

行政院國家科學委員會專題研究計畫 期中進度報告

子計畫二：高速多天線分頻正交多工通信基頻收發機之設計 與製作(1/3)

計畫類別：整合型計畫

計畫編號：NSC93-2219-E-002-014-

執行期間：93年08月01日至94年07月31日

執行單位：國立臺灣大學電機工程學系暨研究所

計畫主持人：闕志達

計畫參與人員：莊景翔、林浩平

報告類型：完整報告

報告附件：出席國際會議研究心得報告及發表論文

處理方式：本計畫可公開查詢

中 華 民 國 94 年 5 月 26 日

行政院國家科學委員會專題研究計畫成果報告
60 GHz 高速無線區域網路前瞻性技術研究—子計畫二：高速多天線
分頻正交多工通信基頻收發機之設計與製作

計畫編號: 93-2219-E-002-014

執行期限: 93/08/01 ~94/07/31

主持人: 闕志達 教授 國立台灣大學電子工程學研究所
計畫參與人員: 莊景翔 國立台灣大學電子工程學研究所
林浩平 國立台灣大學電子工程學研究所

一、摘要:

在本年度中，本計劃完成了適用於 60 GHz 無線區域網路的基頻系統設計與其送發機架構的建立及模擬。此系統採用了 MIMO OFDM 技術。此外並評估頻帶上的通道效應對所設計收發機系統所造成的影響。同時也完成接收機端之細部設計，並模擬其在通道模型影響下的表現。

關鍵詞：多輸入多輸出技術，證交分頻多工調變，高速率無線區域網路，基頻收發機。

Abstract

In this year, we have completed system design of a baseband transceiver system for a high-rate 60-GHz wireless LAN. Also the architecture and simulation platform are established. This baseband processing adopts MIMO OFDM technique, which can be more robust to channel effects in the band that the WLAN will operate. Detail design of the functionality of this baseband receiver is done and functional simulation shows promising results for the proposed baseband transceiver.

Keywords: Irregular Low-density Parity Check Code, Reconfigurable Decoder IC, Analog to Digital Converter

二、計畫緣由與目的:

本計畫之主要目的是配合本研究團隊中的無線通訊系統設計、射頻/類比電路技術、通訊訊號處理、媒體存取協定與多重存取等有關專長的研究人力，以高速率無線傳輸應用為目標，進行 60-GHz 之無線區域網路系統中的相關前瞻技術。本計畫在此整合型計畫中之任務為基頻訊號處理、多輸入多輸出接收機設計、低功率基頻接收電路設計技術等等。最後並進行基頻模組的整合，並對所建構的模組進行實際測試。在本年度的進度中，已達成下列幾項工作內容

- (1) 傳送機的架構及模擬驗證
- (2) 60 GHz 多路徑通道模型的模擬
- (3) 接收機的架構及表現
- (4) 系統模擬結果

三、方法及結果:

傳送機架構介紹及模擬結果

a. 傳送機架構

在此介紹傳送機的基本架構。如圖一所示，首先 Packet Maker 會接受 Short Preamble(SP) 及 LType 所選出的 Long Preamble(LP)。然後 SIGNAL Generator 會產生出封包中的 SIGNAL 欄位，並做 Convolutional Encode。最後是接受 Random Bit Generator 的 Data Bit，並且對 Bit 做 Scramble 的動作，最後 Map 到 QAM 的 Constellation 上。如此一來就完成了頻域上的 Packet。

然後因為本計畫是使用 VBLAST MIMO 技巧，所以直接把 Data 的部分分成兩路。產生出兩個 Packet。由於是 VBLAST 而非 STBC，所以兩個 Packet 在 Data 的部分沒有任何 correlation。接著把兩個 Packet 送進兩個 Sample-based IFFT 中，並且內含有調整 Bit-Inversion 的 Output Buffer。然後加上 Guard interval，最後做 Symbol Wave Shaping，Shaping 目的在於使時域的波形變平滑，其 Windowing 方式與 802.11a 相同[3]。如此一來即可得兩個天線的基頻時域輸出。

