

科技部補助
大專學生研究計畫研究成果報告

| | |
|------------|--------------------------------------------------------------------------------------------------|
| 計 畫 名 稱 | 採用可移動星座點之廣義正交分頻多工之實現 ： Implementation of GFDM Systems Using Active Constellation Extension |
|------------|--------------------------------------------------------------------------------------------------|

執行計畫學生：傅千維

學生計畫編號：MOST 107-2813-C-035-062-E

研究期間：107年07月01日至108年02月28日止，計8個月

指導教授：林維崙

處理方式：本計畫可公開查詢

執行單位：逢甲大學通訊工程學系（所）

中華民國 108年05月01日

目錄

| | |
|-----------------------------------------------|----|
| 目錄..... | 1 |
| 第一章 簡介..... | 2 |
| 1-1 前言:..... | 2 |
| 1-2 研究計畫摘要:..... | 3 |
| 1-3 本文內容綱要:..... | 3 |
| 第二章 文獻回顧與探討 | 4 |
| 第三章 研究方法及步驟 | 7 |
| 3-1 Matlab Simulink 模擬架構 | 7 |
| 3-1-1 搭建系統架構..... | 7 |
| 3-1-2 使用預等化器進行通道預失真..... | 8 |
| 3-1-3 使用 ACE 方法..... | 10 |
| 3-2 使用 NI USRP 實際接收發與環境搭建 | 12 |
| 3-2-1 NI USRP 設定 | 12 |
| 3-2-2 SDRu Transmitter & Receiver block | 15 |
| 3-2-3 QPSK 實際接收發配置 | 16 |
| 第四章 研究結果與討論 | 19 |
| 4-1 預等化器參數與預失真效益關係 | 19 |
| 4-2 ACE 參數與預失真效益關係 | 22 |
| 4-3 ACE 通道預等化實際接收發結果 | 26 |
| 第五章 參考文獻..... | 27 |

第一章 簡介

1-1 前言:

正交分頻多工技術 (orthogonal frequency division multiplexing, OFDM), 因用於第四代通訊系統 (fourth generation, 4G) 上, 而在這幾年快速發展, OFDM 基本原理是將原有的傳輸序列分配在不同的子載波 (subcarrier) 平行傳送, 與技術成熟的分頻多工 (frequency division multiplexing, FDM) 不同之處, 為子載波不會互相產生干擾, 產生較好的頻寬效益 (bandwidth efficiency)。

而在 2009 年時, 德國 5GNow 提出了廣義分頻多工技術 (generalized frequency division multiplexing, GFDM) [1], 這也是第五代通訊系統 (fifth generation, 5G) 的候選技術, 與 OFDM 不同的是使用了更少的子載波, 且彼此的子載波不正交, 可以更好的控制帶外發射, 其中採用的濾波器也從 OFDM 的矩形脈衝濾波器, 換成了非矩形脈衝濾波器。由於子載波數量較少, 因此 GFDM 相較於 OFDM 有更好的峰均功率比 (peak-to-average power ratio, PAPR) 效能。但相對的放棄了子載波之間嚴格的正交性條件, 使得子載波間的干擾變大, 因此符元錯誤率 (symbol error rate, SER) 性能略低於 OFDM 系統。由於 OFDM 與 GFDM 都有需要降低 PAPR 的問題, 而可移動星座延展 (active constellation extension, ACE) 技術則被提出用於降低 PAPR [2]。ACE 的方法很容易在功率/資源配置、預編碼、通道預失真、同步信號設計、或其他最佳化領域加以延伸。

由於未來 5G 系統將會使用到 GFDM 系統, 因此本研究主要目的是建構一個利用 ACE 方法的 GFDM 系統架構, 並使用 Simulink 與無線電收發設備 (universal software radio peripheral, USRP) 模擬設計之 GFDM 系統架構是否能實際的收發, 並且評估系統在無線通道下之實際效能。

1-2 研究計畫摘要:

對於未來無線通訊系統的發展方向而言，高速率、低延遲、低耗能、高頻譜效率勢必是下一代通訊系統主要的目標，而廣義分頻多工技術 (generalized frequency division multiplexing, GFDM) 相較於目前 4G 採用的正交分頻多工技術 (orthogonal frequency division multiplexing, OFDM) 有著更好的頻譜效率，也能有效的控制帶外發射的問題，但高峰均功率比 (peak to average power ratio, PAPR) 值也是 OFDM 與 GFDM 兩個技術的共同問題，而可移動星座延展 (active constellation extension, ACE) 技術正是解決高 PAPR 值的一個好方法。

因此本計畫主要建構一個 GFDM 系統，並使用 ACE 數學模型來降低 PAPR 值，利用 Matlab 環境底下的 Simulink 模擬工具，在電腦上模擬架構後，使用通用軟體無線電收發設備 (universal software radio peripheral, USRP) 進行訊號的收發測試是否可行，並且評估系統的效能。

1-3 本文內容綱要:

本報告分為五章:

第一章:簡介-本章簡單介紹本專題的研究計畫主題。

第二章:文獻回顧與探討-本章介紹與本研究計畫主題相關文獻的評析、摘要與研究成果。

第三章:研究方法及步驟-本章介紹如何架設 USRP 接收發基地台並在 Matlab 環境中使用 ACE 方法來進行多項實驗。

第四章:研究結果與討論-本章介紹第三章之實驗數據，以及評估系統效能。

第五章:參考文獻

第二章 文獻回顧與探討

為了因應科技演進對於資料傳輸率與時並進的需求，現今的無線寬頻通訊系統著眼於提供每秒數十或數百 Mbits (百萬位元) 的資料傳輸速率，並採用正交分頻多工 (orthogonal frequency division multiplexing, OFDM) [3]-[9] 把資料符元 (data symbol) 以彼此正交的方式乘載至頻域 (frequency domain)，以減緩多路徑 (multipath) 通道對個別資料符元所造成的影響。同時，循環字首 (cyclic prefix, CP) 技術的採用，也消除了符元干擾 (inter-symbol interference, ISI) 效應。

雖然以 OFDM 技術對抗多路徑效應是一種十分有效的方法，但是 OFDM 信號過高的峰均功率比 (peak-to-average power ratio, PAPR) 卻是一個相當嚴重的問題 [10]。依據以往研究指出，OFDM 信號的 PAPR 與載波個數成正比，亦即載波個數越多，PAPR 就越高。過高的 PAPR 需要線性度相當高的功率放大器，而且高線性度的功率放大器太過於昂貴，不利於系統的實現。

可移動星座延展技術 (active constellation extension, ACE) 被提出用於降低正交振幅調變正交分頻多工之均峰功率比 (peak-to-average power ratio, PAPR) [11]-[13]，如圖1所示。

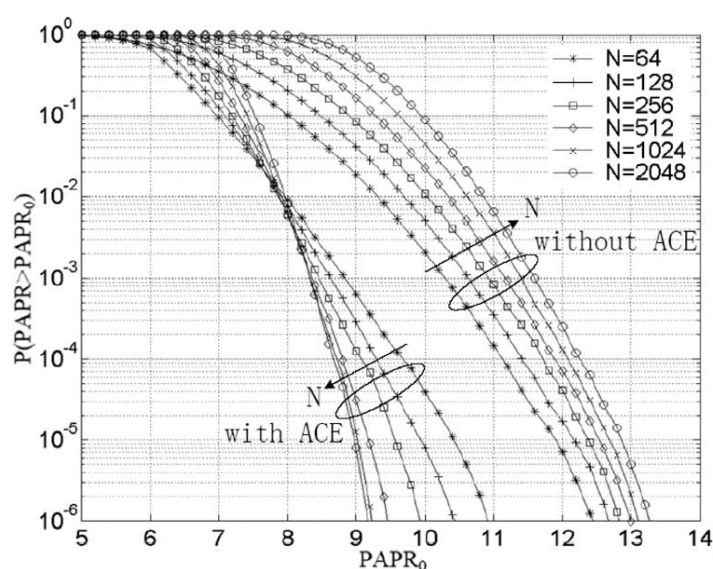


圖1. ACE 演算法應用於 OFDM 系統中 PAPR 的結果

ACE 在不破壞星座點之間最小歐氏距離 (Euclidean distance) 的條件下，移動 4 點或 16 點之正交振幅調變之外圍星座點的允許區間，並用以去模擬一個截波過的 OFDM 信號。同時，文獻 [14] 亦說明了採用 ACE 的方法為了去限制信號的 PAPR 而付出在移動信號的能量只少於額外的 1dB。除了把 ACE 用在降低 OFDM 的 PAPR 問題上，ACE 亦被採用於空時區塊碼系統 (space-time block code) [15]，透過增大的信號點距離以增強系統功率效益。

無線通信系統發展的方向不僅是提高數據速率，而且要實現更低的延遲，更低的能耗和更高的頻譜效率。第五代通信系統 (5G) 有望提供機器對機器 (M2M) 通信 [16]，觸覺互聯網 [17]、無線區域網絡 (WRAN) 或車輛到車輛 (V2V) 等各種無線網絡 [18]，而這些無線網路所需的低延遲 [19] 應用程序需要短的突發數據，這意味著每個符號具有一個循環前綴 (CP) 的 OFDM 信號將呈現出令人望而卻步的低頻譜效率。由於 CP 插入引起的低頻譜效率也是 WRAN 應用中的一個問題，其中典型的通道脈衝響應具有十分之一微秒的持續時間 [20]。此外，OFDM 的高帶外 (out-of-band, OOB) 發射 [21] 對機會和動態頻譜接入產生了一個挑戰 [22]。為了實現這些服務，已經研究了新的無線電波技術來替代正交分頻多工 (OFDM) [6]，而其中一種技術是廣義分頻多工 (GFDM)。

