

# 用於 3GPP LTE 通訊規格之軟體無線電的開發平台

藍義堯、朱君元、江文豪\*、關志達  
國立台灣大學電子工程研究所

**摘要**-隨著智慧型與行動裝置上網以及網路影音多媒體的需求提升，第四代行動電話系統採用 3GPP 的長期演進技術(Long Term Evolution, LTE)，提供用戶更高的資料傳輸率並確保在惡劣環境中保有良好的收訊品質。此外，軟體無線電技術提供更彈性的訊號處理與架構升級方案，可縮短開發的時程。在本論文中，除了根據 LTE 標準設計基頻接收機架構外，並利用射頻模組實際收發無線訊號，整合成一個即時(real-time)開發平台。

## 一、簡介

本論文設計的基頻接收機架構可分為三個主要區塊：(1) 初始同步、(2) 追蹤迴路及(3) 資料回復。其中初始同步包括符元邊界粗估與細估、分數載波頻率偏移估計與細胞辨識碼偵測；資料回復的部分則使用傳統的 VBLAST(Vertical-Bell Laboratories Layered Space-time) 架構，藉此支援多天線輸入輸出(Multi-input Multi-output, MIMO) 系統，而實體層傳輸則採用正交分頻多工(Orthogonal Frequency-division Multiplexing, OFDM) 技術。

此外，透過國家儀器(National Instruments, NI)的射頻發送模組產生的實際射頻訊號，經過真實的無線通道後，以射頻接收模組接收並錄製，最後使用設計的基頻接收機完成軟體解調與驗證。

## 二、接收機系統架構設計

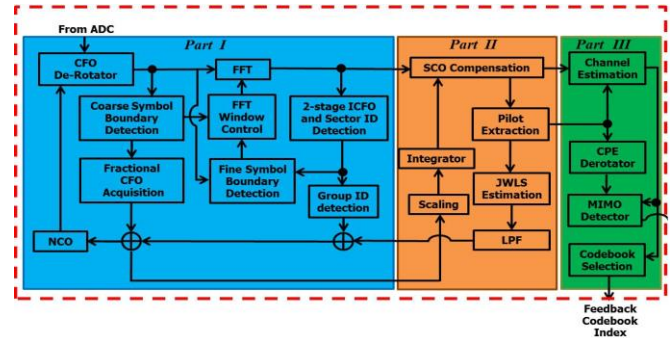
### 2.1 基頻接收機架構概述

基頻接收機的系統架構圖如圖一。第一部分是初始同步(Synchronization for Acquisition)，包括符元邊界粗估與細估(Coarse/Fine Symbol Boundary Detection)、整數與分數載波頻率偏移(Integer/Fractional Carrier Frequency Offset, ICFO/FCFO)估計與細胞辨識碼(Cell Identity, Cell ID)偵測；第二部份則是在殘餘頻率偏移的追蹤程序；第三部份則執行通道估計與資料的回復。

接收機的接收步驟如下：一開始先利用循環前綴(cyclic prefix, CP)的保護區間會和符元結尾處相同之特性，以延遲相關值(delay correlation)的絕對值大小來粗估符元邊界，並以延遲相關值的相位來估計 FCFO。估計的 FCFO 數值會利用數值震盪器，透過相位反旋轉進行補償。而符元邊界細估方面，則利用主要同步訊號(Primary Synchronization Signal, PSS)在時域上判斷其最大的交叉相關值(cross-correlation)，藉此找出較精確的符元邊界。

得到符元邊界之後，透過快速傅立葉轉換(Fast Fourier Transform, FFT)將訊號從時域轉至頻域，利用 PSS 與次要同步訊號(Secondary Synchronization Signal, SSS) 執行細

本研究由國科會贊助，計畫編號 NSC 101-2219-E-002-011。



圖一：3GPP LTE 接收機系統架構圖

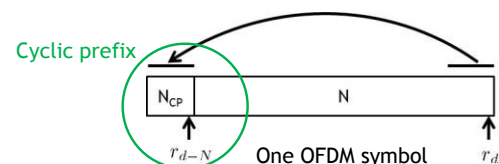
胞搜尋(cell search)來辨識服務基地台的 Cell ID，該 Cell ID 包含群索引(Group ID)與區段索引(Sector ID)兩種。同時，ICFO 會在此階段一起完成估計，並根據其估計值進行補償。