b. 模擬結果

此處對所寫的傳送機所送出來的封包進行分析：把 Tx 時域輸出寫入檔案，並用 MATLAB 讀取進來，接著分析其時域、頻域信號，以檢查傳送機的輸出是否正確。首先是短前置碼的部分，這個部分是採用 802.16a 的短前置碼，波形如下：圖 2 是短前置碼時域波形圖，因為短前置碼每 64 點會重複一次，所以共有 10 組重複區段。接著把時域中 640 點的任一 256 點區段拿去用 MATLAB 做 256 點 FFT 運算，以檢查傳送機的 IFFT 區塊有無錯誤，結果如圖 3 所示。可以發現頻域上是每隔 4 點才會有一個數值，因此時域上才有每 64 點重複的特性。假設 TimeIndex 為 1~256，在 Time Index 為 102~157 的部分是高頻的 guard band，所以頻域數值為 0，同時 TimeIndex 為 1 的 DC 也是 0，其他的頻段上的數值為 2 或 -2，也是正確的，所以表示 IFFT 的區塊以及 Output Buffer 是正確的。

接下來繪出長前置碼的時域、頻域波形圖。圖 4 是不包含 Guard Interval 的 256 點 Long Preamble，由於在頻域上沒有零點，所以時域中並沒有重複區段。圖 5 是其使用 MATLAB 的 FFT 指令，對傳送機所送出的 Long Preamble 算出的頻域數值波形圖：由圖 5 可以發現 Long Preamble 在頻域上沒有零點，而且每個頻域上都是實數，我們額外乘以根號 2，使

其能量是一般 OFDM symbol 的兩倍，所以在圖 5 的部分可以看到實部數值均為 1.414。因此長前置碼的部分也是驗證正確無誤的。

接著我們檢查代表 SIGNAL 的 OFDM Data Symbol，其時域、頻域波形如圖 6，其中我們連時域上的 64 點 Guard Interval 也畫出來，並且用紅方框標示出來，可以與後面的綠方框稍微比較，用程式驗證過發現是一致的。而圖 7 是用 MATLAB 的 FFT 指令計算出的頻域圖，可以發現只有實部，而且 Guard Band 的位置也是正確的。

下面繼續繪出第一個 OFDM Data Symbol 的頻域、時域圖(圖 8 及圖 9)。可以發現在時域部分也是有 Guard Interval 的重複性，而頻域部分因為這個封包是用 64QAM 的調變，所以不管是實部或是虛部，均有 4 個 Level。不過仍有 8 個 subcarrier 上的數值是 +1 或是 -1，這是 Pilot 的位置。

多路徑通道模型的模擬

利用 MATLAB，套用文件[1]的通道模型係數，做出系統之取樣時間(1/160MHz)的內插，並且沿用 TGn 的 MIMO 通道 Generator，產生出 4 組 Correlated 通道，解釋如下：

由於 MIMO 通道在兩根傳送天線及兩根接收天線之間，會有 4 組通道，皆有 Correlation。而由 1 組 Channel PDP 的係數來產生 4 組 Channel 的方式，可以此當作 60GHz 2x2 MIMO 之 Multi-Path Channel Model。下面繪出 4 組 2x2 MIMO Channel Model 的時域與頻域響應。圖 10 及圖 11 是 LOS 的 Impulse response。由圖 10 可以發現第 1 路徑的振幅非常強，所以幾乎沒有什麼多路徑效應。而圖 11 是把第 1 路徑以外的路徑繪出供參考。

下面則是把 Impulse Response 做 FFT，以求得頻域的響應。由圖 12 可以發現在 LOS 的情形下，幾乎是 Flat Fading，這是因為時域上的第 1 路徑比起其他的路徑強的非常多。下面我們繪出 NLOS 的情形(圖 13)，我們可以

發現在 NLOS 的情形下，在時域上的能量散的很開，所以頻域上的響應就很不平坦，可預期系統的效能會受到很大的影響。

接收機架構及非理想特性

圖 14 是目前的接收機架構圖。PART1(圖 14(a))部分是作初始同步(符元邊界)以及 CFO 偵測，而 PART2(圖 14(b))主要是作 256 點的 FFT 運算以及 TO 補償、以及 JWLS Tracking Loop。PART3(圖 14(c))主要是做 MIMO Channel Estimation 以及 VBLAST Equalizer。

b.非理想特性

b.1 天線效應

由參考資料[2]中，我們已經知道不同的天線種類，會對接收端造成不同程度的 Multi-path Fading 的效果，主要是會造成不同的 Delay Spread 以及改變 Cluster 的數目(Single Exponential Decay 或是 Multiple Clusters)，如圖 15 所示：

