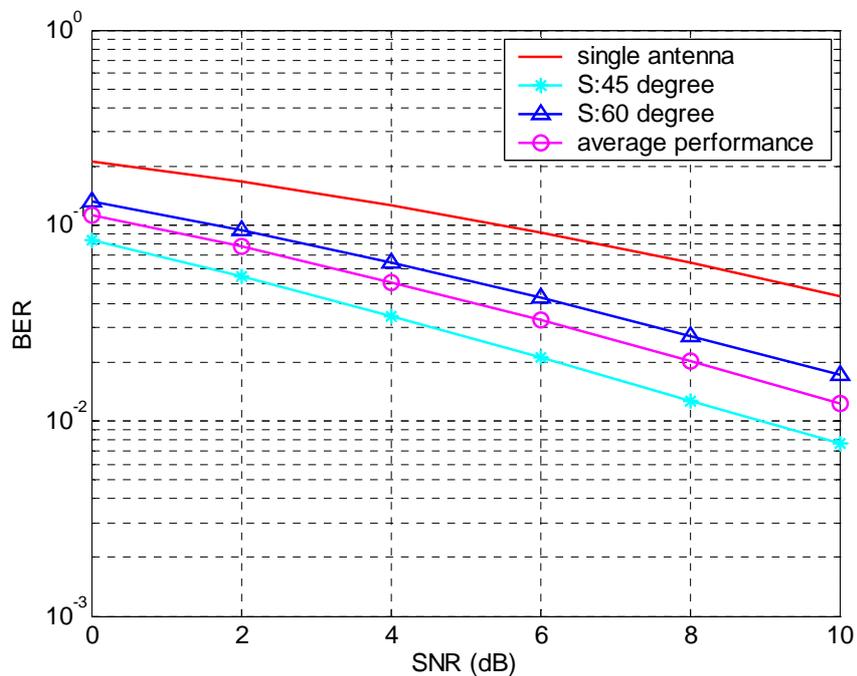


圖 5.2 在平坦衰落通道中無同頻干擾頻域最小平方誤差法之模擬

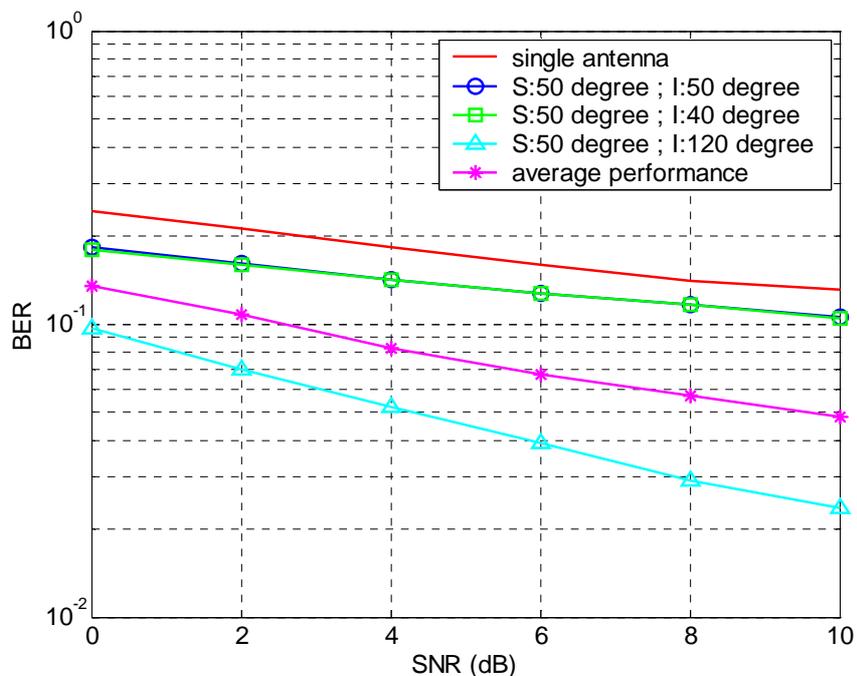


圖 5.3 平坦衰落通道中受同頻干擾頻域最小平方誤差法之模擬

5.1.2 時域最小平方誤差法(Time-Domain Least Square Error)

由 5.1.1 小節，使用頻率域上的訓練訊號來選擇最佳的波束。同理，可以使用時域上的訓練訊號來選擇最佳的波束，其結構如圖 5.4 所示。

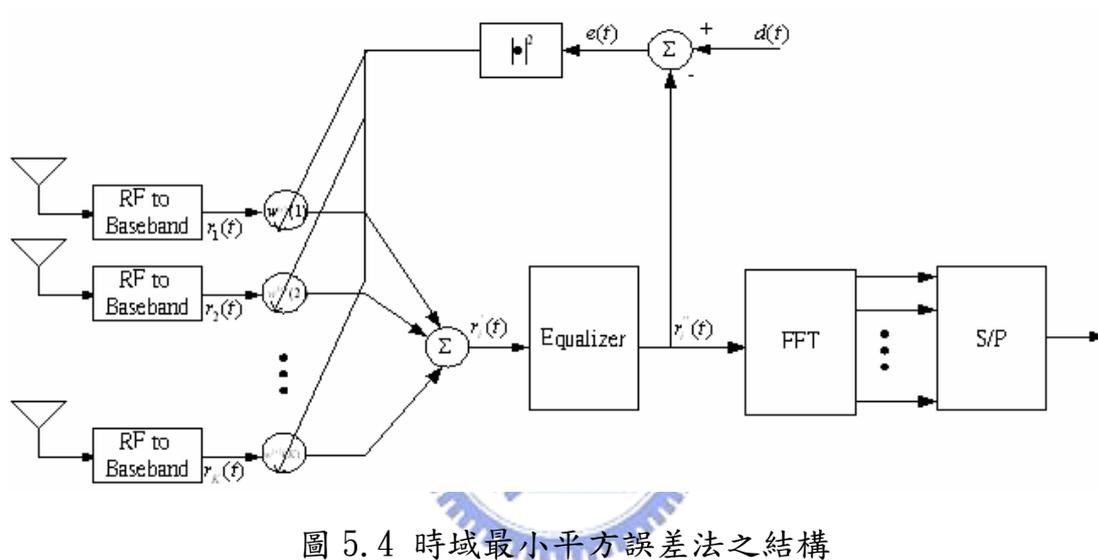


圖 5.4 時域最小平方誤差法之結構

利用訓練訊號 $d(t)$ 與經等化器補償後的接收訊號 $r_i''(t)$ 之誤差，來選擇波束。數學表示式為：

$$\begin{aligned} \mathbf{w} &= \arg \min_{\mathbf{w}^{(i)}} \sum_{t=1}^P (d(t) - r_i''(t))^2 \\ &= \arg \min_{\mathbf{w}^{(i)}} \sum_{t=1}^P (e(t))^2, \quad i = 1, 2, \dots, 4 \end{aligned} \quad (5.2)$$