對於殘餘載波頻率飄移(Residual CFO, RCFO)與取樣時脈偏移(Sampling Clock Offset, SCO)的追蹤程序，利用聯合加權最小方差估測(Joint Weighted Least Squares Estimator, JWLS)演算法估計，為了不讓估計結果受到雜訊的影響而有太大的變異，需配合一低通濾波器(Low Pass Filter, LPF)來減少受到雜訊影響的變異。根據所追蹤的頻率偏移量，在頻域利用鎖相迴路完成補償。

經過時間與頻率修正後之訊號，則送入第三部份，利用共同參考訊號(Common Reference Signal, CRS)進行通道的估計(Channel Estimation)，以及補償相位雜訊(phase noise)造成的共同相位旋轉誤差(Common Phase Error, CPE)。最後，依據估測得到的通道資訊執行等化(equalization)與解調(demodulation)。若傳送空間多工(spatial multiplexing)訊號時，則使用多輸入多輸出偵測器(MIMO Detector)來分離出多個空間訊號。

### 2.2 符元邊界粗估 (Coarse Symbol Boundary Detection)

符元邊界粗估的方法利用循環前綴 CP 和符元結尾處相同之特性如圖二，以延遲相關值的絕對值來估計符元邊界。假設收到的訊號為  $r$ ，FFT 的大小為  $N$ ，CP 的長度為  $N_{CP}$ ，則估計的 OFDM 符元結束處本論文參考了 [1][2] 所提出的 normalized metric 的方法。



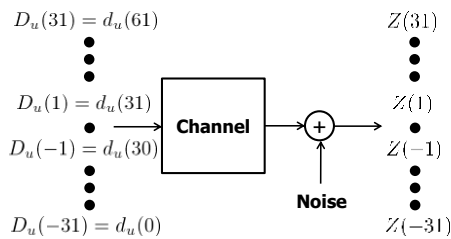
圖二：Cyclic prefix 和符元結尾處相同

相較於比較傳統上的方法，在此考慮到收到訊號的能量，因為傳送訊號在經過通道會受到通道影響，若能在計算時對收到的訊號能量進行標準化(normalize)則能去除掉通道增益絕對值大小對於接收訊號的影響，因此其所提供的方法在偵測符元邊界上更為強健性(robustness)。

### 2.3 辨識 Cell ID 之區段索引(Sector ID)

PSS 訊號的產生方式如(1)，由於傳送的 PSS 訊號會受到通道與雜訊影響，在頻域上收到的 PSS 訊號  $Z(k)$  表示如圖三。另外假設估計的 root index 為  $\hat{u}$ 、估計的整數載波頻率飄移大小為  $\hat{\varepsilon}_I$ 、真正的整數載波頻率飄移大小為  $\varepsilon_I$ ，並利用以下所參考的 cross-correlation for phase difference 方式[3]聯合偵測整數載波頻率飄移與 sector ID。

$$d_u(n) = \begin{cases} e^{-j\frac{\pi u n(n+1)}{63}} & n = 0, 1, \dots, 30 \\ e^{-j\frac{\pi u (n+1)(n+2)}{63}} & n = 31, 32, \dots, 61 \end{cases} \quad (1)$$



圖三：傳送與收到的 PSS 訊號

假設通道頻率響應在相鄰的子載波具有很高的相似性，此方法先將收到的訊號  $Z(k)$  之共軛複數和鄰近子載波訊號  $Z(k+1)$  進行相乘。接著將可能傳送的 PSS 訊號  $D_u(k)$  之共軛複數和鄰近子載波訊號  $D_u(k+1)$  進行相乘。接著以傳送訊號的相位差和接收訊號的相位差來進行 cross-correlation，最後參照(2)、(3)藉由讓  $\Omega(v, u)$  的絕對值最大化，聯合決定 ICFO 與 sector ID。

$$\Omega(v, u) = \sum_{k=-31}^{-2} [Z(k+v+1)Z^*(k+v)][D_u(k+1)D_u^*(k)]^* + \sum_{k=1}^{30} [Z(k+v+1)Z^*(k+v)][D_u(k+1)D_u^*(k)]^* \quad (2)$$

$$(\hat{\varepsilon}_I, \hat{u}) = \arg \max_{v, u} |\Omega(v, u)| \quad (3)$$

### 2.4 辨識 Cell ID 之群索引(Group ID)

利用 SSS 訊號來辨識群索引的方式是採用量化雙相關法(Quantized double correlation)[4][5]，從文獻裡面可以看到 SSS 訊號  $d(n)$  是由三組皆為正一或負一的訊號來做乘積，所以 SSS 訊號也是正一或負一，在量化雙相關法中會利用到這個特性降低搜尋 Group ID 的複雜度。