在參考資料[2]中，該作者提到圖 15 中的 OMNI 是指 Omnidirectional antenna，omni 的字首表示“全”的意思，所以表示這個天線的指向性的範圍是全域性的，而圖 15 中的 WIDE、STANDARD、NARROW 均是屬於指向性天線，而其 3-dB Width 依序是 60°、10°、5°，所以指向性的角度越窄，可以發現量測到的 Delay Profile 信號在時域上的散開的程度也比較輕微。

因此如果要考慮 Antenna 的效應，可以把 OMNI 的情形也當成另一種 Multi-path Channel，因為這與我們目前所採用的 NLOS multi-path 不同，表一是其比較。如此一來，我們就可以把原先 LOS 環境中，multi-path 現象十分輕微的 Channel model 換成現在使用 omni-directional antenna 所量測到的參數。至於原先的 NLOS 環境，因為已經有嚴重的 Deep-Fading，而且既然已經是 NLOS，再去討論指向性也沒有太大意義，所以 NLOS 環境中不需要再加入 Antenna Effect。

b.2 相位雜訊

圖 16 是傳送端和接收端之相位雜訊 Model。下面依序介紹估計與補償方式：

首先介紹兩種相位雜訊的估計方式：

法 1：在 VBLAST Decoder 之前作估計。

利用實際收到的，經過 MIMO 通道扭曲後的 Pilot，與把傳送機理論上會送出的 Pilot，乘以 Channel Estimator 運算後的通道響應，以兩者的相位差作為 Phase Error。

法 2：在 VBLAST Decoder 之後作估計。

把收到的 Pilot，經 VBLAST Decoder 等化，而得的結果累加，進行 Arc Tangent 查表，所得的角度視為 Phase Error。

方法 1 的架構圖如圖 17 所示，由圖中可以發現，累加角度會有不連續的問題，因為 Arc Tangent 的值域有不連續的現象，所以容易造成硬體甚至軟體的誤判。而方法 2 的估計方式，我們只需單純的把所有 pilot 累加起來，取一次 Arc Tangent 即可知道 Phase Error。其架構如圖 18。由圖可以發現，我們是累加 Symbol，而非累加角度，所以不會有 Arc Tangent 值域不連續的問題。

下面介紹兩種估計方式的模擬結果，首先繪出在無雜訊下，方法 1 與方法 2 的模擬結果如圖 19。然後測量兩種估計方式與加入的相位雜訊之 Mean Square Error(MSE)，單位為 Radian，結果如表二。接著，加入 SNR = 30dB 的 AWGN。再測量一次 MSE，如表三。接著，加入 SNR = 20dB 的 AWGN。再測量一次 MSE，如表四。由表 2 表 4 可以發現，使用方法 2(在 VBLAST 之後估計)，可以得到比較低的 Mean Square Error 之平均值及變異數。此外，在 VBLAST 之後作估計還有一個好處，就是比較容易預期會得到的數值的範圍，因為就是 pilot 旋轉後的結果。

再來介紹相位雜訊補償方式：在 VBLAST Decoder 之前補償相位雜訊。如下圖所示：

圖 20 中從 TO compensation 輸出的兩個符元 (以藍線表示), 會送進 256 點的延遲線, 因為必需等 pilot 經過 VBLAST Equalizer 解出來以後, 才能得到 Pilot_Sum, 再回饋前端的 Phase derotate 來調整資料 Symbol 的相位, 因此有一個 MUX, 讓 Pilot 先行通過而達 VBLAST Equalizer, 而資料符元必需等候 256 點的延遲時間。

系統模擬結果

使用三種通道模型, 分別為 TUD-LOS / TUD-NLOS /IMST-LOS/IMST/NLOS, 調變方式為 64QAM / 16QAM / QPSK。環境設定值如表 5。測試結果分別如圖 21、22、23 所示。由此三圖中可見本計劃所設計的接收機功能應可達到需求。

四、結論

本計劃在第一年度中已完成了 MIMO OFDM 基頻發射機的設計與其模擬, 結果與規格相符。同時亦建構了一具有 MIMO 效應的通道模式。並也完成了相對應的基頻接收機之功能設計。模擬結果顯示此接收機可以 frequency-selective fading 的通道下完成接收, 並可抗拒相位雜訊與天線效應。下年度起將繼續本年度的成果進行高速(200MHz 以上)的基頻收發機硬體設計與實現。

五、參考文獻:

[1]www.ist-broadway.org/documents/deliverables/broadway-wp3-d7R3_annex1.pdf

[2] Takeshi Manabe, "Effects of Antenna Directivity and Polarization on Indoor Multi-path Propagation Characteristics at 60GHz", IEEE Journal On Selected Areas In Communications, April, 1996

[3] IEEE 802.11a Physical Layer standard

[4] Roberto Corvaja and Silvano Pupolin, "Phase Noise Limits in OFDM Systems"

[5] Ali Behravan, "System Implications in Designing a 60GHz WLAN RF Front-end"

[6] Richard van Nee and Prasad, *OFDM for Wireless Multimedia Communications*.