其中 P 為觀測區間。

5.1.3 效能分析

圖 5.5 為最大能量法 ($P=100$) 與最小平方誤差法在平坦衰落通道的環境中，只受可加性白色高斯雜訊的影響下之平均效能表現比較圖，主要系統參數如表 4.1 所示。如圖 5.5 所示，使用最小平方誤差效果較最大能量法為佳，但是改善效果有限。

圖 5.6 為最大能量法 ($P=100$) 與最小平方誤差法在平坦衰落通道的環境下，且同時受到可加性白色高斯雜訊的影響以及一個同頻干擾 ($SIR=5\text{dB}$) 時之平均效能表現比較圖，主要系統參數如表 4.1 所示。由圖 5.6 所示，最小平方誤差法可以有效減輕最大能量法所產生的誤差持平化現象。

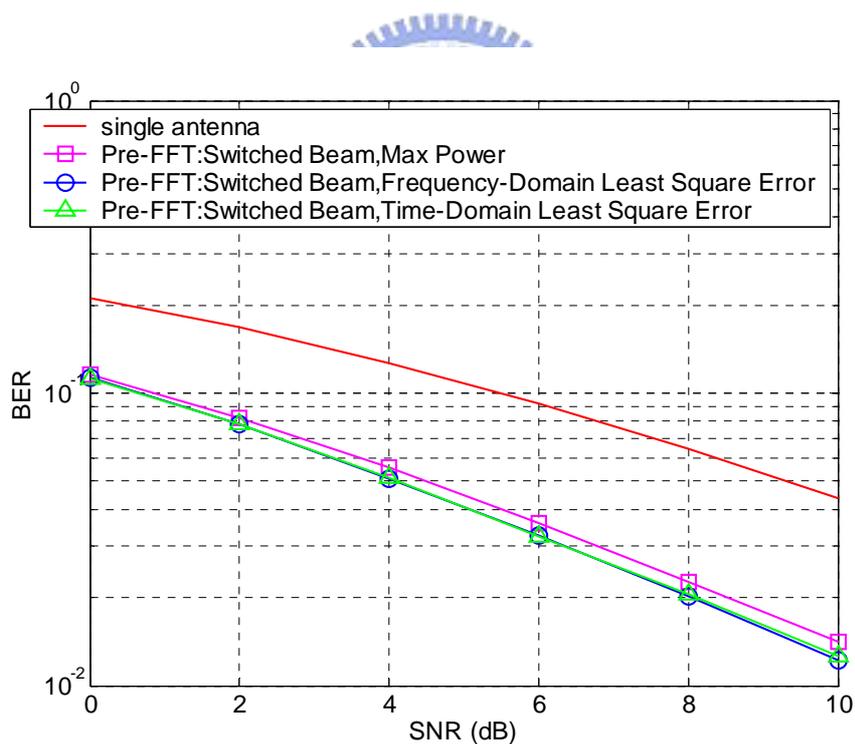


圖 5.5 平坦衰落通道中無同頻干擾最大能量法與最小平方誤差法之比較圖

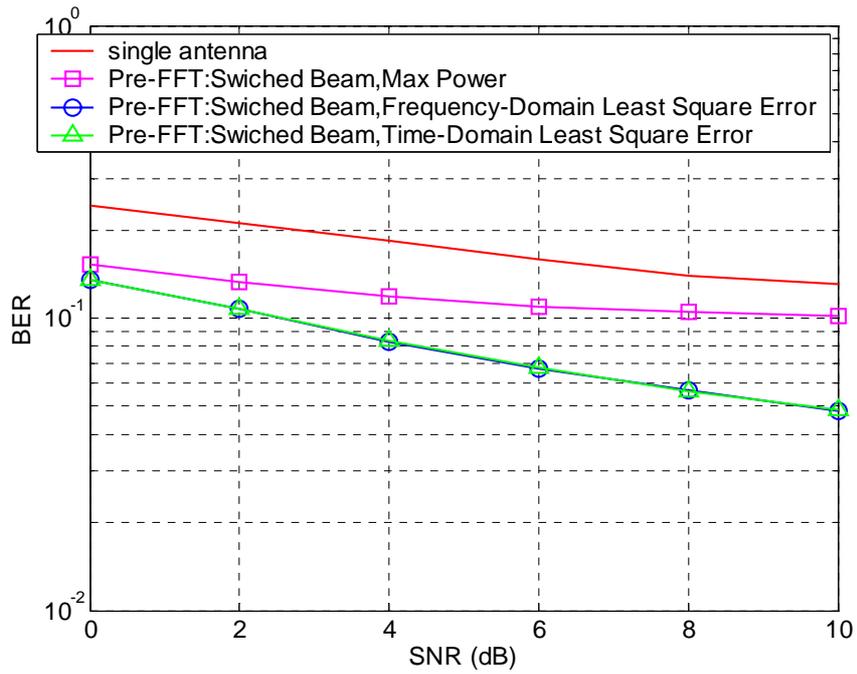


圖 5.6 平坦衰落通道中受同頻干擾最大能量法與最小平方誤差法之比較

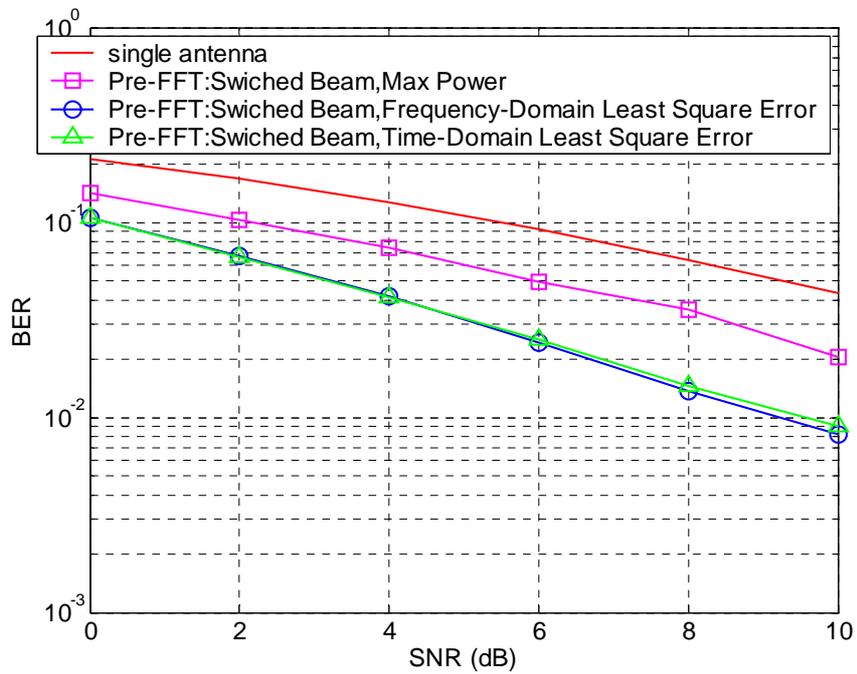


圖 5.7 頻率選擇性衰落通道中無同頻干擾最大能量法與最小平方誤差法之比較圖

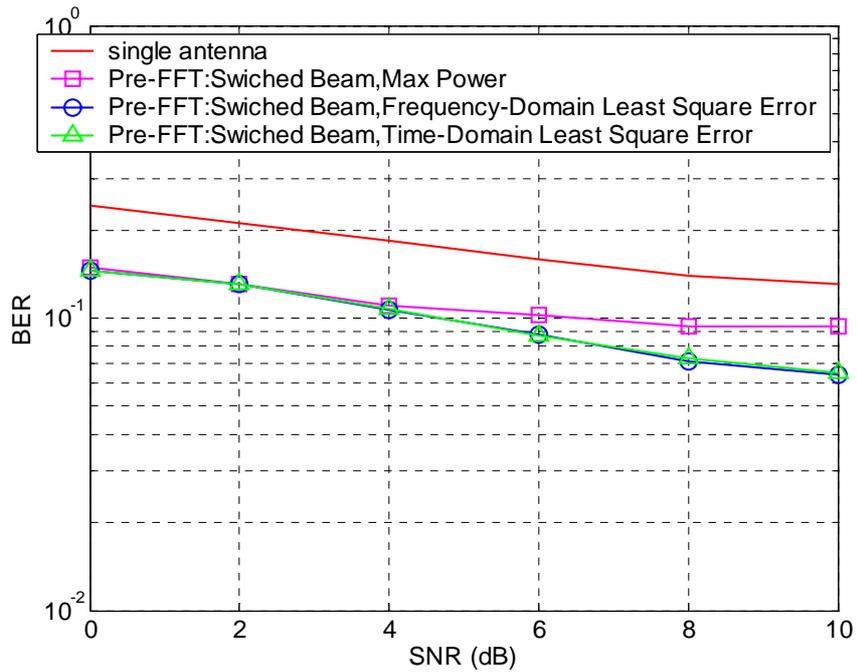


圖 5.8 頻率選擇性衰落通道中受同頻干擾最大能量法與最小平方誤差法之比較圖

圖 5.7 及圖 5.8 為在頻率選擇性衰落通道中，包含兩條能量相等之路徑(two ray equal power channel)，使用者信號無受同頻干擾時與受一個同頻信號干擾(SIR=5dB)時之模擬，系統參數如表 4.1 所示。

5.1.4 複雜度分析

使用最小平方誤差法可以切換更準確的波束，但必須使用較為複雜的結構。其複雜度比較，列於表 5.1。

表 5.1 最大能量法與最小平方誤差法之複雜度分析