### 2.5 符元邊界細估 (Fine Symbol Boundary Detection)

在一開始同步時先利用循環前綴(CP)粗估符元邊界，當偵測到 sector ID 之後可以利用 PSS 訊號進行符元邊界的細估，讓符元邊界估計得更為準確。在接收端程式中，所設定的搜尋範圍為  $-5$  至  $+5$  個取樣點。而開始進行符元邊界細估是利用第二個收到的 PSS 訊號及其之後

所有的 PSS 訊號。沒有利用第一個收到的 PSS 訊號的是因為此 PSS 訊號還沒有進行 ICFO 的補償，會造成符元邊界細估的不準確。

經過模擬，當符元邊界粗估估計的邊界誤差是5個取樣點之內的範圍，而符元邊界細估估計的符元邊界誤差可準確到  $\pm 1$  個取樣點，此方法確實可幫助接收端找到較正確的邊界。

### 2.6 RCFO 與 SCO 的追蹤迴路

在初始同步的階段已經對載波頻率偏移進行估測，但由於估計的誤差，尚殘餘一些載波頻率偏移，加上震盪器的頻率可能會因不穩而發生變化，若是經一段時間的累積，更會對訊號造成可觀的旋轉量，因此，這些殘餘載波頻率偏移不容忽視，需要有追蹤殘餘頻率偏移與取樣時脈追蹤的機制。

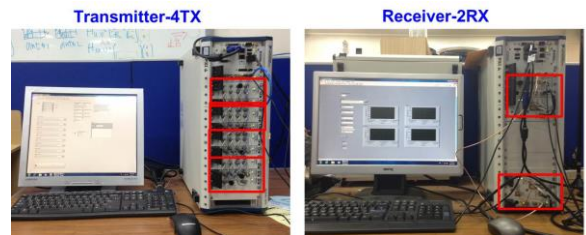
在假設接收機共用一個震盪器控制載波頻率與取樣時間時，取樣時脈的飄移量可以透過估計的載波頻率飄移算出，並進行補償。使用傳統的方法以線性迴歸來近似此相位旋轉差，則載波頻率偏移與取樣時脈偏移分別代表直線的截距與斜率，考慮到不同的次載波受到的通道響應的增益並不同，可信賴的程度也不一樣，因此本論文參考了[6]聯合加權最小方差估測器 (Joint Weighted Least Squares Estimator) 裡面所提供的方法，以次載波資料的功率作為權重，利用聯合加權最小方差 (joint weighted least squares error) 作為評估函數來計算出載波頻率飄移的程度。

### 2.7 多輸入多輸出訊號解碼與等化

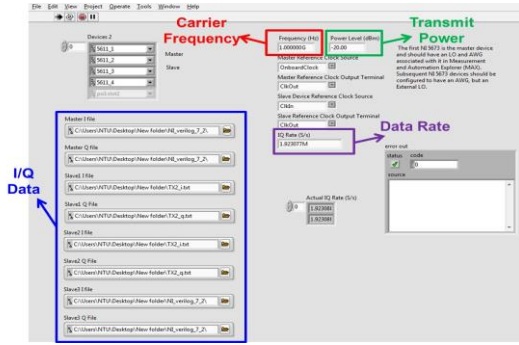
在接收端中本論文所使用的 MIMO detection 方法為縱向-貝爾實驗室多層空時(VBLAST)解碼，其使用偵測並且消除(detect and cancel)來完成解碼，類似決定回饋等化器(decision-feedback equalizer)的概念。首先使用線性多輸入多輸出偵測方法解出訊號，如強制歸零(Zero-Forcing)與最小均方錯誤(Minimum Mean Square Error, MMSE) 都可以採用，解出的訊號只決定其中一個符元，也就是其中一個傳輸天線所送出的訊號，消除此訊號對於其他天線訊號的影響；接著再解出一個訊號並且消除，如此重覆執行到全部訊號都解出為止。