GFDM 是一個多載波系統，它放棄了 OFDM 原本子載波嚴格的正交性，因此可能出現符元間干擾 (ISI) 和載波間干擾 (ICI)。儘管如此，有效的接收技術可以消除這種干擾，即具有迭代干擾消除的匹配濾波器接收機 [23] 可以在不同信道模型上實現與 OFDM 相同的符號差錯率 (SER) 性能。GFDM 以數字方式實現了經典的濾波器波段方法，使用的原型濾波器是非矩形脈衝濾波器，可以避免矩形脈衝濾波器存在的一些問題，循環字首 (cyclic prefix) 插入用於在接收端實現低複數均衡，在傳統的單載波系統中使用循環前綴時，實現了較低的 PAPR 和簡單的均衡，導致在 LTE 上行鏈路中應用 SC-CP (帶有循環字首的單載波) 系統概念 [24]，而在 GFDM 中使用了更少的循環字首，一定程度上提升了頻譜的效率，圖 2 為 OFDM 與 GFDM 的 PAPR 值比較 [25]。

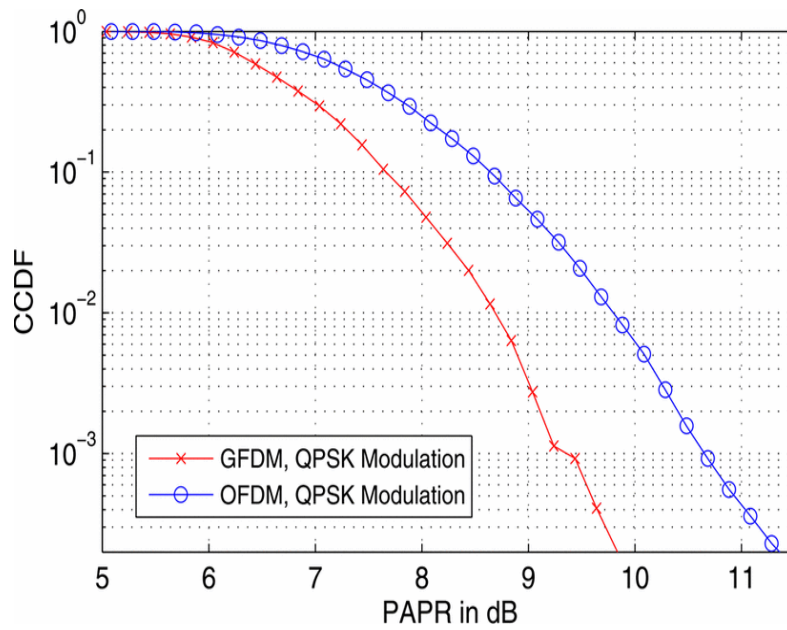


圖2. 用於 OFDM、GFDM 的 PAPR 之 CCDF

由上圖所示，雖然 GFDM 展現了較 OFDM 為優的 PAPR，但其 PAPR 仍然相當高，因此本研究主要將 ACE 方法應用在 GFDM 系統上，並使用實體無線電收發器來模擬信號的接收發。

第三章 研究方法及步驟

3-1 Matlab Simulink 模擬架構

3-1-1 搭建系統架構

OFDM 系統基本架構圖如圖 3 所示。

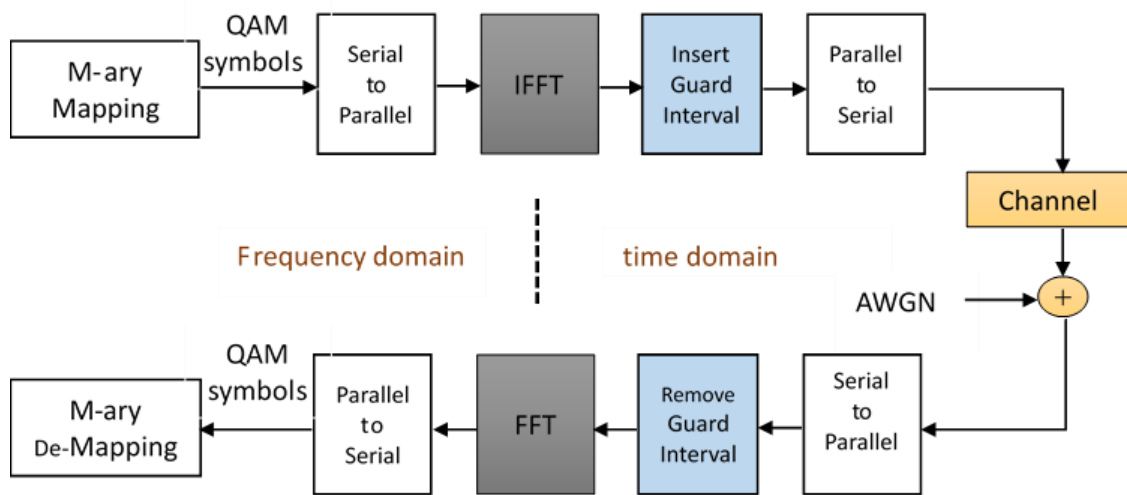


圖3. OFDM 系統基本架構

依照圖 3 使用 Simulink 模擬出此架構，如圖 4 所示。

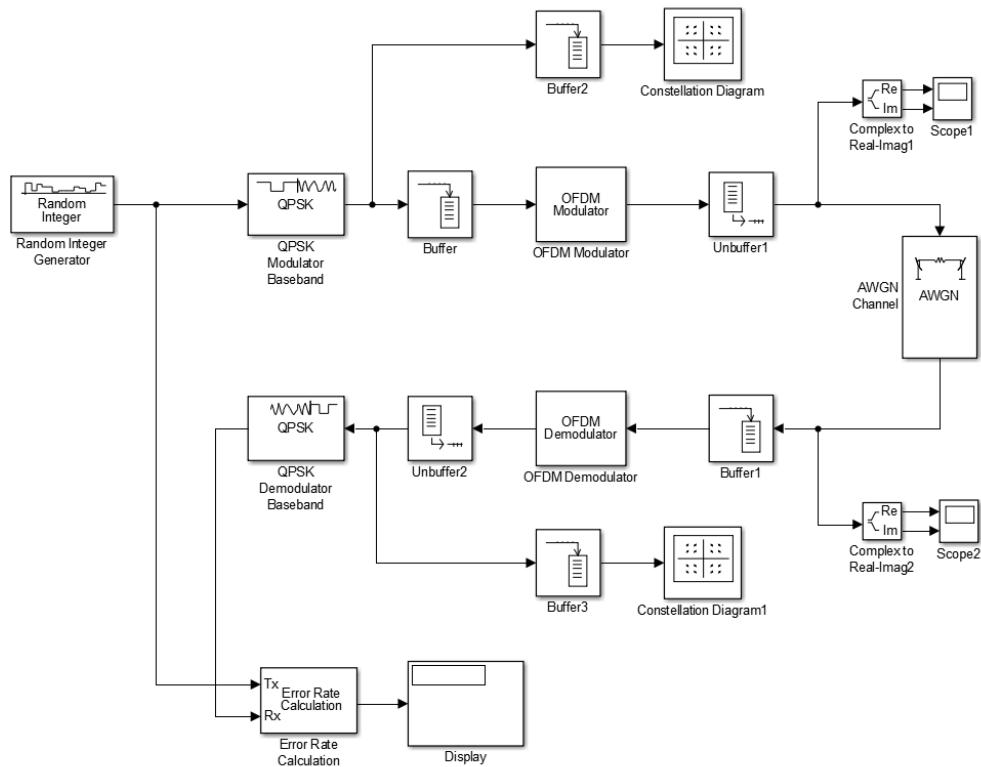


圖 4. Simulink 模擬 OFDM 系統

輸入信號使用 Random Integer Generator 產生，將產生的信號經由 QPSK Modulator 輸出成 QPSK 調變信號，並置入 Buffer 當中，進行 S/P 轉換成平行資料，輸入至 OFDM Modulator，即完成信號之 OFDM 調變，使用 Unbuffer 使資料一筆一筆傳輸至通道，通道方面使用 AWGN Channel，透過調整 Signal-to-noise ratio (SNR) 參數可以模擬不同訊雜比之通道；在接收端使用 Buffer 接收信號，將一連串平行信號串成序列，並且傳入 OFDM Demodulator 進行 OFDM 解調變，將解調後的資料透過 Unbuffer 進行 P/S 轉換，接著傳入至 QPSK Demodulator 即可完成整個解調的動作。

在此架構當中，加入 Constellation Diagram 可以觀察頻域信號之星座圖，Scope 則可以觀察信號在時域上之變化，錯誤率估測使用 Error Rate Calculation 模組來計算接收錯誤率。

3-1-2 使用預等化器進行通道預失真

ACE 方法很容易延伸在功率/資源配置、預編碼、通道預失真、同步信號設計、或其他最佳化領域加以延伸，本子項主要運用預等化器 (pre-equalization) 來進行通道預失真 (pre-distortion)，Simulink 架構圖如圖 5 所示。