	Number of multiplications	Number of additions
Max Power	$M \times (P \times K)$	$M(K \times P)$
Least square Error (Frequency-Domain)	$M \times (2P \times K)$	$M(K \times P + 2P)$
Least square Error (Time-Domain)	$M \times (2P \times K)$	$M(K \times P + 2P)$

K : Number of Antennas

M : Number of Beams

P : Observation Interval

5.1.5 前置-快速傅立葉轉換型以及後置-快速傅立葉轉換型之優缺點比較



前置-快速傅立葉轉換型天線陣列只需決定一組在時域上的權重向量，即可改善系統效能，硬體實現上以及經濟成本的考量下有很大的優勢。前置-快速傅立葉轉換型天線陣列必須針對各個子載波分別處理，需要計算多組在頻域上的權重向量，對目標用戶的訊號能得到更大的增益並增加對系統的效能改善，但需要較高的運算複雜度與技術需求。

圖 5.9 為前置-快速傅立葉轉換型天線陣列與後置-快速傅立葉轉換型天線陣列在頻率選擇性通道下受到一個同頻干擾時(SIR=5dB)之比較圖。

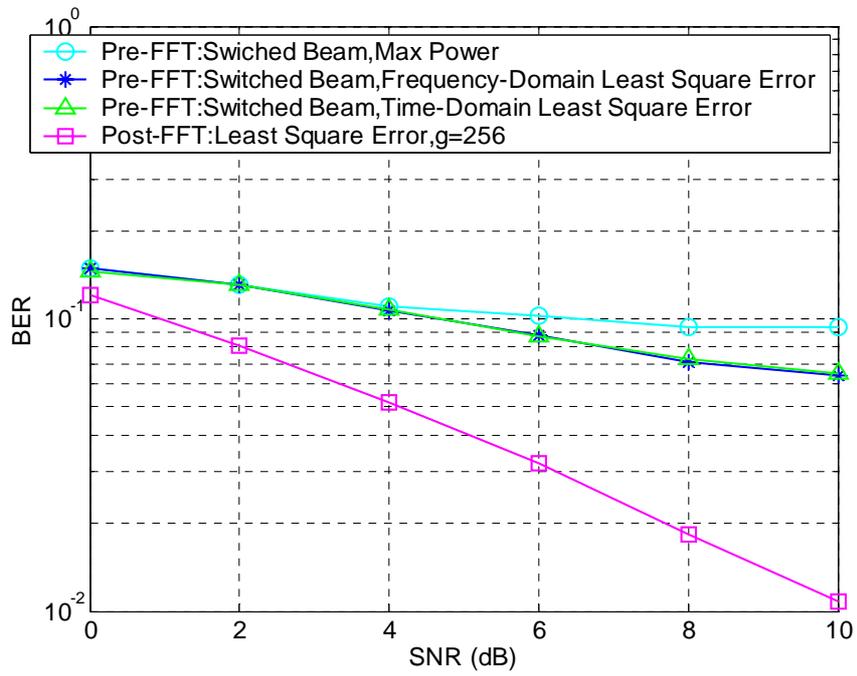


圖 5.9 頻率選擇性衰落通道中受同頻干擾前置-快速傅立葉轉換型與後置-快速傅立葉轉換型之比較圖

5.2 新式混合型天線陣列結構

第四章已討論前置-快速傅立葉轉換型天線陣列與後置-快速傅立葉轉換型天線陣列，各有其優缺點。本小節提出新式混合型天線陣列，目的為結合前置-快速傅立葉轉換型天線陣列與後置-快速傅立葉轉換型天線陣列的優點，更進一步增進系統效能。