## 三 射頻儀器設定與量測環境介紹

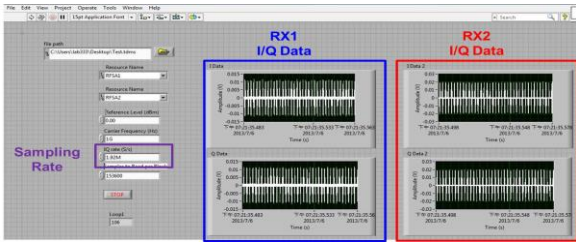
使用的量測儀器如圖四所示，左圖是發送端平台使用的是美商國家儀器(National Instruments)的 PXIe-5450 模組，最多支援到四根傳送天線。右圖是接收端平台使用的是美商國家儀器的 PXI-5661 模組，最多支援到兩根傳送天線。



圖四：量測儀器



圖五：傳送端圖形用戶介面



圖六：接收端圖形用戶介面

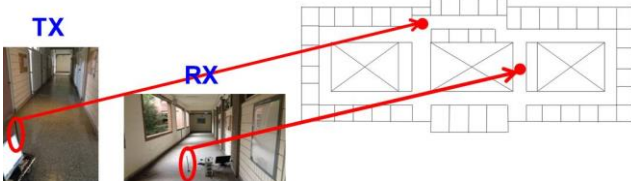


圖七：LOS 量測環境

傳送端與接收端操作的圖形用戶介面(graphical user interface ,GUI)皆是使用 LabView 軟體完成。傳送端的圖形用戶介面如圖 五所示，使用者可以任意調整四根傳送天線的實部(I-phase)與虛部(Q-phase)資料，傳送的中心載波頻率(Carrier Frequency)，傳送的功率與傳送的資料速率(Data Rate)。

接收端的操作介面如圖 六，使用者可以調整接收端的取樣頻率、接收端的中心頻率、接收端的參考水平(Reference Level)，不同的參考水平代表接收端雜訊的參考點位。接收端可調整接收天線所顯示的取樣點數，一次最多顯示 $10^6$ 取樣點。

接下來介紹量測的環境與系統參數，量測的地點分為兩種：直視性(Line-of-Sight, LOS)與非直視性(Non-Line-of-Sight, NLOS)。直視性(Line-of-Sight, LOS)主要有三個測試地點，分別為7m的室內、1.2m的中庭、55m的室外如下圖 七所示。非直視性(Non-Line-of-Sight, NLOS)的環境本論文主要是在系館的走廊轉角上做實際訊號測量如下圖 八所示。



圖八：NLOS 量測環境

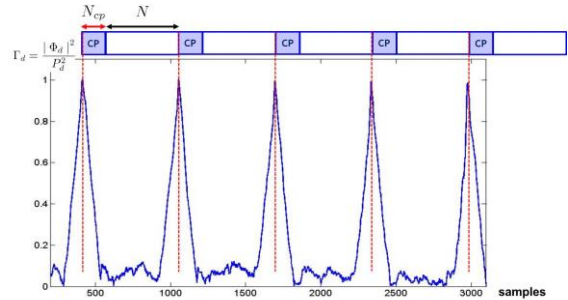
表 I  
量測的系統參數設定

System	MIMO-OFDM		
Block size	128	512	1024
Length of cyclic prefix	32	128	256
Modulation scheme	QPSK、16-QAM		
Subcarrier Spacing	15KHz		
Useful Subcarrier Number	72	300	600
Number of TX	1~2		
Number of RX	1~2		

上表為量測系統參數參考表 I，其中 Block size 為傳送端所使用的 FFT 大小。

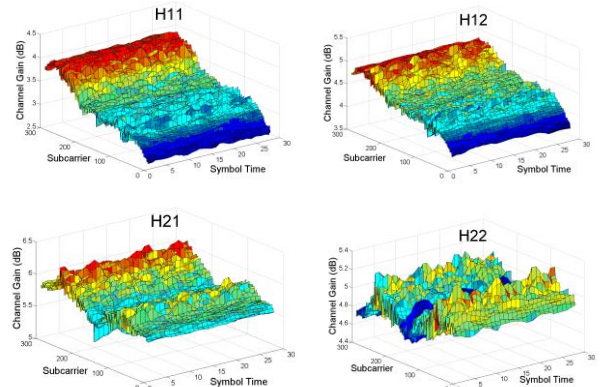
#### 四、實測結果

在此節顯示實測的結果，驗證使用的接收機架構在真實的環境下可用性。圖 九為符元邊界粗估量測的結果，量測環境為 LOS 的1.2m，使用的 Block size 為512。可以看出當在符元結尾處位置正規化相關值具有最大值，每一個相關值的頂點距離為 Block size 加上保護區間的長度。