六、圖表:

表 1 現今採用的 Multi-path Channel 與 LOS

Omni-directional Antenna 量測結果比較表

Multi-path Channel Model	特點	RMS Delay Spread
Original LOS Environment [1]	Multiple Clusters	6.6ns
Original NLOS Environment [1]	Multiple Clusters	16.1ns
考慮 Omni-directional Antenna Effect LOS Environment [2]	Single Exponential Decay	18.08ns

表 2 無雜訊時的相位雜訊估計值

補償方式	Mean Value of MSE	Variance of MSE
Estimation Before VBLAST	4.0218e-004	2.1987e-015
Estimation After VBLAST	3.8339e-004	1.5051e-015

表 3 SNR=30dB 時的相位雜訊估計值

補償方式	Mean Value of MSE	Variance of MSE
Estimation Before VBLAST	0.0351	5.2417e-004
Estimation After VBLAST	0.0312	1.1393e-006

表 4 SNR=20dB 時的相位雜訊估計值

補償方式	Mean Value of MSE	Variance of MSE
Estimation Before VBLAST	0.0159	2.3148e-002
Estimation After VBLAST	0.0089	1.0806e-004

表 5 模擬環境設定值

MIMO 多路徑通道模型	4 套
CFO / TO	40ppm
Phase Noise	Tx and Rx 均有
I/Q Mismatch	Gain Imbalance : 3.5dB Phase Imbalance : 10 度
DC Offset	Static DC Offset = 0dBc, Dynamic DC Offset = -20dBc
Power Amplifier Non-linearity	遵循 60GHz PA 量測結果作為 Model
AGC Gain Drifting	-1dB ~ +1dB 隨機決定
Antenna Effect	無