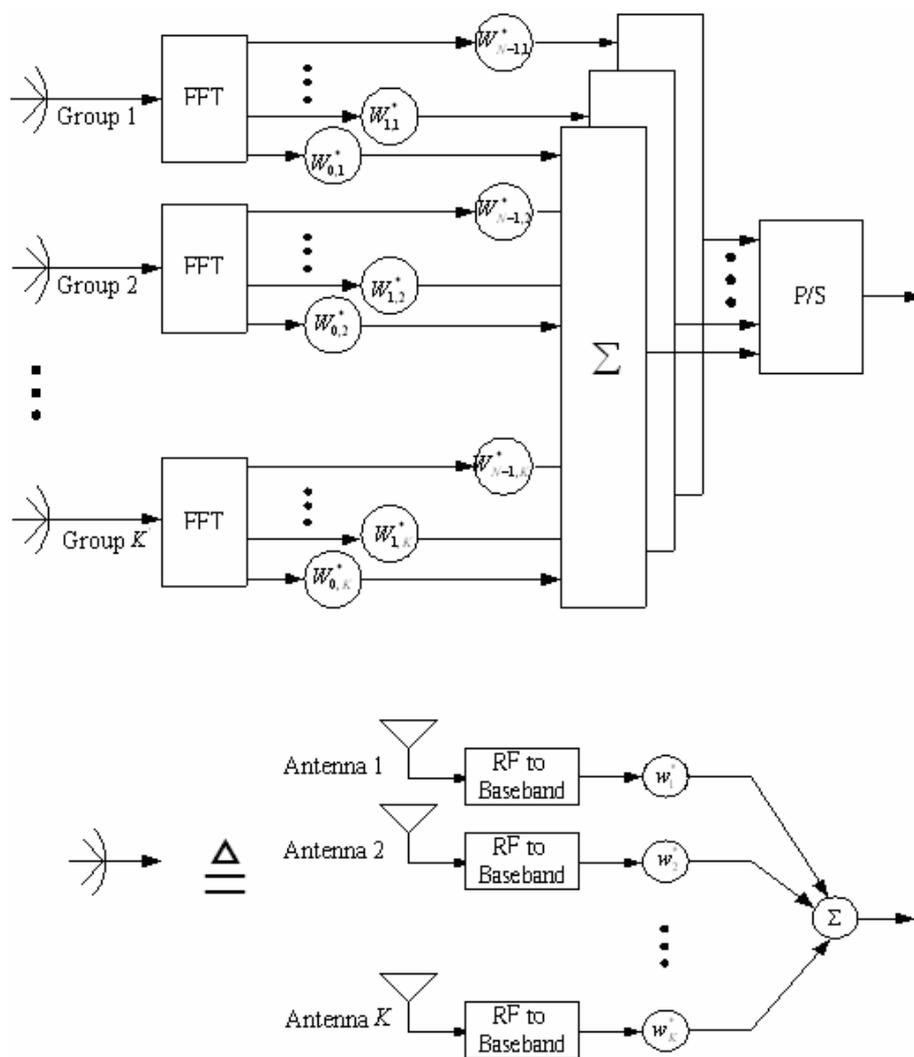


圖 5.10 新式混合型天線陣列結構

智慧型天線應用於正交分頻多工系統，可分為在時域上做信號處理的前置-快速傅立葉轉換型結構，與在頻域上做處理的後置-快速傅立葉轉換

型結構，我們提出一個在時域上與頻域上同時處理的混合型結構，如圖 5.10 所示。

在時域上利用切換波束式天線陣列，在頻域上利用適應性演算法。此結構的目的，在於結合時域上切換波束式天線陣列低複雜度的特性，與在頻域上適應性演算法效能表現良好的特性，使整體的混合式智慧型天線結構，達到更好的效能表現，流程如圖 5.11 所示。

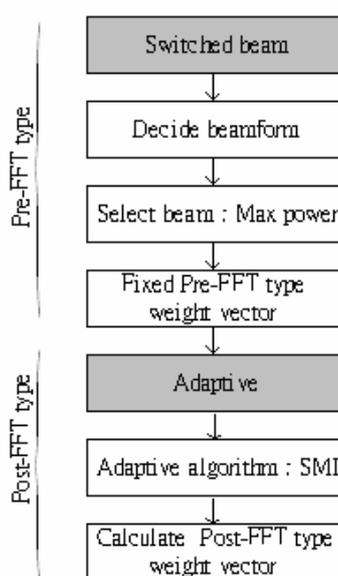


圖 5.11 混合型天線陣列流程圖

5.2.1 效能分析

在新式混合型天線陣列中，為了滿足低複雜度的要求，在時域上使用切換波束式天線陣列，由 K 根天線所組成，且使用最大能量法來決定波束。在頻域的部分，經過 K' 組切換波束式天線陣列的 K' 組信號，在頻域上使用倒置取樣矩陣驗算法，共包含 $K \times K'$ 根天線。正交分頻多工信號之

架構如圖 4.16 所示。

圖 5.12 與圖 5.13 所示，分別為使用者信號在平坦衰落通道中，使用混合式天線陣列 ($K=4, K'=4$) 無受同頻干擾與有受一個同頻信號干擾 (5dB) 的模擬圖，詳細的系統參數與表 4.1 相同，但所需的天線數量為 16。模擬實驗中，比較 g 之大小，對系統效能的影響，並與後置-快速傅立葉轉換型天線陣列比較。由圖 5.12 與圖 5.13，在平坦衰落通道中， g 的大小對系統能影響不大，因此不必針對每個子載波個別處理。混合式天線陣列相較於後置-快速傅立葉轉換型天線陣列可有提供較佳的系統效能。