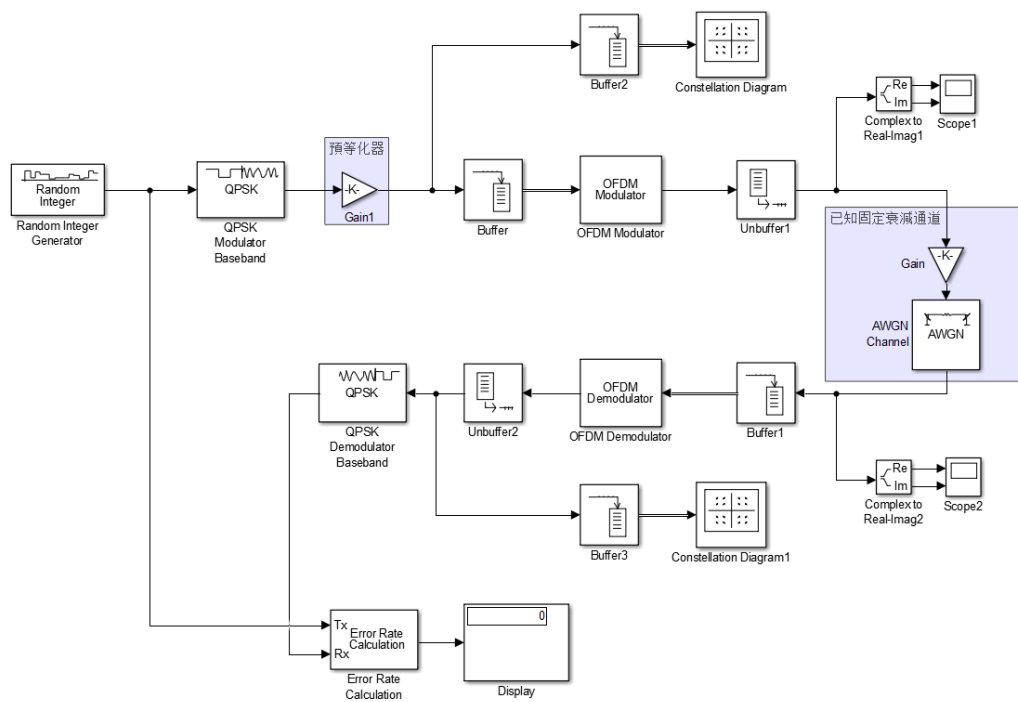


圖 5. 使用預等化器進行通道預失真

假設在接收端已透過回授機制獲得通道狀態，為一衰減固定比例功率之通道，我們可以使用預等化器來補足高頻功率的衰減，若接收端子載波信號 Y 為輸入子載波信號矩陣 x 乘上通道參數 H 加上雜訊 n ，可得下式

$$Y = Hx + n$$

透過預等化器將信號預失真可得

$$x' = Wx$$

W 為預等化器參數矩陣，帶入原式得

$$\begin{aligned} Y &= Hx' + n \\ &= H(Wx) + n \end{aligned}$$

如此可使雜訊 n 不被放大，比起接收端等化可以得到更好的效果，若 HW 為 1，則

$$Y = x + n$$

接收信號 Y 可以被當成白色高斯雜訊通道。

其中通道參數 H 為架構圖上 Gain 增益模組之值，預等化器參數矩陣 W 為 Gain1 之值，藉由調整兩模組參數，來達成通道預失真之目的，但此種方法需要大量的回授資訊，且當通道估測不完美時，亦會傷害接收信號的錯誤性能，而由於 ACE 可以在傳送信號之前便加以處理，在接下來的實驗項目裡將會聯合接收端共同進行 ACE 通道預等化。

3-1-3 使用 ACE 方法

ACE 主要為移動星座點來達到在不增加錯誤率的情形下降低 PAPR 值，操作方法首先需定義信號點，以本實驗 QPSK 為例(圖 6)，令 4 個信號點為 $X_1 \sim X_4$ ，灰色區域為信號點之可移動範圍，於是將每個信號點 X_m 加上一複數值 C_m ，得到移動後信號點 X'_m

$$X'_m = X_m + C_m, \quad m = 1, 2, 3, 4$$

使信號點可以在灰色區域間移動，如圖 7 所示。

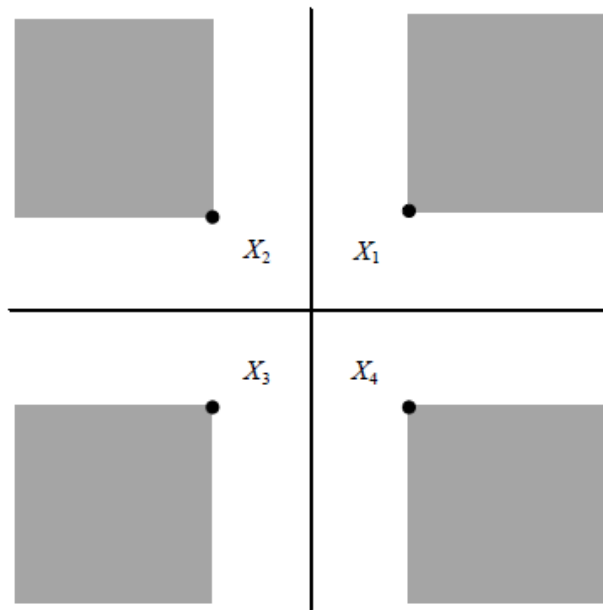


圖 6. QPSK 信號星座圖

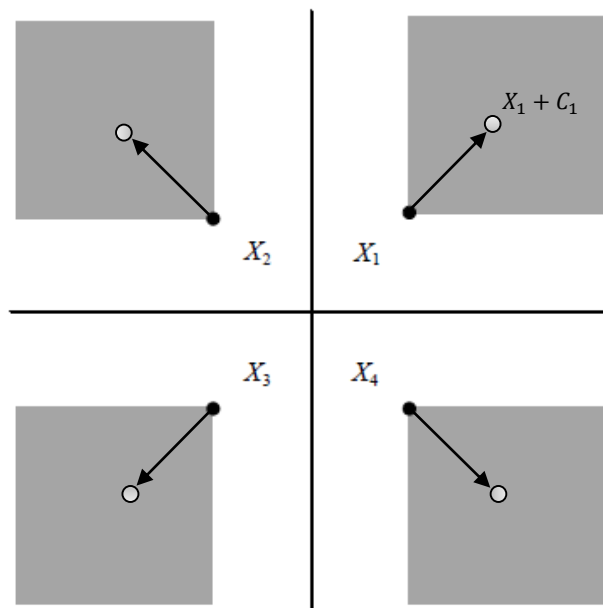


圖 7. 移動 QPSK 信號星座點

在 Simulink 上，可以使用 Complex to Real-Imag 將信號點拆成實數和虛數部分，接著分別去改變實部或虛部的數值，達到移動星座點的目的，如圖 8 所示，分別使用 ReGain 和 ImGain 去使信號點在星座圖上等比像外移動，也可以使用 Add 加法的方式去移動信號點。