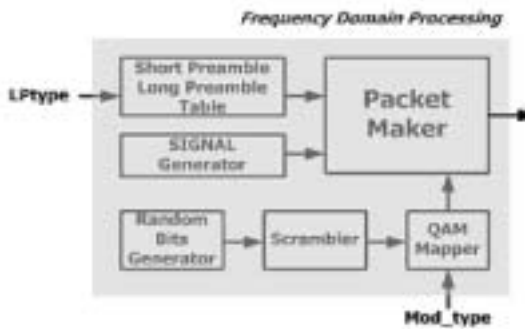


圖 1(a) 傳送機架構圖

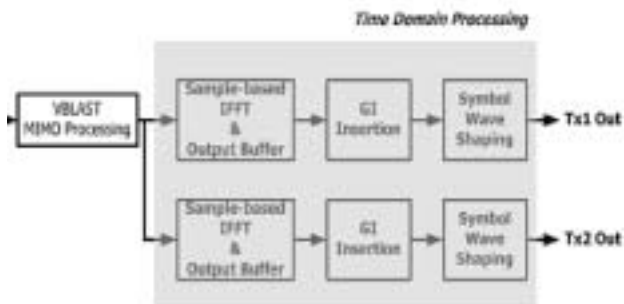


圖 1(b) 傳送機架構圖

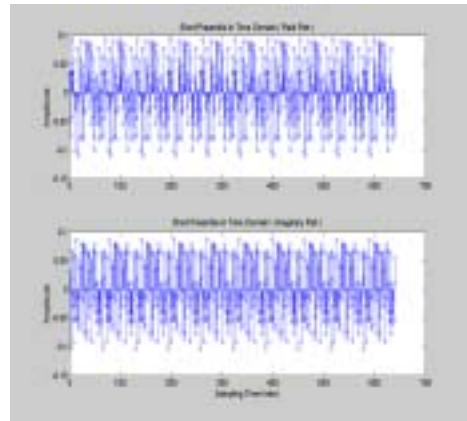


圖 2 短前置碼時域圖

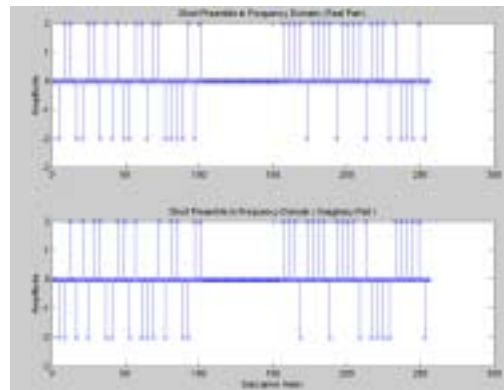


圖 3 短前置碼頻域圖

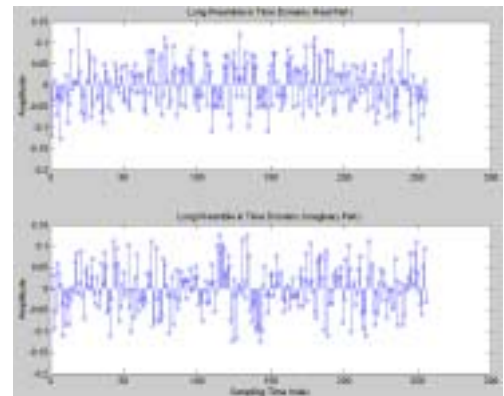


圖 4 長前置碼時域圖

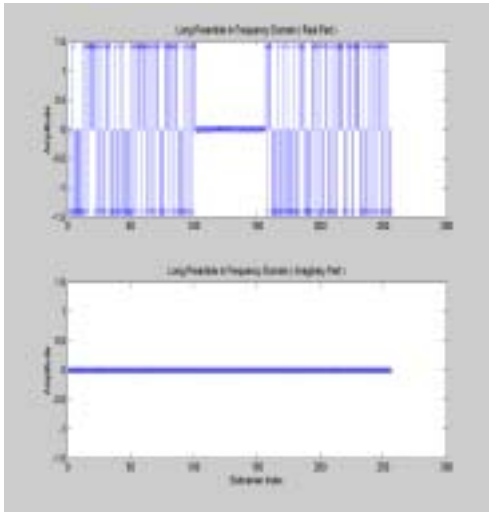


圖 5 長前置碼頻域圖

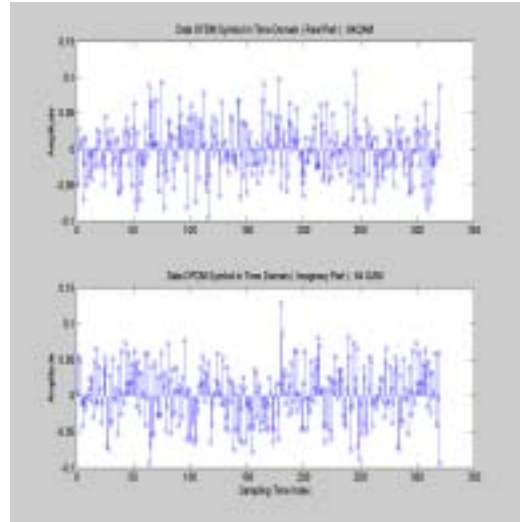


圖 8 第一個 Data OFDM Symbol 時域圖