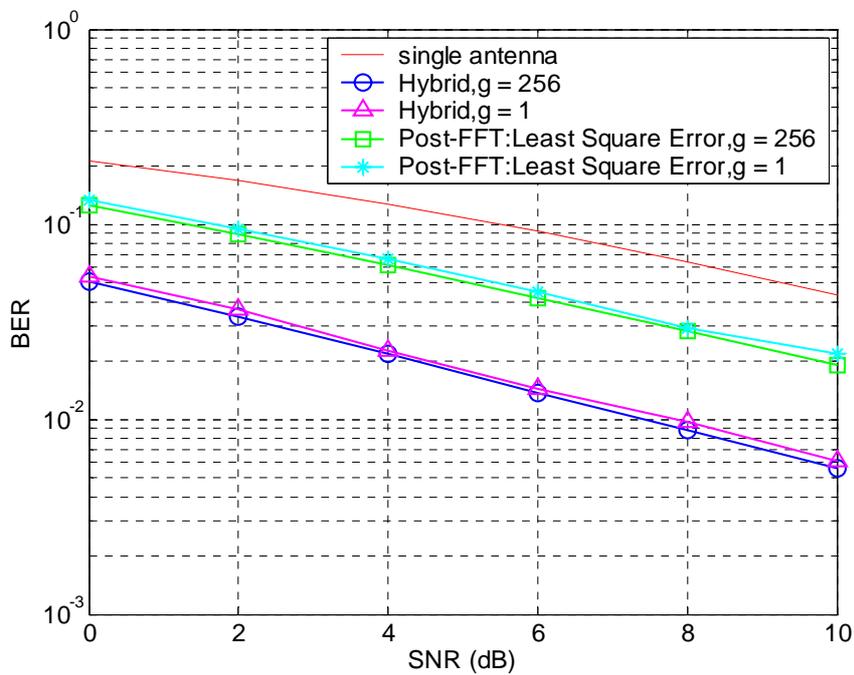


圖 5.12 平坦衰落通道中使用混合式天線陣列無同頻干擾之模擬圖

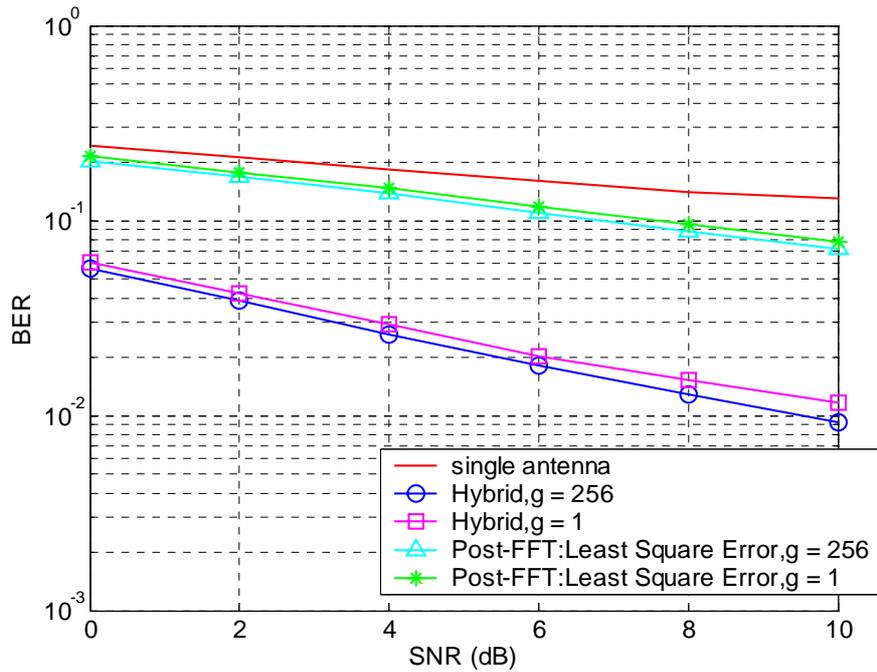


圖 5.13 平坦衰落通道中使用混合式天線陣列受同頻干擾之模擬圖

圖 5.14 與圖 5.15 所示，分別為使用者信號在頻率選擇性衰落通道中，包含兩條能量相等之路徑(two rays equal power channel)，使用混合式天線陣列($K=4, K'=4$)無同頻干擾與受一個同頻信號干擾(5dB)的模擬圖，詳細的系統參數與表 4.1 相同，但所需的天線數量為 16。模擬實驗中，比較 g 之大小，對系統效能的影響，並與後置-快速傅立葉轉換型天線陣列比較。