圖九：符元邊界粗估量測結果

圖 十為在量測環境為 LOS 的1.2m，使用的 Block size 為512下通道估計的結果，使用兩根傳送天線與兩根接收天線。圖 十顯示可用的300個子載波在連續30個 OFDM 符元時間的通道響應估計結果，可以觀察出通道頻率響應在相同符元時間不同頻率的子載波上有變化，但是在相同子載波不用符元時間的子載波通道頻率響應幾乎沒有變化，符合在沒有都卜勒效應下的非時變通道特性。



圖十：通道頻率響應量測結果

表 II  
在 LOS 情形下, 不同距離的量測結果

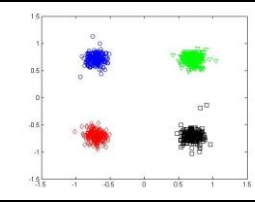
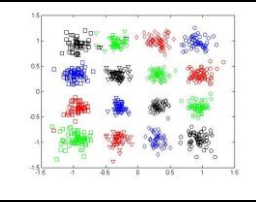
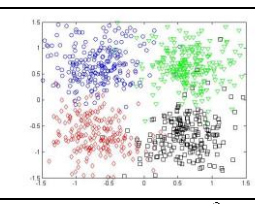
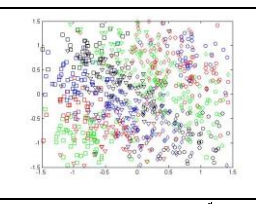
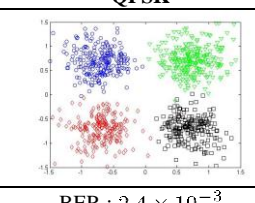
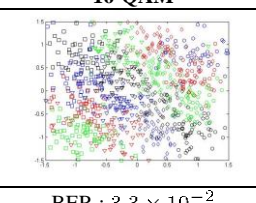
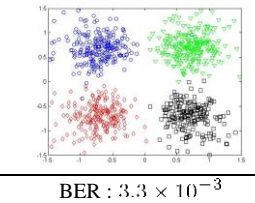
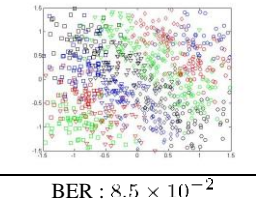
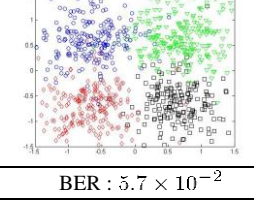
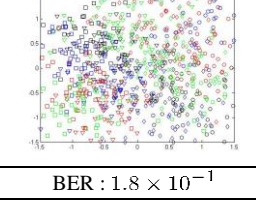
	QPSK	16-QAM
地點 A	 BER : $1.5 \times 10^{-5}$	 BER : $3.8 \times 10^{-4}$
地點 B	 BER : $2.7 \times 10^{-2}$	 BER : $4.1 \times 10^{-1}$

表 III  
LOS 與 NLOS 量測結果比較

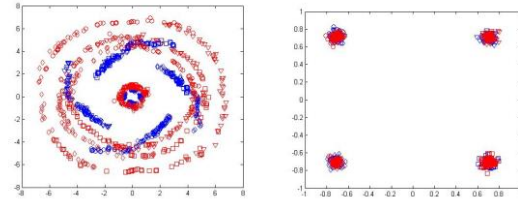
	QPSK	16-QAM
地點 B	 BER : $2.4 \times 10^{-3}$	 BER : $3.3 \times 10^{-2}$
地點 C	 BER : $3.3 \times 10^{-3}$	 BER : $8.5 \times 10^{-2}$
地點 D	 BER : $5.7 \times 10^{-2}$	 BER : $1.8 \times 10^{-1}$

首先比較在 LOS 情形下, 距離對於接收訊號的影響如表 II 所示。量測地點為 7m 的室內(地點 A)與 12m 的中庭(地點 B)。在  $1 \times 1$  系統下, 傳輸端的功率定為  $-30\text{dbm}$ , 接收端的 reference level 調整為  $0\text{dbm}$ , 傳輸訊號為 QPSK 與 16-QAM, 量測 bits 數為  $7.2 \times 10^4$ 。在表 II 中可以看到當傳送端與接收端距離變大時, 所接收到的訊號會因為距離增加而雜訊對於接收的訊號的影響相對上是增加的, 造成經過等化之後的星座圖散開與未經過錯誤更正編碼的位元錯誤率(Bit error rate, BER)增加。