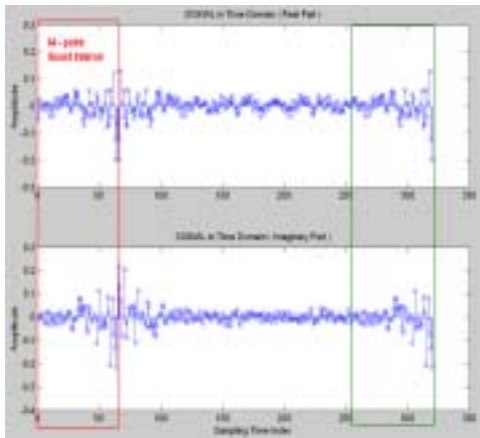


圖 6 SIGNAL 欄位時域圖

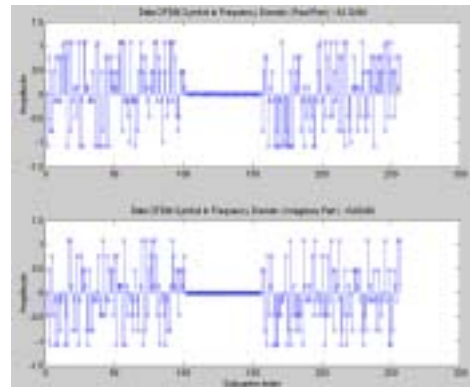


圖 9 第一個 Data OFDM Symbol 頻域圖

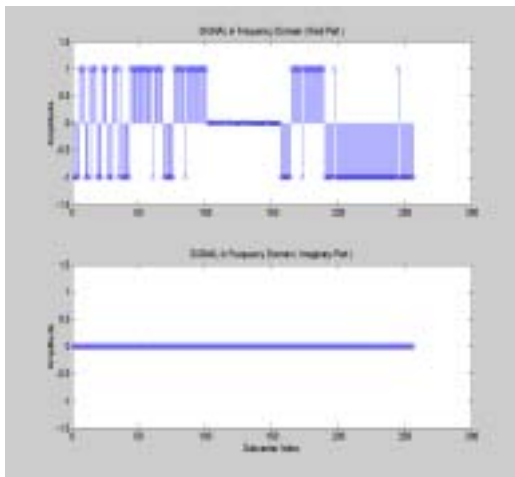


圖 7 SIGNAL 欄位頻域圖

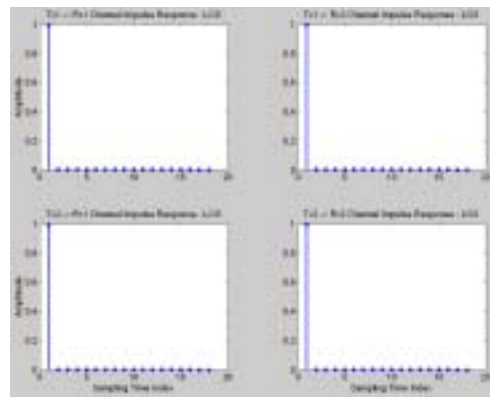


圖 10 60GHz (LOS) 2x2 MIMO Channel Model Impulse Response(1)

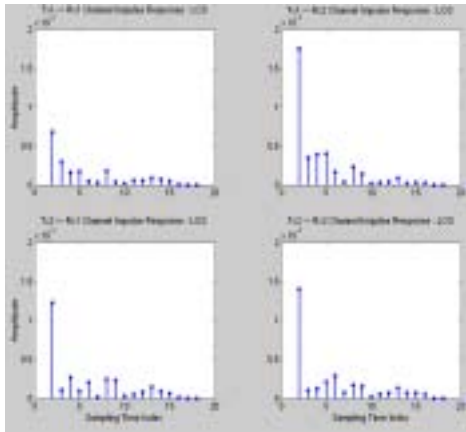


圖 11 60GHz (LOS) 2x2 MIMO Channel Model Impulse Response(2)