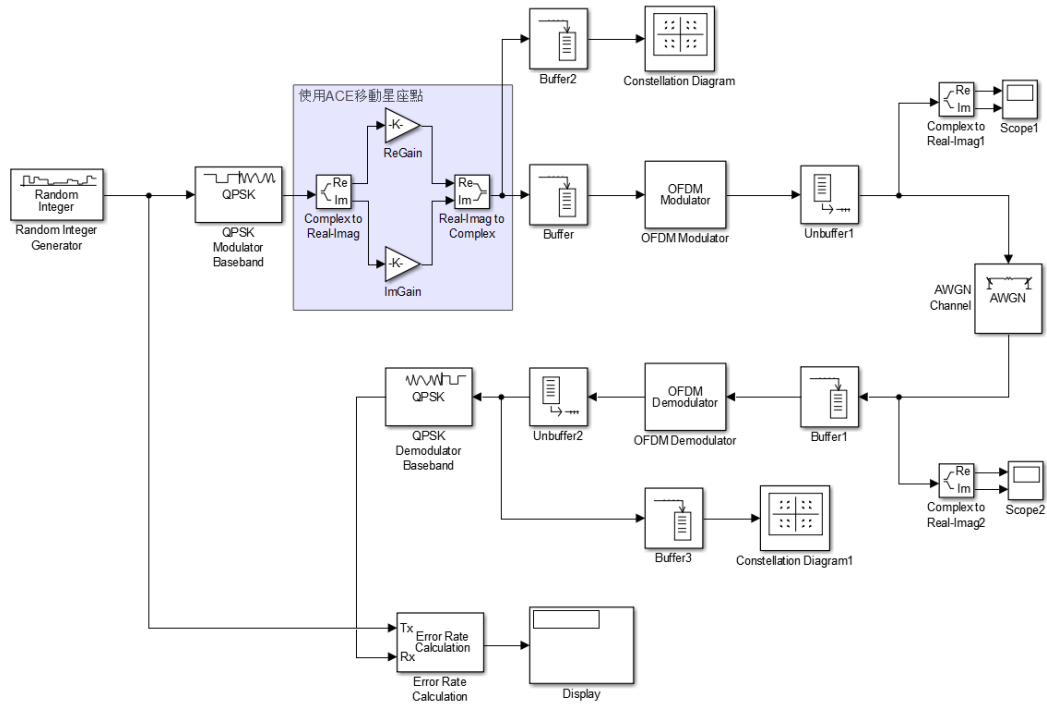


圖 8. 使用 ACE 方法於 OFDM 之架構圖

3-2 使用 NI USRP 實際接收發與環境搭建

3-2-1 NI USRP 設定

準備兩台 NI USRP，一台為 TX (發送端)、一台為 RX (接收端)，我們使用 Ethernet 來與電腦做連接，USRP 概況如下圖 9 所示。

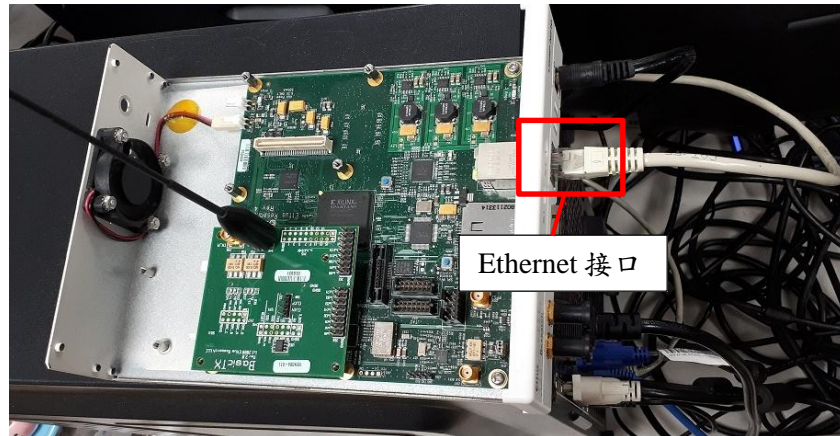


圖 9. USRP 接線概況

USRP 部分配置好後，將 Ethernet 的另一端網路接頭接至電腦上擴充之網路卡，如圖 10 所示。

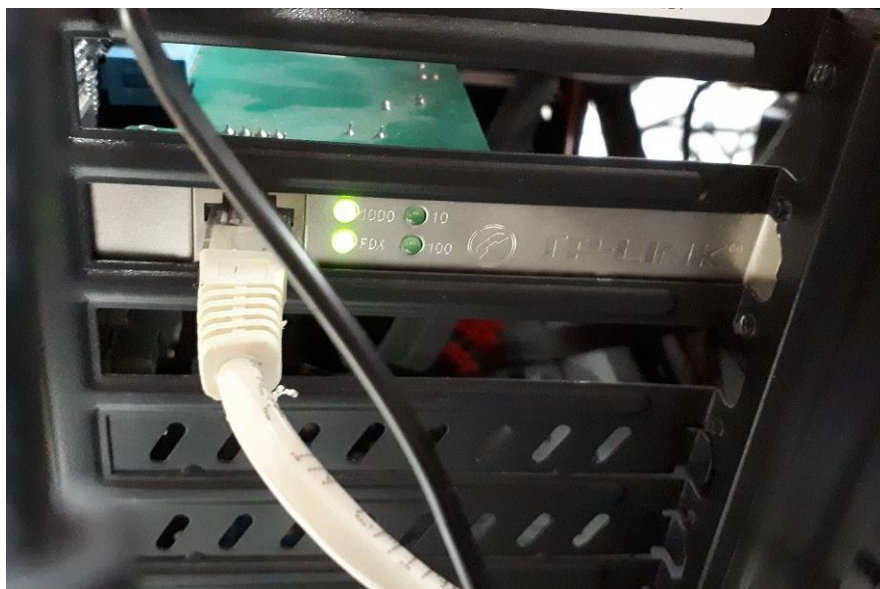


圖 10. 將網路接頭接至電腦擴充網路卡上

將 TX、RX 端都照上面配置好後，打開電腦之網路連線設定，可以發現多一個區域連線網路，為無法辨識的網路，下方有描述為哪一個網路卡，即可確定哪一個連線網路為本實驗用之網卡，如圖 11 所示，可以發現 Realtek 網路卡為區域連線 4，此即為我們的 USRP。

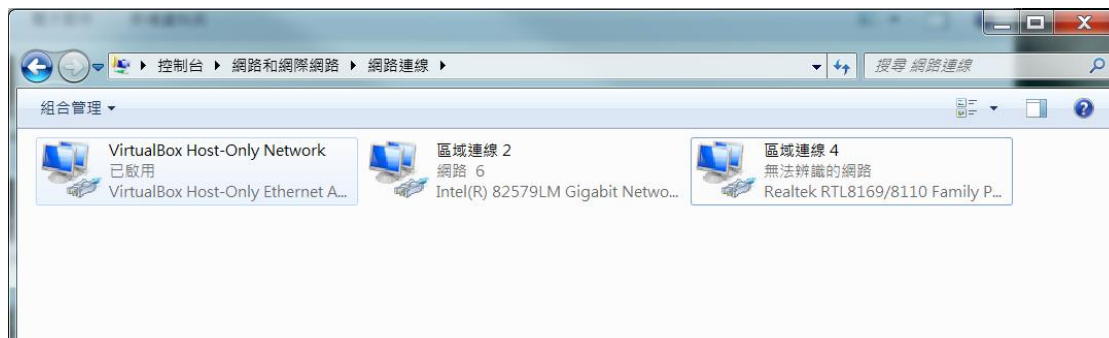


圖 11. 尋找 USRP 之連線網路

接著右鍵進入內容去修改此連線之 IPv4 內容，將 IP 位址設為 192.168.10.1，子網路遮罩設為 255.255.255.0，如下圖 12 所示，此設定目的為使 Matlab 可以透過 Ethernet 接口找到 USRP 裝置位置，設置方法適用於 TX 和 RX 端，且兩端皆需設置。

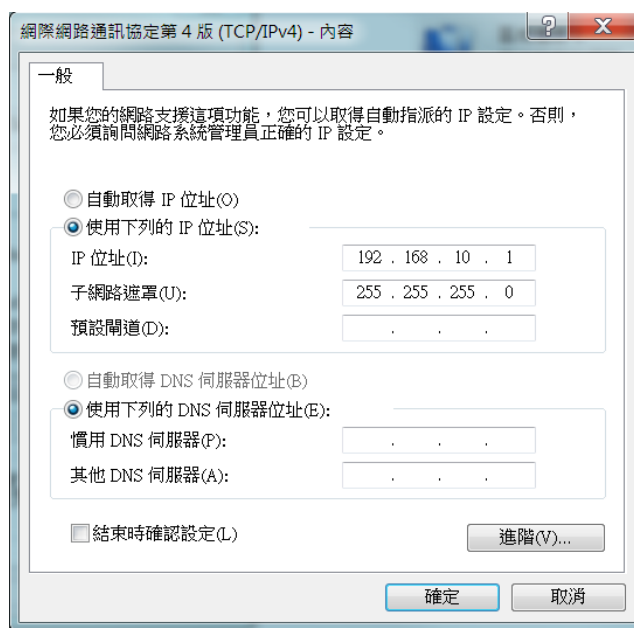


圖 12. 修改 IPv4 內容

電腦設置完畢後，將兩台 USRP 擺放至適當位置，盡量避免放在無線基地台 (Wi-Fi 分享器等)附近，否則將會干擾本實驗之準確率，本實驗將兩台 USRP 擺放如圖 13 所示，且已經做好隔絕干擾訊號之準備。



圖 13. USRP 擺放位置概況圖

3-2-2 SDRu Transmitter & Receiver block

USRP 在 Matlab Simulink 底下有支援的模組可使用，分別為 SDRu Transmitter 和 Receiver，使用前必須先安裝支援包，到 Add-Ons 裡的 Get Hardware Support Packages 中，選擇 Install from Internet，並在左側找尋 USRP Radio，找到後即可安裝，如圖 14 所示。

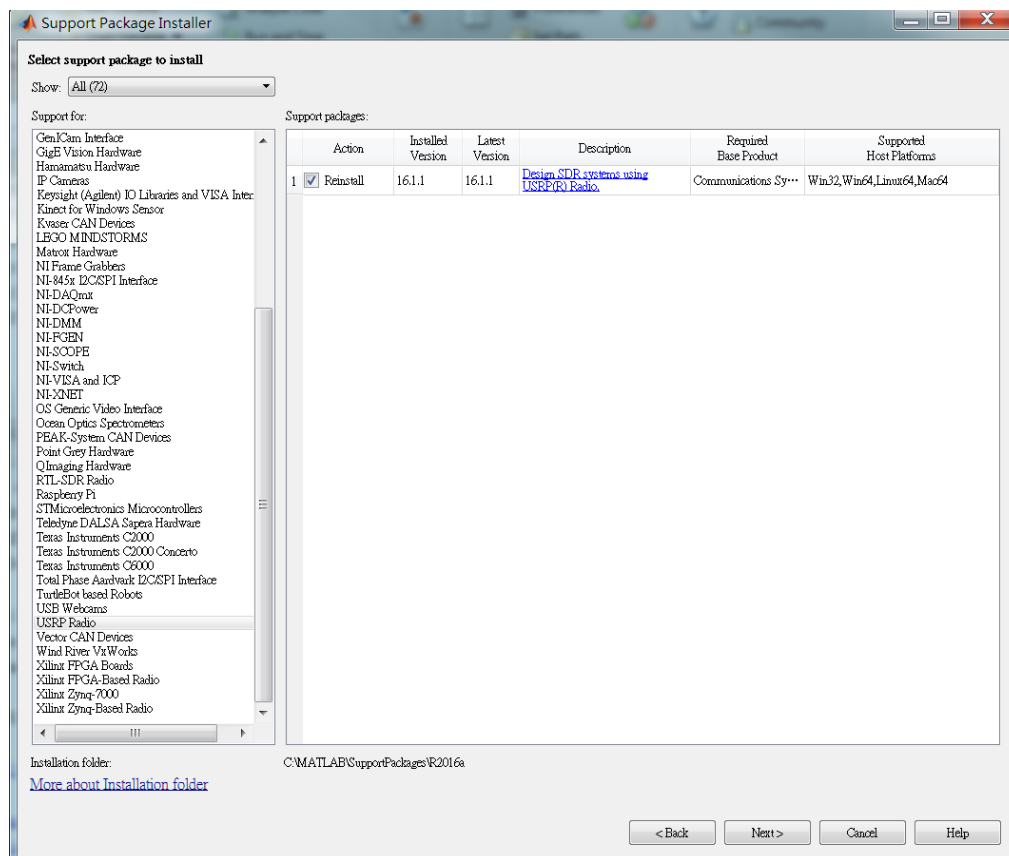


圖 14. Support Package Installer

安裝完後，即可在 Simulink 裡找到 SDRu 系列模組可以使用，圖 15 為在 Simulink 中 SDRu 發射器和接收器與 USRP 硬體之接口，傳送端透過 Signal Generator 這個 Simulink Block 來產生模擬信號，並藉由額外安裝的 USRP 套件包來取得 SDRu Transmitter Block 作為代表 USRP 傳送端在 Simulink 裡的 Block，接收端亦同，而兩端的 Block 皆為透過 Ethernet 來與 USRP 硬體連接溝通和傳輸資料，兩個 USRP 之間則使用它們上方安裝的天線來傳輸資料。