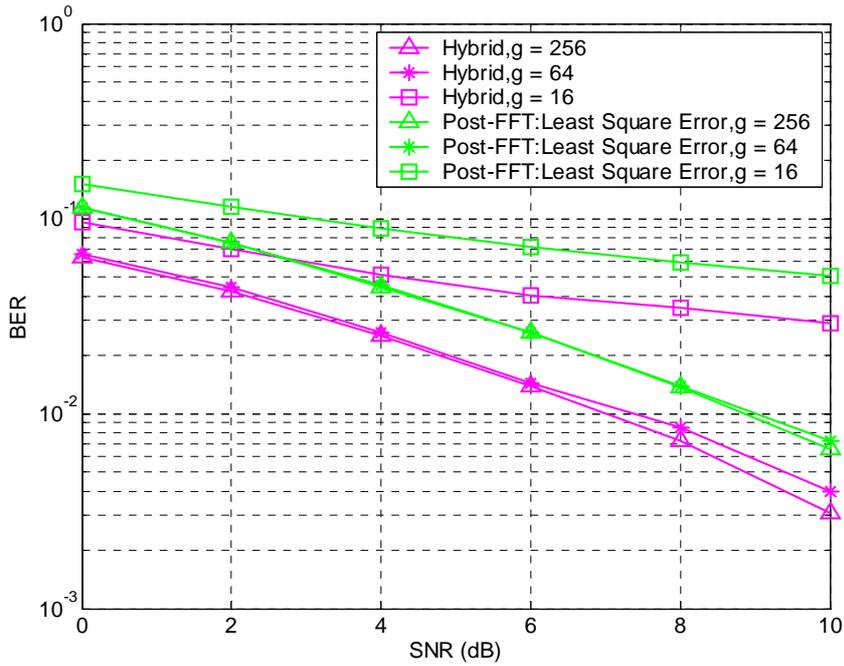


圖 5.14 頻率選擇性通道中使用混合式天線陣列無同頻干擾之模擬圖

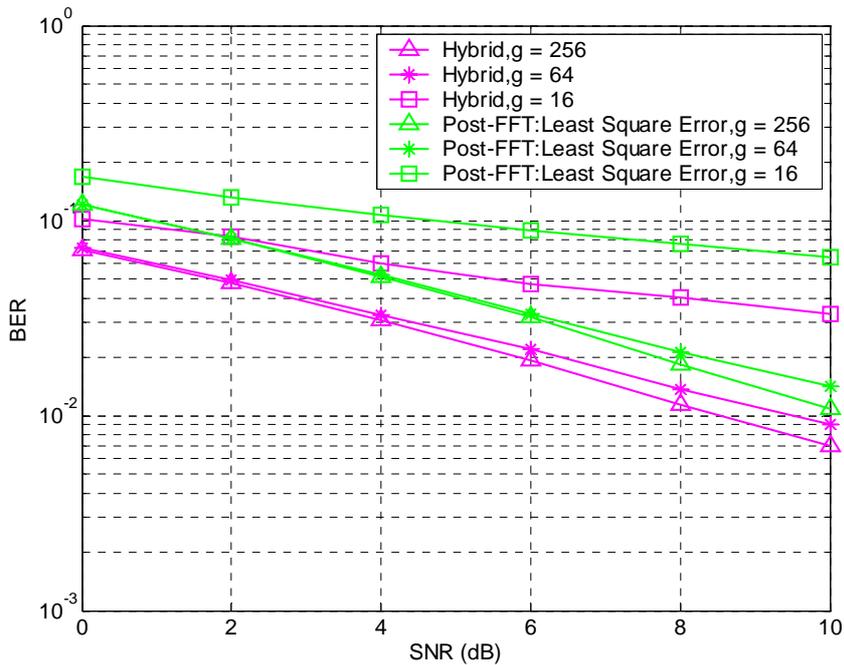


圖 5.15 頻率選擇性通道中使用混合式天線陣列受同頻干擾之模擬圖

圖 5.16 與圖 5.17 為使用者信號在如表 5.2 所示之頻率選擇性通道中傳輸，使用混合式天線陣列 ($K=4, K'=4$) 無受同頻干擾與受一個同頻信號干擾 (5dB) 新式混合型天線陣列之模擬。

表 5.2 ETSI Vehicular A channel environment

Tap	1	2	3	4	5	6
Relative delay(ns)	0	310	710	1090	1730	2510
Average power(dB)	0.0	-1.0	-9.0	-10.0	-15.0	-20.0

圖 5.18 為使用者信號在表 5.2 所示之頻率選擇性通道中傳輸，無受同頻干擾，前置-快速傅立葉轉換型之切換波束式天線陣列、後置-快速傅立葉轉換型之反取樣矩陣演算法天線陣列與混合型天線陣列($K=4, K'=4$)之比較圖。