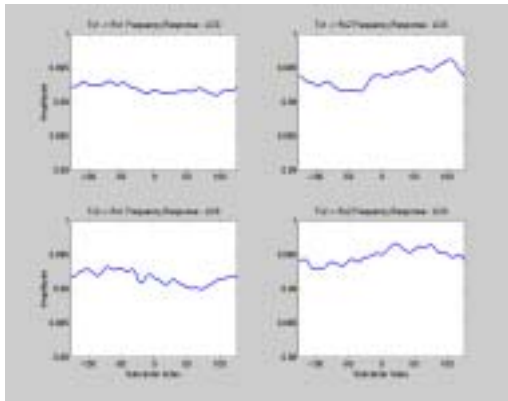


圖 12 60GHz (LOS) 2x2 MIMO Channel Model Frequency Response

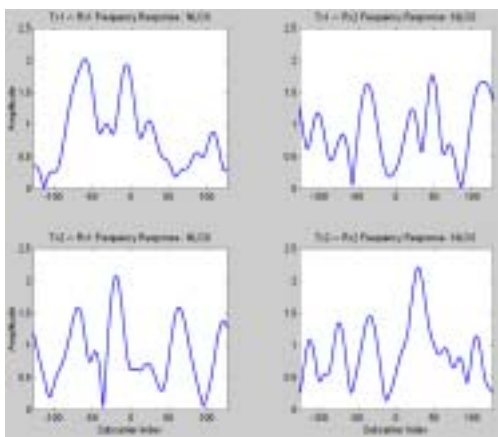


圖 13 60GHz (NLOS) 2x2 MIMO Channel Model Frequency Response

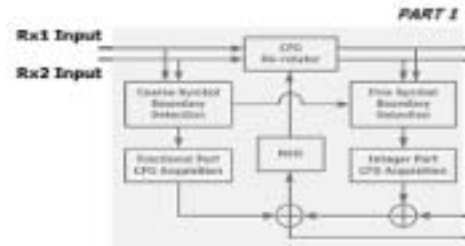


圖 14(a) 接收機架構圖

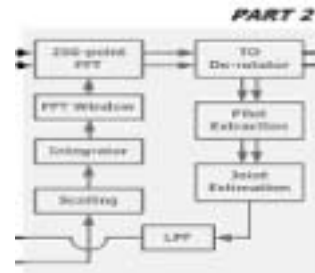


圖 14(b) 接收機架構圖

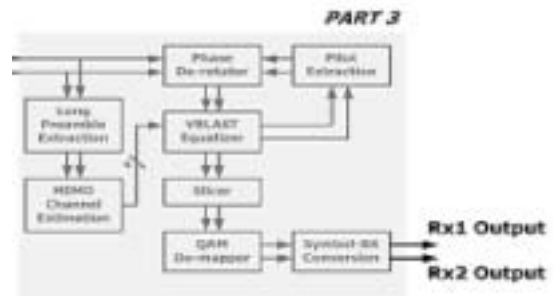


圖 14(c) 接收機架構圖

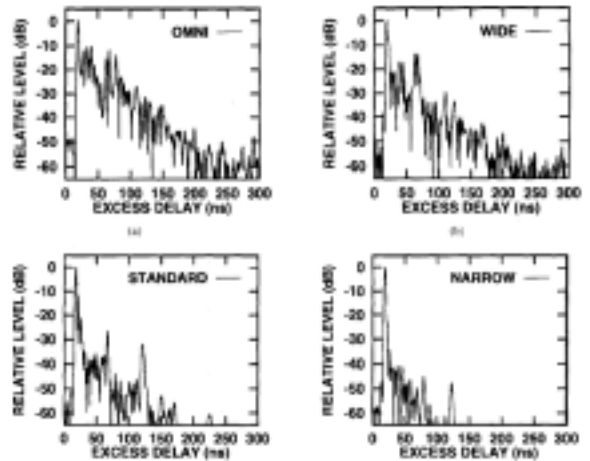


圖 15 4種不同的 Antenna 在 60GHz, 所量測出的 Delay Profiles

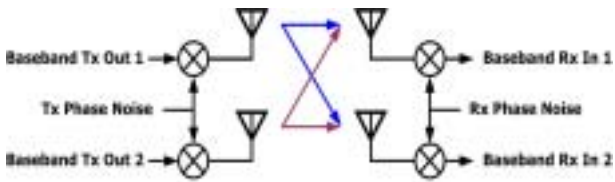


圖 16 相位雜訊模型示意圖