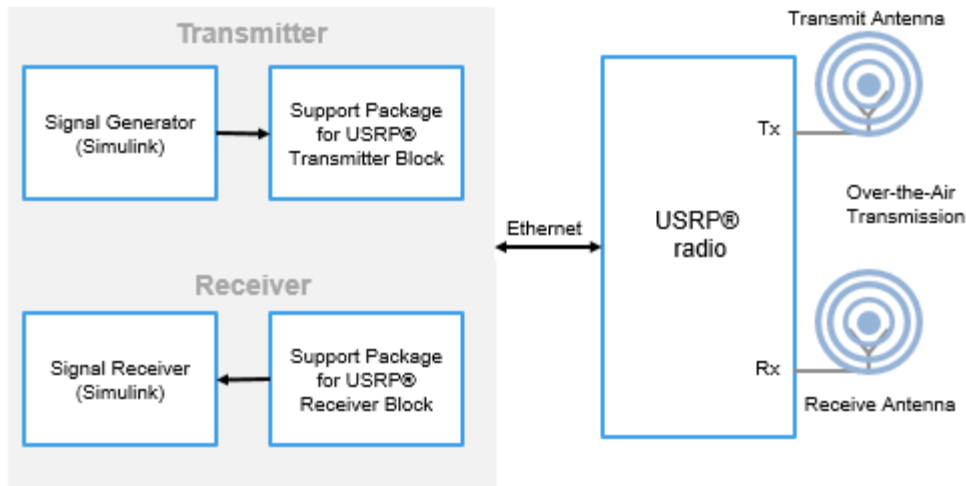


圖 15. Simulink 模組與 USRP 硬體接口

圖 16 為 SDRu Transmitter & Receiver Block，輸入參數部份本研究計畫只需更動 f_c (Center frequency)、gain (Transmitter gain)、Platform、IP address 這幾個數值即可，詳細參數及設定在接下來的章節將會進一步討論。

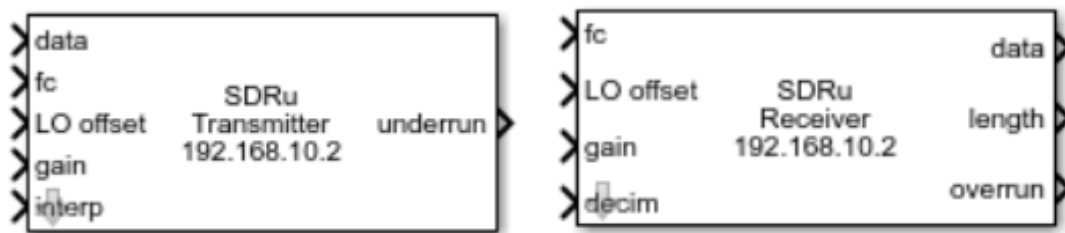


圖 16. SDRu Transmitter & Receiver Block

3-2-3 QPSK 實際接收發配置

實際接收發的部分，我們利用 SDRu Block 來實作 QPSK 傳送器和接收器，圖 17 為 QPSK 傳送器的系統架構圖。

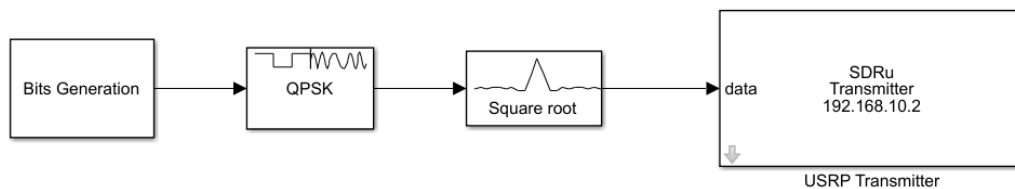


圖 17. QPSK 傳送器

Bits Generation 用來產生將傳輸的資料，QPSK 為將資料進行 QPSK 調變，Square root 為根升餘弦濾波器 (Root-raised cosine filter)，主要是盡量減少符元干擾 (ISI)，最後則接至 SDRu Transmitter。

而藉由圖 17 建構好的傳送器架構，並搭配 ACE 方法來進行本計畫之研究，在 QPSK 模組後方進行星座點移動，架構如圖 18 所示，其中 N 即為移動量。

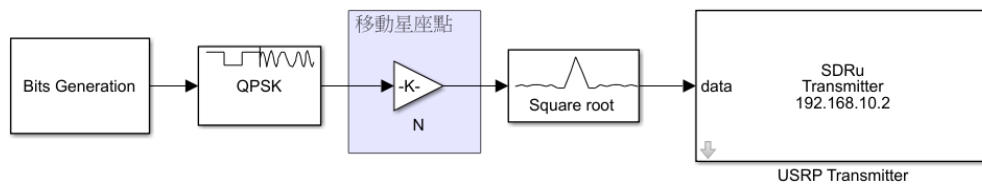


圖 18. 使用 ACE 方法之 QPSK 傳送器

QPSK 接收器之架構如圖 19 所示，其中 QPSK Receiver 模組裡，包括了自動增益控制 (Automatic gain control, AGC)、根升餘弦濾波器、粗略頻率補償 (Coarse Frequency Compensation)、符元同步器 (Symbol Synchronizer)、載波同步器 (Carrier Synchronizer)、前導碼檢測器 (Preamble Detector)、幀同步器 (Frame Synchronizer)、資料解碼器 (Data Decoding) 等，而 BER Display 則用來計算接收錯誤率。

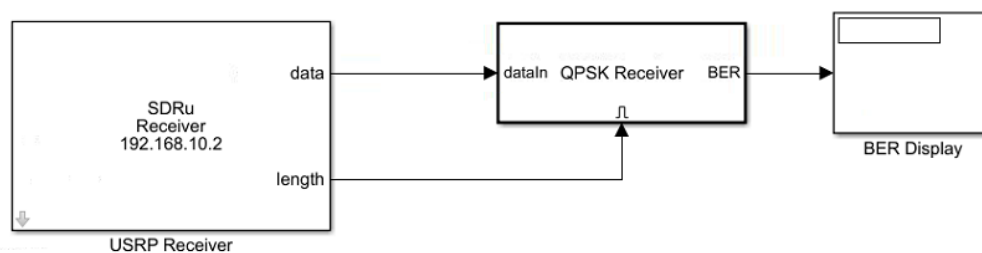


圖 19. QPSK 接收器

SDRu Block 的設定如圖 20，Platform 選擇有 N210 型號的選項，IP address 選擇 192.168.10.2，更改 Center frequency 為 6e7，此數值為測試後最佳的結果，因實驗場所而異，Gain 的部分為根據不同的實驗去做更動，其他數值皆不需更改，使用預設值，而 Transmitter 和 Receiver 的 Center frequency 皆需相同。

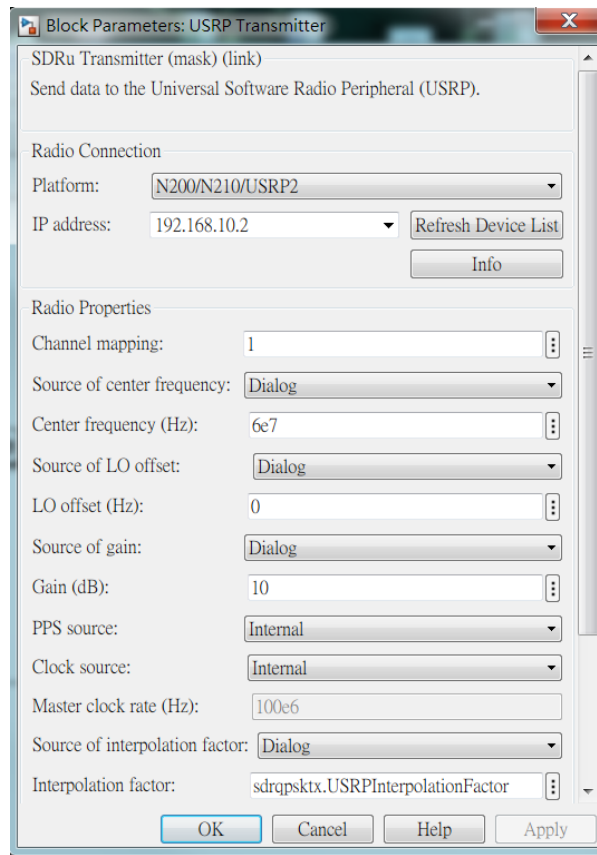


圖 20. SDRu Transmitter Block 設定 (Receiver 設定雷同)