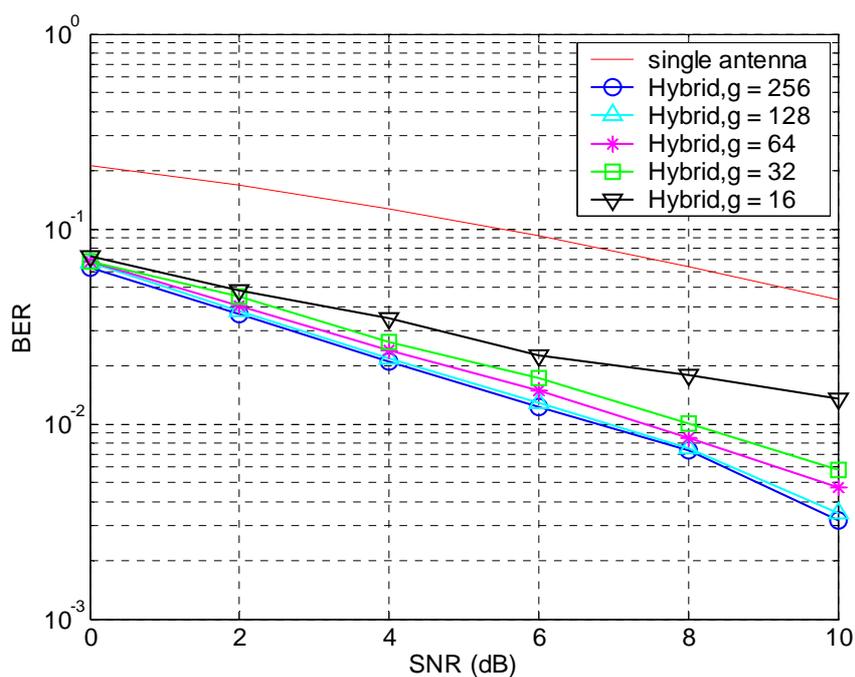


圖 5.16 ETSI Vehicular A channel environment，使用混合式天線陣列無同頻干擾之模擬圖

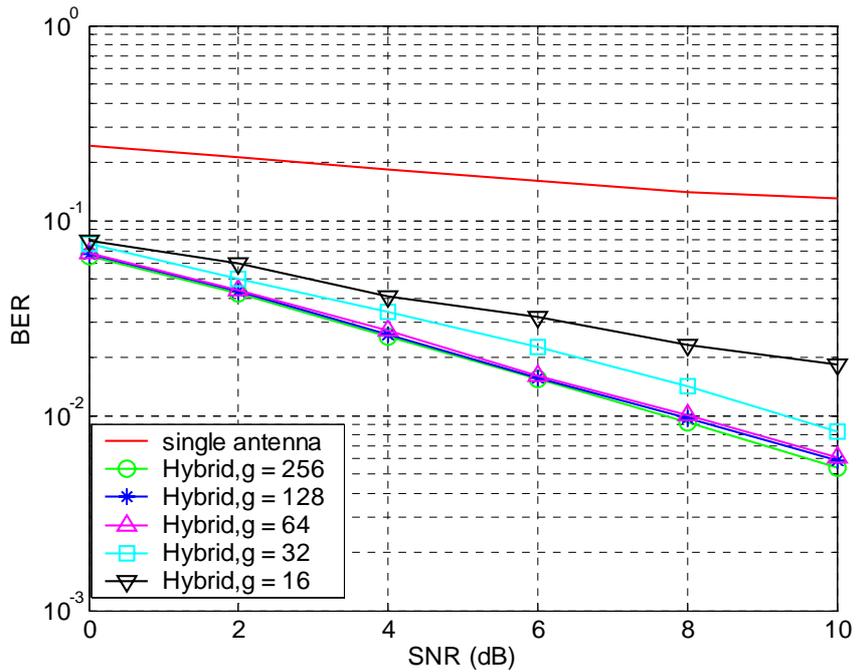


圖 5.17 ETSI Vehicular A channel environment，使用混合式天線陣列
受同頻干擾之模擬圖

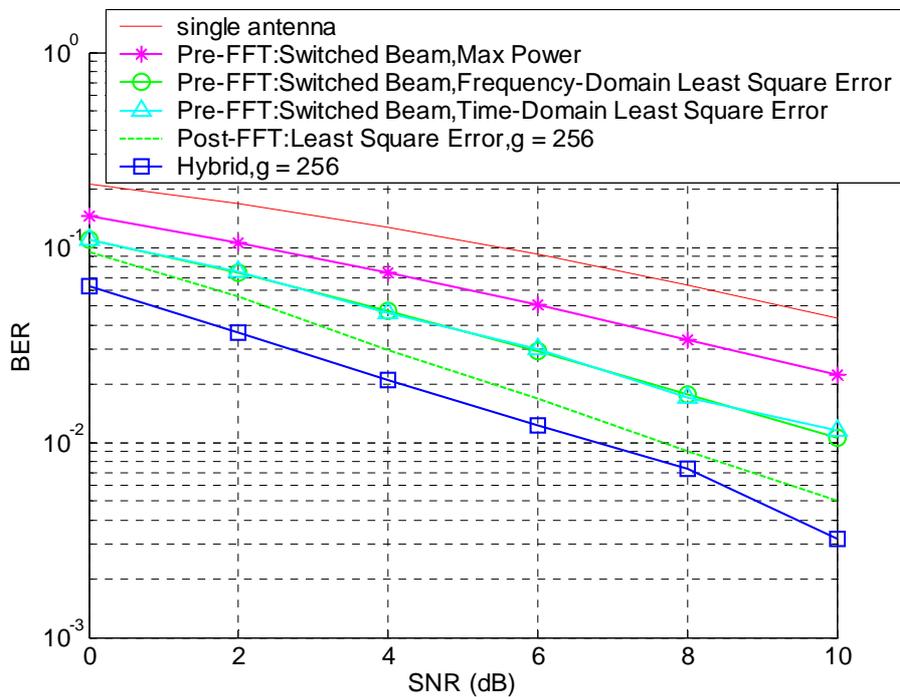


圖 5.18 ETSI Vehicular A channel environment，無同頻干擾，前置-
快速傅立葉轉換型之切換波束式天線陣列、後置-快速傅立葉轉換型之反
取樣矩陣演算法天線陣列與混合型天線陣列之比較圖

5.2.2 複雜度分析

混合型波束形成器為結合前置-快速傅立葉轉換型與後置-快速傅立葉轉換型之波束形成器之結構，並透過此方式獲得系統效能的提升，其所付出的代價為增加了硬體的複雜度。表 5.3，所示為三者硬體實現上所需的複數乘法量。

表 5.3 比較前置-快速傅立葉轉換型，後置-快速傅立葉轉換型以及混合型所需的複數乘法

	Algorithm	Time Domain	Freq. Domain (per iteration)	Equalizer
Pre-FFT Type	Switched Beam (Max Power)	$M \times (K \times P)$	N.A.	Yes
Post-FFT Type	Least Square Error	N.A.	$N \times O(K^3)$	No
Hybrid	Switched Beam (Max Power) + Least Square Error	$K \times M \times (K \times P)$	$N \times O(K^3)$	No

N : FFT length

K : Number of Antennas

M : Number of Beams

P : Observation Interval

第六章 結論與未來工作展望

應用正交分頻多工系統之前置-快速傅立葉轉換型切換波束式天線陣列，在同頻干擾存在的狀況下，會發生誤差持平化的現象。因此，應用最小平方誤差法的概念，利用訓練信號來選擇波束，可以有效減輕誤差持平化之現象。

並提出一個應於正交分頻多工系統之新式混合型天線陣列，此天線系統結合前置-快速傅立葉轉換型天線陣列與後置-快速傅立葉轉換型天線陣列。前置-快速傅立葉轉換型天線陣列，主要是在時域上處理信號，其結構簡單，且可以有效的改善通信品質。後置-快速傅立葉轉換型天線陣列，主要是在頻域上處理信號，其結構較為複雜，但是相較於前置-快速傅立葉轉換型天線陣列，可以獲得更好的效能。新式混合型天線陣列結合前置-快速傅立葉轉換型天線陣列具有低複雜度的優勢與後置-快速傅立葉轉換型天線陣列具有良好效能的優勢，同時在時域與頻域上處理信號，相較於前置-快速傅立葉轉換型天線陣列與後置-快速傅立葉轉換型天線陣列，有更好的系統效能，但缺點是有更高的硬體複雜度。

當使用後置-快速傅立葉轉換型結構時，若針對每個子載波分別計算其所需的權重向量，運算量會過於龐大。因此，提出一個使用結構簡單的內插器，使用內插的概念，求得子載波上的權重向量，此內插器能在系統效能損失不大的情況下，有效降低運算量。

此研究主要討論上鏈時基地台利用天線陣列有方向性地接收信號，改善通信品質，未來除了繼續研究應用於接收信號之更高效能波束形成演算法之外，希望可以延伸到下鏈時基地台利用天線陣列有方向性地發送信號，有關傳送端的波束形成演算法。本研究在後置-快速傅立葉轉換型天線系統針不同子載波上計算權重向量的方式採用的是最小方誤差法，將來可採用不同的信號處理的技術，如遞迴最小平方演算法，分析不同技術對

於系統效能的影響。另外，研究利用不同的天線陣列或天線結構所產生的波束場形，以更有效的對抗同頻干擾，來進一步提升通信品質與提升系統容量。最後，將所設計之天線陣列系統實際應用於802.16e、802.11n以及第四代行動通訊系統上。