接下來比較在 LOS 與 NLOS 情形對於接收訊號的影響, 結果如表 III 所示。量測地點為 12m 的中庭(地點 B)、55m 的室外(地點 C)、系館的走廊轉角上(地點 D)。在  $1 \times 1$  系統下, 傳輸端的功率定為  $-12\text{dBm}$ , 接收端的 reference level 調整為  $-25\text{dBm}$ , 傳輸訊號為 QPSK 與 16-QAM, 量測 bits 數為  $7.2 \times 10^4$ 。由表 III, 可以看出當距

離增加與由 LOS 改為 NLOS 情形相比之下, 變為 NLOS 對於接收訊號品質影響是較大的。這是因為在 NLOS 在有 multi-path 效應下, 傳送的訊號經過多次反射到達接收端之後的能量削弱程度較大, 進而造成等化之後的星座圖散開與位元錯誤率(BER)增加。

圖十一為在  $2 \times 2$  系統下的量測結果, 傳輸端的功率定為  $-20\text{dBm}$ , 接收端的 reference level 調整  $-10\text{dbm}$ , 使用的傳輸訊號為 QPSK。在接收端使用多輸入多輸出等化器為 VBLAST。左圖為訊號 equalize 前, 右圖則為 equalize 後且藍色與紅色分別為 RX1 和 RX2, 由圖上可以看到經過等化之後的兩個 spatial stream 的訊號都會回復到 QPSK 星座點附近。



圖十一:  $2 \times 2$  系統, QPSK 訊號量測結果  
等化前(左圖)、等化後(右圖)

## 結論

本論文中, 根據 3GPP LTE 標準設計出基頻接收機架構並結合射頻收發模組實際發送訊號, 整合成一個軟體無線電開發平台。藉由實際收發與量測, 可驗證基頻接收機的主要功能區塊: 初始同步、追蹤迴路及資料回復。本論文所開發的即時驗證平台, 可提供未來更進階的訊號處理的技術驗證, 並可整合其他相關硬體加速, 如 FPGA、GPU、DSP、ARM processor 等。

## 參考文獻

- [1] Chin-Wei Chu, Chia-Ching Lee, and Yuan-Hao Huang, "Design of An OFDMA Baseband Receiver for 3GPP-LTE Evolution," in Proc. of IEEE International Symposium on VLSI Design, Automation and Test 2008 (VLSI-DAT 2008), Hsinchu, Taiwan, Apr. 2008, pp. 169-199.
- [2] Chia-Ching Lee, Chun-Fu Liao, Chao-Ming Chen, and Yuan-Hao Huang, "Design of 4x4 MIMO-OFDMA Receiver with Precoder Codebook Search for 3GPP-LTE," in Proc. of IEEE International Symposium on Circuits and Systems 2010 (ISCAS 2010), Paris, France, May 2010, pp. 3957 - 3960.
- [3] Pei-Yun Tsai and Hsiang-Wei Chang, "A New Cell Search Scheme in 3GPP Long Term Evolution Downlink OFDMA Systems," in Proc. of IEEE Conf. on Wireless Communications & Signal Processing, Nanjing, 13-15 Nov. 2009, pp. 1-5
- [4] Chia-Chun Liao, "Design of a Baseband Transceiver for 3GPP LTE subscriber Station," M.S. thesis, National Taiwan University, Taipei, Taiwan, July 2011.
- [5] <http://www.itu.int/en/ITU-D/Statistics/Pages/stat/default.aspx>
- [6] Pei-Yun Tsai, Student Member, IEEE, Hsin-Yu Kang, and Tzi-Dar Chiueh, Senior Member, IEEE, "Joint Weighted Least-Squares Estimation of Carrier-Frequency Offset and Timing Offset for OFDM Systems Over Multipath Fading Channels", IEEE TRANSACTIONS ON VEHICULAR TECHNOLOGY, VOL. 54, NO. 1, JANUARY 2005.
- [7] P.W. Wolniansky, G.J. Foschini, G.D. Golden, and R.A. Valenzuela, "V-BLAST: an architecture for realizing very high data rates over the rich-scattering wireless channel," in URSI International Symposium on Signals, Systems, and Electronics, Oct. 1998, pp. 295-300.