第四章 研究結果與討論

4-1 預等化器參數與預失真效益關係

根據圖 5 的架構來模擬在 OFDM 中使用預等化器之成效，其中各系統參數為：

- Random Integer Generator: M-ary number = 4、Sample time = 1/1000
- QPSK Modulator (Demodulator): Input type = Integer、Constellation orderong = Gray
- OFDM Modulator (Demodulator) : FFT lengh = 64、Number of guard bands =[6;5]、Cyclic prefix length = 16
- Error Rate Calculation : Receive delay = 53*2
- Buffer : Output buffer size = 53
- Buffer1 : Output buffer size = 80

而 Gain1、AWGN Channel 之參數值將會隨實驗而變動。

實驗結果以下分為三種情況去測試：

(1) 針對信號之實數部分去做增益：

如圖 21 所示，其中 N 為 Gain1 之參數值、Y 軸為錯誤率、X 軸為 AWGN 通道之訊雜比，對於一同時衰減實部 (Real) 和虛部 (Imag) 固定功率之通道，若只針對實數部分去做增益，其得到的錯誤率反而會提升，且隨著 SNR 的增加，與原訊號之錯誤率差距越大，也就表明了當通道估測不完美時，給與系統之回授資訊不精確，將會破壞既有的錯誤率。

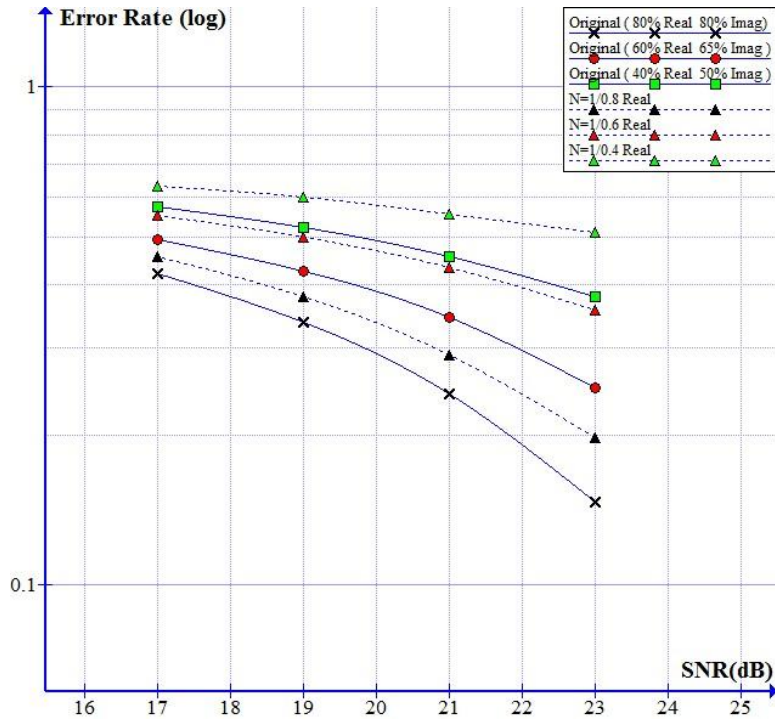


圖 21. 錯誤率對通道訊雜比圖(針對實數增益情形)

(2) 針對信號之虛數部分去做增益:

以圖 22 的結果來看，可以發現與實驗(1)結果相似，不完美的回授資訊，會增加接收端錯誤率，且可以發現與原始錯誤率的差距比起針對實數來說較小，也就是說針對虛數去做處理得到的結果會比針對實數來得好。

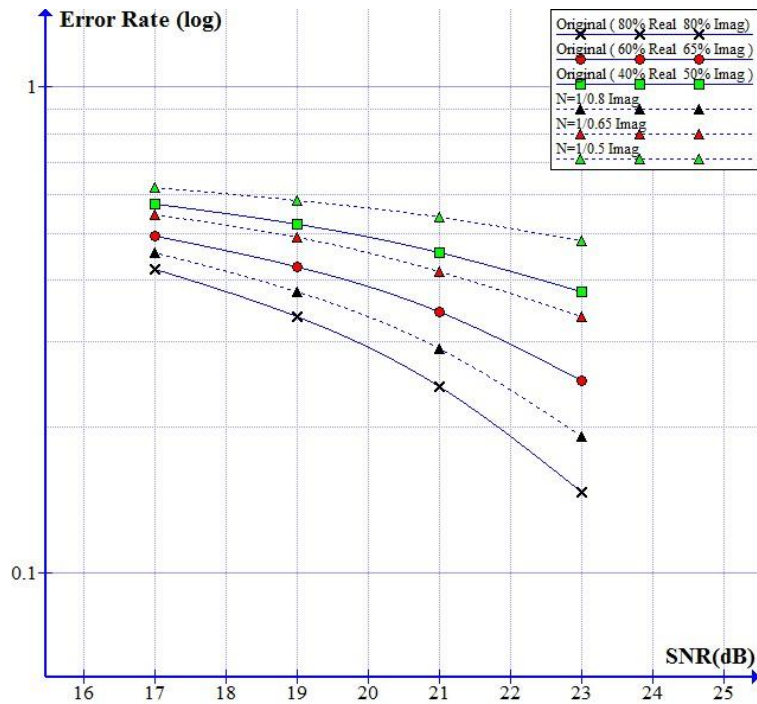


圖 22. 錯誤率對通道訊雜比圖(針對虛數增益情形)

(3) 同時針對實虛數部分去做增益:

若通道估測時，有得到精準的回授資訊，即同時對實部以及虛部去做適當的調整，得到的結果如圖 23，可以看出並沒有破壞到錯誤率，與原始錯誤率的線條重疊，雜訊也不會被放大，也就是說可以在不破壞錯誤率的情況下，使得處理接收訊號可以更加的簡便些。

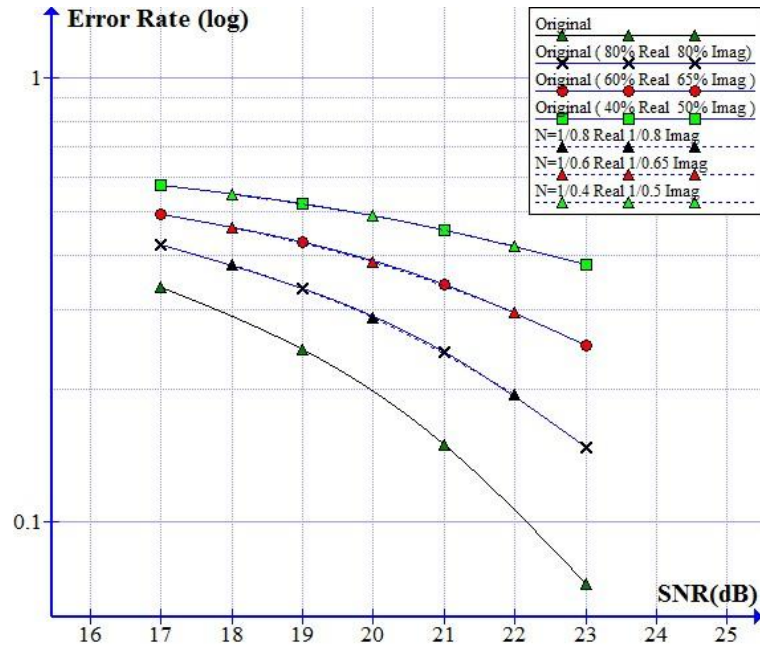


圖 23. 錯誤率對通道訊雜比圖(同時針對實虛數增益情形)

4-2 ACE 參數與預失真效益關係

根據 3-1-3 節研究方法，使用 ACE 方法在 OFDM 預失真上，架構為圖 8 所示，架構中各種模組之參數與 4-1 節設定相同，而本實驗之 ReGain 和 ImGain 參數皆設為相同，也就是將星座點等比向外移動到與原點距離 N 倍之處，結果以圖 24 表示。

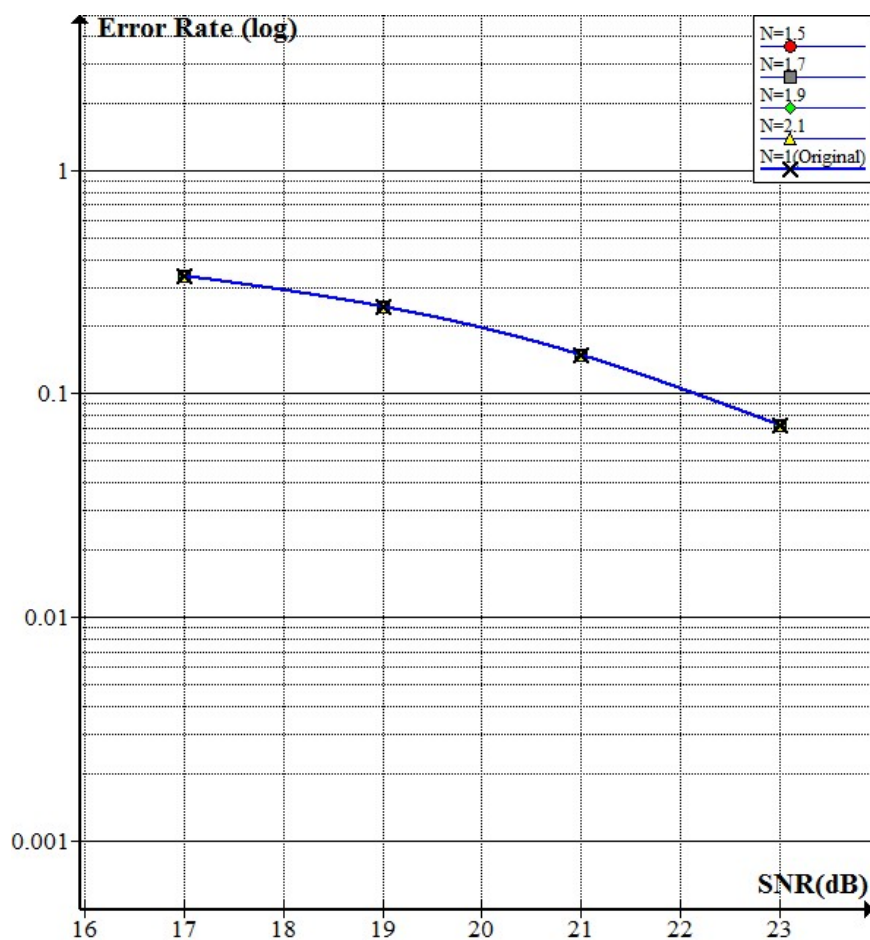


圖 24. 錯誤率對通道訊雜比圖(使用 ACE 方法於 OFDM)