參考文獻

- [1] S. Bellofiore, J. Foutz, C. A. Balanis, and A. S. Spanias, "Smart-antenna system for mobile communication networks Part 2: Beamforming and network throughput," *IEEE Antenna's and Propagation Magazine*, Vol. 44, No 4, Aug. 2002.
- [2] J. Litva and T. Lo, *Digital Beamforming in Wireless Communications*, Artech House Publishers, Massachusetts, 1996.
- [3] S. Haykin, *Advances in Spectrum Analysis and Array Processing*, Vol. II, Prentice Hall, New Jersey, 1991.
- [4] B. V. Veen and K. Buckley, "Beamforming: A versatile approach to spatial filtering," *IEEE ASSP Magazine*, pp. 4-22, Apr. 1988.
- [5] A. V. Oppenheim and R. W. Schaffer, *Discrete -Time Signal Processing*, Prentice Hall, New Jersey, 1989.
- [6] W. L. Stutzman and G. A. Thiele, *Antenna Theory and Design*, John Wiley & Sons, New York, 1981.
- [7] A. Alexiou and M. Haardt, "Smart antenna technologies for future wireless systems: trends and challenges," *IEEE Communications Magazine*, Sept. 2004.
- [8] S. Bellofiore, C. A. Balanis, J. Foutz, and A. S. Spanias, "Smart-antenna system for mobile communication networks Part I: Overview and antenna design," *IEEE Antenna's and Propagation Magazine*, Vol. 44, No 3, Jun. 2002.
- [9] I. S. Reed, J. D. Mallett and L. E. Brennan, "Rapid convergence rate in adaptive arrays," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, AES-10, No.6, Nov. 1974.
- [10] P. S. Wijesena, T. Taniguchi and Y. Karasawa, "Adaptive algorithm based on

accumulated signal processing for fast fading channels with application to OFDM mobile radio,” IEICE Trans. Commun., Vol. E88–B, No.2, Feb. 2005.

[11] Jr. R. T. Compton, Adaptive Antennas, Concept and Performance, Prentice Hall, Englewood Cliffs, New Jersey, 1988.

[12] S. Haykin, Adaptive Filter Theory, 3rd edition, Prentice Hall, New Jersey, 1996.

[13] B. Farhang-Boroujeny, Adaptive Filters Theory and Applications, Wiley, Oct. 2000.

[14] M. Chryssomallis, “Smart antennas,” IEEE Antenna’s and Propagation Magazine, Vol. 42, Issue 3, Jun. 2000.

[15] N. Herscovici, and C. Christodoulou, “Potentials of smart antennas in CDMA systems and uplink improvements,” IEEE Antenna’s and Propagation Magazine, Vol. 43, Issue 5, Oct. 2001.

[16] C. B. Dietrich, W. L. Jr., Stutzman, B. K. Kim and K. Dietze, “Smart antennas in wireless communications: base-station diversity and handset beamforming,” IEEE Antenna’s and Propagation Magazine, Vol. 42, Issue 5, Oct. 2000.

[17] G. V. Tsoulos, “Smart antennas for mobile communication systems: benefits and challenges,” Electronics & Communication Engineering Journal, Vol. 11, Issue 2, Apr. 1999.

[18] R. V. Nee and R. Prasad, OFDM for Wireless Multimedia Communications, Artech House, Jan. 2000.

[19] S. M. Lee, B. H. Yoon and H. J. Choi, “On beamforming for space-time block coded OFDM systems in multipath fading channels,” IEICE Trans. Commun., Vol. E88–B, No.3, Mar. 2005.

[20] Y. Sun and H. Matsuoka, “A novel adaptive antenna architecture subcarrier clustering for high-speed OFDM systems in presence of rich co-channel interference,” IEEE VTC’ 2002, Vol. 3, pp.1564–1568, Spr. 2002.

- [21] R. B. Ertel, P. Cardieri, K. W. Sowerby, T. S. Rappaport and J. H. Reed, "Overview of spatial channel models for antenna array communication systems," IEEE Personal Communications, Vol. 5, Issue 1, Feb. 1998.
- [22] M. Budsabathon, Y. Hara and S. Hara, "Optimum beamforming for pre-FFT OFDM adaptive antenna array," IEEE Transactions on Vehicular Technology, Vol. 53, No4, Jul. 2004.
- [23] B. Liu, R. Jin and Y. Fan, "Modified pre-FFT OFDM adaptive antenna array with beam-space channel estimation," Electronics Letters, Vol. 40, Issue 5, Mar. 2004.
- [24] L. Fan, H. Zhang and C. He, "Minimum bit error rate beamforming for pre-FFT OFDM adaptive antenna array," VTC-2005-Fall. 2005 IEEE 62nd.
- [25] Z. Zhang, M.F. Iskander, Z. Yun and A. Host-Madsen, "Hybrid smart antenna system using directional elements - performance analysis in flat Rayleigh fading," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 51, No. 10, Oct. 2003.
- [26] P. Ngamjanyaporn, C. Phongcharoenpanich, P. Akkaraekthalin and M. Krairiksh, "Signal-to-interference ratio improvement by using a phased array antenna of switched-beam elements," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 53, No. 5, May 2006.
- [27] S. H. Chu, H. P. Lin and D. B. Lin, "Performance enhancement by using switch-beam smart antenna in 802.11a WLAN system," Wireless Communications and Applied Computational Electromagnetics, 2005. IEEE/ACES International Conference on 3-7 Apr. 2005.
- [28] J. Butler and R. Lowe, "Beamforming matrix simplifies design of electronically scanned antennas," Electronic Design, Apr. 1961.
- [29] Z. Lei and F. P. S. Chin, "Post and pre-FFT beamforming in an OFDM System," VTC-2004-Spring. 2004 IEEE 59th.
- [30] Y. Sun and H. Matsuoka, "A novel adaptive antenna architecture - subcarrier

clustering for high-speed OFDM systems in presence of rich co-channel interference,” VTC-2002-Spring. IEEE 55th.

[31] M.-H. Lai, “Clock synchronization of VDSL system,” M.S. thesis, Institute of Electronics, National Chiao Tung University, Hsin-Chu, Taiwan, May 2004.

[32] K.G. Seog and H. M. Yong, “A comparative investigation on channel estimation algorithm for OFDM in mobile communications,” IEEE Trans., Vol. 49, No.2, Jun. 2003.



自傳

張文威，1981年7月15日出生於南投縣。2004年自私立元智大學電機工程學系畢業，隨即進入國立交通大學電子工程研究所攻讀碩士學位，致力於無線通訊系統研究。論文題目是應用於正交分頻多工系統之高效能波束形成技術。