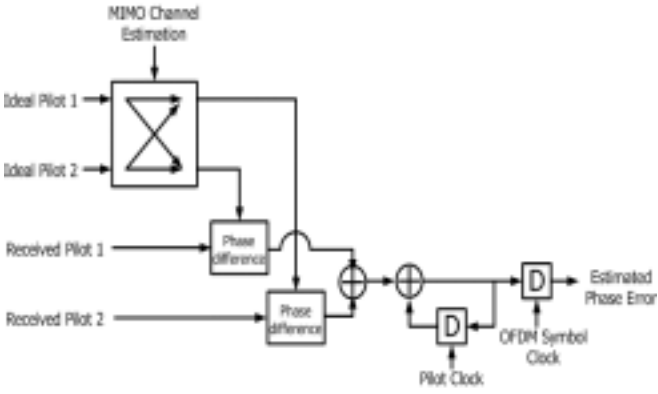


圖 17 在 VBLAST 之前的估計方式架構圖

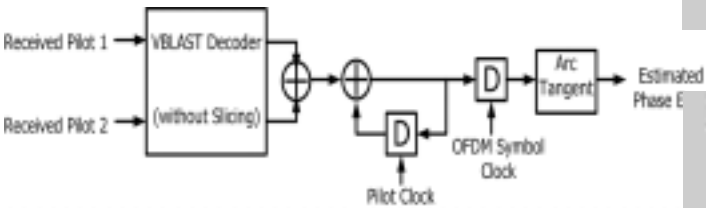


圖 18 在 VBLAST 之後的估計方式架構圖

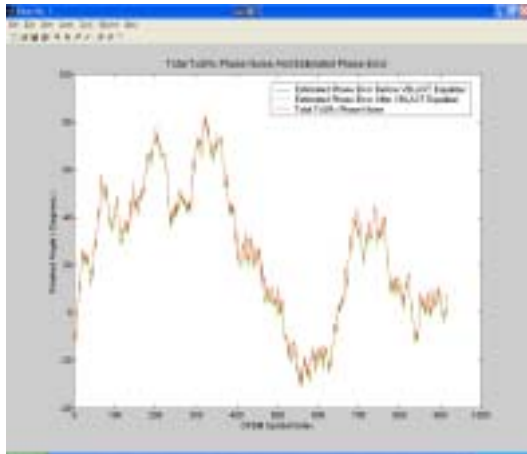


圖 19 無雜訊下，Tx&Rx 的相位雜訊及兩種估計方法

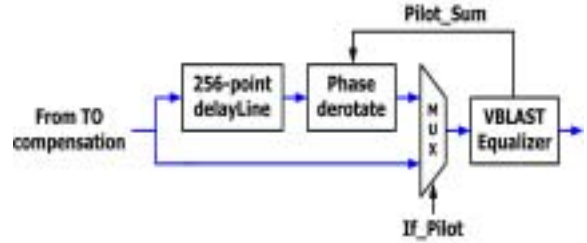


圖 20 VBLAST 之後再補償 Phase Noise 的架構圖

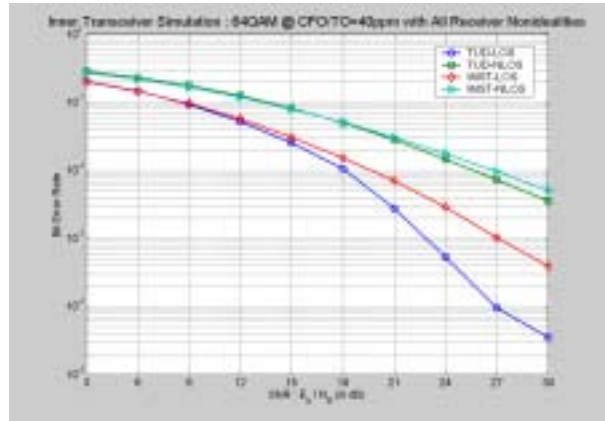


圖 21 64QAM Inner Transceiver 模擬結果

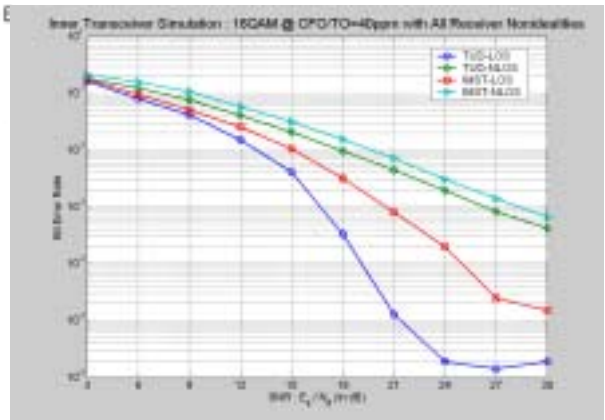


圖 22 16QAM Inner Transceiver 模擬結果

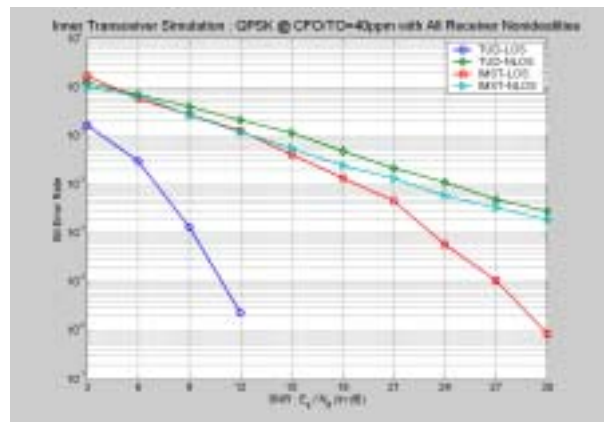


圖 23 QPSK Inner Transceiver 模擬結果