水平軸為 AWGN 模組之 SNR 參數，單位是 dB，垂直軸為錯誤率取對數，隨著增加 SNR 值畫出的結果來看，很明顯的可以知道使用 ACE 方法並不會使錯誤率上升，而與原錯誤率線條重疊，代表我們可以在不提升錯誤的情況下降低 PAPR 值，且付出少量移動信號點所需的能量，即可去限制信號之 PAPR 值。

將 ACE 方法應用在預失真實驗上，本實驗利用 ACE 固定向外移動星座點到與原點距離 1.5 倍之處，實驗結果以下分為三種情況去測試：

(1) 針對信號之實數部分去做增益：

根據 4-1 (1) 之實驗結果可知，通道估測不完美時，給與系統之回授資訊不精確，將會破壞既有的錯誤率，且錯誤率隨著 SNR 增加而與原始錯誤率差距更大，而使用 ACE 方法後，由圖 25 可知，在回授通道資訊並非完美的情況下，移動信號於安全區間內，並不會造成更多的錯誤率，且與未使用 ACE 方法前的錯誤率線條重疊。

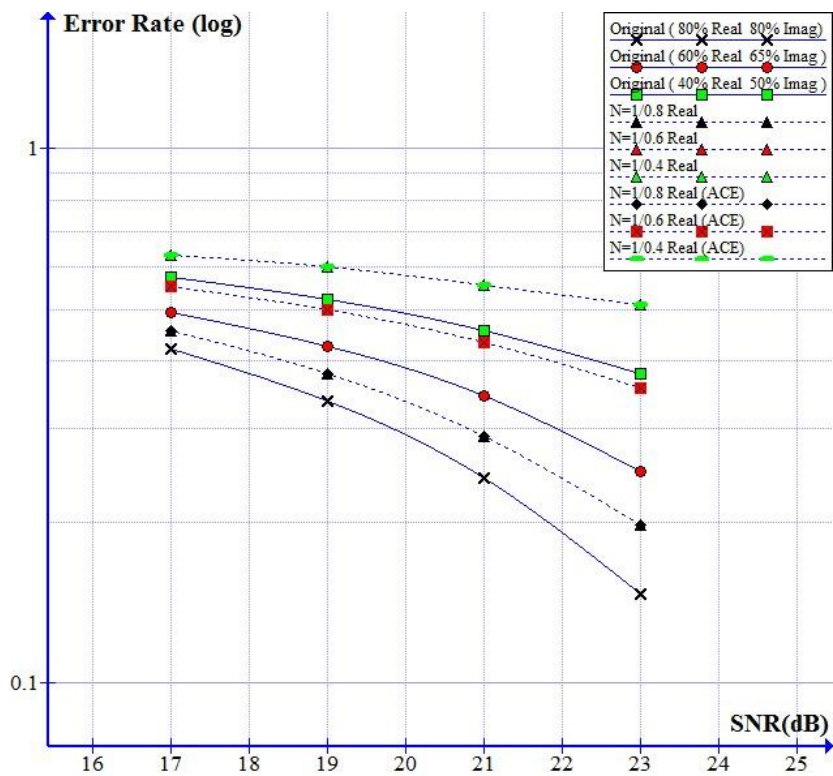


圖 25. 錯誤率對通道訊雜比圖(使用 ACE 在針對實數增益之情形)

(2) 針對信號之虛數部分去做增益:

結果如圖 26 所示，與實驗 4-1 (2) 結果大致相同，處理虛部得到的錯誤率比處理實部來得好些，而套用 ACE 方法得到的結果與本實驗(1)相同，並不會使錯誤率增加。

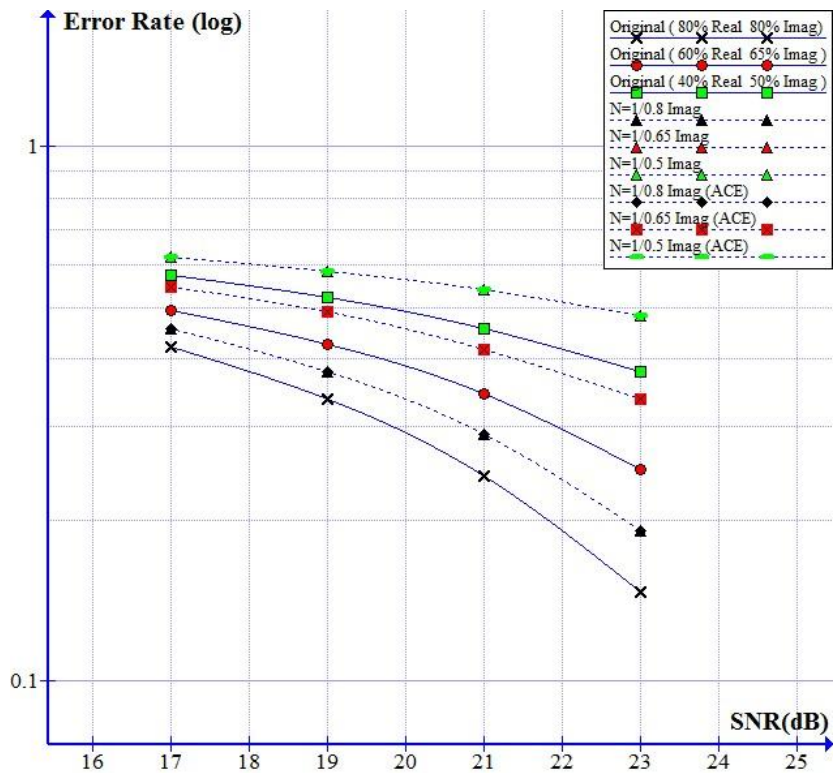


圖 26. 錯誤率對通道訊雜比圖(使用 ACE 在針對虛數增益之情形)

(3) 同時針對實虛數部分去做增益

結果如圖 27 所示，在有得到精準的回授資訊的情況下，能使預失真的結果得到完美，並根據上面的實驗結果可知，使用 ACE 方法並不會改變錯誤率，而本實驗得到的結果為三條線重疊在一起，也證實了前面實驗得到的結論。

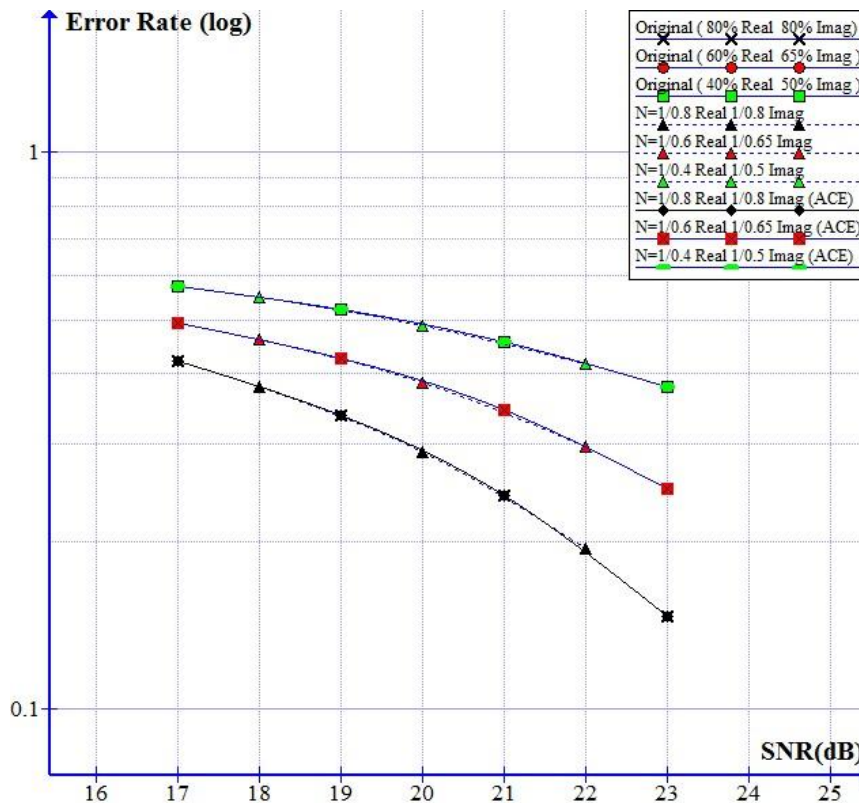


圖 27. 錯誤率對通道訊雜比圖(使用 ACE 方法在同時針對實虛數增益情形)

4-3 ACE 通道預等化實際接收發結果

利用 3-2-3 建構好的 QPSK 接收發架構來進行 USRP 實際接收發，並搭配 ACE 方法來進行本實驗，結果如圖 28 所示。

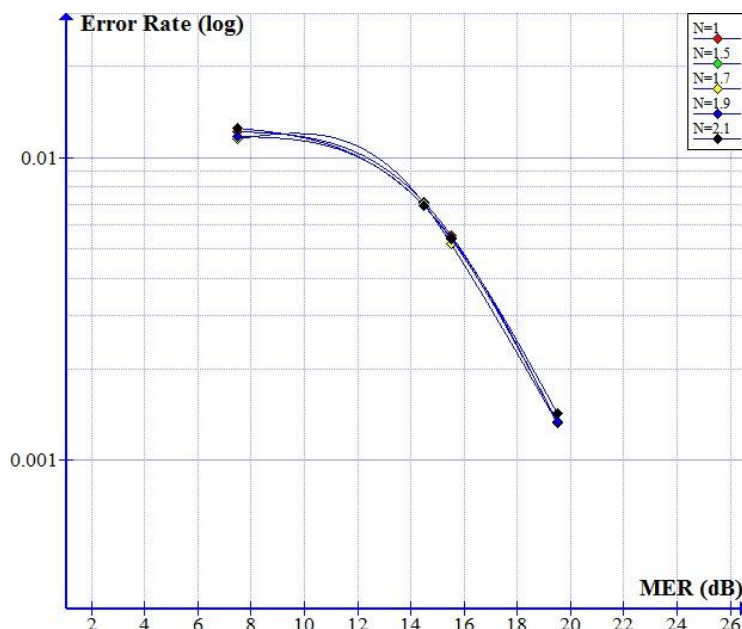


圖 28. 錯誤率對調變錯誤比圖

其中使用錯誤率對調變錯誤比(Modulation Error Ratio, MER)作圖，而 MER 通常也用來評估接收績效能的好壞，主要描述數位調製訊號在經過實際傳播通道後，受到不同的干擾而導致接收機解調錯誤的比例，數學定義如下：

$$\text{MER} = \frac{\frac{1}{N} \sum_{j=1}^N (I_{0j}^2 + Q_{0j}^2)}{\frac{1}{N} \sum_{j=1}^N (\Delta I_j^2 + \Delta Q_j^2)}$$

I_{0j} 和 Q_{0j} 分別代表理想的 I 和 Q 之調變訊號，而 ΔI_j 和 ΔQ_j 則代表實際測量到的 I 與 Q 與理想 I_{0j} 、 Q_{0j} 的差值，由定義可知，若 MER 的值越小，則表示接收符號距離理想位置越遠。

本實驗為在不同的 ACE 參數中，調整 USRP 傳送端之增益值，來得到不同的 MER 值，並紀錄接收錯誤率，由圖 28 的 5 個曲條可得知，MER 若越大，得到的錯誤率會越小，且使用不同參數的 ACE 方法得到的曲線也與未使用的錯誤率曲線約略重疊，而推論曲線有偏差的原因為實際測試環境中的各種干擾(多重路徑、頻段內干擾源等)造成，假使減少這些外部干擾，或是搭建更嚴謹的接收發架構，應當可以得到與理想狀況更接近的實驗結果。

第五章 參考文獻

- [1] N. Michailow *et al.*, “Generalized frequency division multiplexing for 5th generation cellular networks,” *IEEE Trans. Commun.*, vol. 62, no. 9, pp. 3045–3061, Sep. 2014.
- [2] B. S. Krongold and D. L. Jones, “PAR reduction in OFDM via active constellation extension,” *IEEE Trans. Broadcast.*, vol. 49, no. 3, pp. 258–268, Sep. 2003.
- [3] R. W. Chang, “Synthesis of band-limited orthogonal signals for multi-channel data transmission,” *Bell Syst. Tech. J.*, vol. 45, pp. 1775-1796, Dec. 1966.
- [4] S. B. Weinstein and P.M. Ebert, “Data transmission by frequency-division multiplexing using the discrete Fourier transform,” *IEEE Trans. Commun. Technol.*, vol. COM-19, pp. 628-634, Oct. 1971.
- [5] L. J. Cimini, “Analysis and simulation of a digital mobile channel using orthogonal frequency division multiplexing,” *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-33, pp. 665-675, July 1985.
- [6] J. A. C. Bingham, “Multicarrier modulation for data transmission: An idea whose time has come,” *IEEE Commun. Mag.*, vol. 28, pp. 5-14, May 1990.
- [7] B. Muquet, Z. Wang, G.B. Giannakis, M. de Courville, and P. Duhamel, “Cyclic prefixing or zero padding for wireless multicarrier transmissions?” *IEEE Trans. Commun.*, vol. 50, pp. 2136-2148, Dec. 2002.
- [8] IEEE, *Local and Metropolitan Area Networks Part 16: Air Interface for Fixed Broadband Wireless Access Systems*, *IEEE Std. 802.16-2005*, 2005.
- [9] ETSI, *Broadband Radio Access Networks (BRAN); HIPERLAN Type 2; Physical (PHY) layer*, *ETSI Std.TS 101 475 V1.3.1*, Dec. 2001.
- [10] T. Jiang and Y. Wu, “An overview: Peak-to-average power ratio reduction techniques for OFDM signals,” *IEEE Trans. Broadcasting*, vol. 54, no. 2, pp. 257-268, June 2008.
- [11] Sen-Hung Wang, Wei-Lun Lin, Bo-Rong Huang, and Chih-Peng Li, “PAPR reduction in OFDM systems using active constellation extension and subcarrier grouping techniques,” *IEEE Commun. Lett.*, vol. 20, no. 12, Dec. 2016.
- [12] A. Aggarwal and T. Meng, “Minimizing the peak-to-average power ratio of OFDM signals using convex optimization,” *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 54, no. 8, pp. 3099-3110, Aug. 2006

- [13] C. Li, T. Jiang, Y. Zhou, and H. Li, "A novel constellation reshaping method for PAPR reduction of OFDM signals," *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 59, no. 6, pp. 2710–2719, Jun. 2011.
- [14] Hekkala, A., Boumard, S., and Lasanen, M.: 'Exponential companding and active constellation extension comparisons for PAPR reduction ', in *Proc. Intern. Teletraffic Congress (ITC)*, 2014, pp. 1-5.
- [15] Hu, F., Jin, L., Li, J., and Wu, F.: 'An active constellation extension architecture for STBC MIMO decoding,' in *Proc. Intern. Conf. on Software Engineering and Service Science (ICSESS)*, pp. 128-132, 2011.
- [16] J. Kim, J. Lee, J. Kim, J. Yun, "M2M Service Platforms: Survey Issues and Enabling Technologies", *IEEE Commun. Surveys Tuts.*, vol. 16, no. 1, pp. 61-76, 2014.
- [17] G. P. Fettweis, "The Tactile Internet: Applications and Challenges", *IEEE Veh. Technol. Mag.*, vol. 9, no. 1, pp. 64-70, Mar. 2014.
- [18] N. Tadayon, S. Aissa, "Modeling and Analysis of Cognitive Radio Based IEEE 802.22 wireless regional area networks", *IEEE Trans. on Wireless Commun.*, vol. 12, no. 9, pp. 4363-4375, Sep. 2013.
- [19] M. Nekovee, "Quantifying performance requirements of vehicle-to-vehicle communication protocols for rear-end collision avoidance", *Proc. IEEE 69th Veh. Technol. Conf.*, vol. 1, pp. 1-5, Apr. 2009.
- [20] H. Kim, J. Kim, S. Yang, M. Hong, Y. Shin, "An Effective MIMO-OFDM System for IEEE 802.22 WRAN Channels", *IEEE Trans. Circuits Syst. II Exp. Briefs*, vol. 55, no. 8, pp. 821-825, Aug. 2008.
- [21] J. Van De Beek, F. Berggren, "Out-of-band power suppression in OFDM", *IEEE Commun. Lett.*, vol. 12, no. 9, pp. 609-611, Sep. 2008.
- [22] E. Hossain, *Dynamic Spectrum Access and Management in Cognitive Radio Networks*, Cambridge, U.K.:Cambridge Univ. Press, 2009.
- [23] R. Datta, N. Michailow, M. Lentmaier, G. Fettweis, "GFDM interference cancellation for flexible cognitive radio PHY design", *Proc. 76th IEEE VTC Fall*, pp. 1-5, Sep. 2012.
- [24] D. Falconer, S. L. Ariyavisitakul, A. B. Seeyar and B. Eidson. Frequency domain equalization for single-carrier broadband wireless systems, *IEEE Commun. Mag.*, vol. 40, pp. 5866, Apr. 2002.
- [25] G. Fettweis, M. Krondorf, and S. Bittner, "GFDM - generalized frequency

division multiplexing,” in Proc., IEEE Veh. Technology Conf.,pp. 1–4, Apr. 2009.

- [26] Yang Zhixing, Fang Haidong, Pan Changyong. “ACE with frame interleaving scheme to reduce peak-to-average power ratio in OFDM systems,”*IEEE Trans. Broadcast*, vol.51,issue 4,pp. 571-575,Dec. 2005.