

# 低峰均值功率比之空頻區塊碼設計於 2x2 與 4x4 單載波分頻多工系統之研究

林昌儒\*、張立中  
國立臺灣科技大學電機工程學系<sup>a</sup>

**摘要**—在本文中，我們針對傳統 Alamouti 的空頻區塊碼(space frequency block coding, SFBC)在 2x2 的多重輸入輸出(Multi-input Multi-output, MIMO)系統會破壞原始傳輸訊號的結構導致峰均值功率比(peak to average power ratio, PAPR)增加的缺點，提出修正型的 SFBC 來降低 PAPR。在 4x4 的系統中，根據不同的編碼分集(diversity)與速率(rate)的條件，提出修正準正交空頻區塊碼(Quasi-orthogonal SFBC, QOSFBC)，以及將 SFBC 與頻率交換傳送分集技術(Frequency Switched Transmit Diversity, FSTD)來改善其 PAPR 與 BLER(Block Error Rate)效能。<sup>1</sup>

## 一、簡介

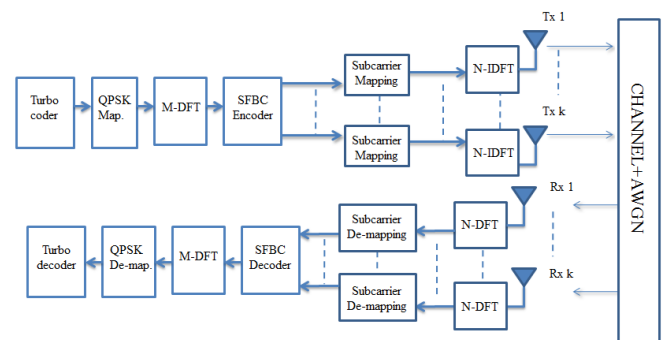
3GPP LTE/LTE-Advanced 中採用單載波分頻多工存取(Single-Carrier FDMA, SC-FDMA)作為上行鏈路的標準。多天線傳輸過程中採用的傳輸分集(Transmit Diversity)方式包含 Alamouti 方案 [1]，[2]，Cyclic Delay Diversity(CDD)[2] 及頻率交換傳輸分集 Frequency Switched Transmit Diversity(FSTD)[2]，在兩根傳輸天線的系統中，最常使用的分集方式為 Alamouti 方案，Alamouti 方案中將兩個子載波透過符合複數正交設計方式編碼稱之為空頻區塊碼(space frequency block coding, SFBC)，然而 SFBC 破壞了原有訊號的結構，導致峰均值功率比(peak to average power ratio, PAPR)增加的缺點。

在大於兩根傳輸天線情況下，傳統的 Alamouti 編碼方式無法同時兼具複數正交設計、全分集(full diversity)與全速率(full rate)的條件[3]。而[4]針對四根傳輸天線以放寬複數正交的條件設計的準正交空頻區塊碼(Quasi-orthogonal SFBC, QOSFBC)編碼方式，具有全速率但無法達到全分集，同時還有高 PAPR 的缺點。在[5]中介紹在四根傳輸天線時結合 SFBC 與頻率交換傳送分集技術(Frequency Switched Transmit Diversity, FSTD)應用在四根傳輸天線，此編碼方式符合複數正交設計、具有全分集，但無法達到全速率且有高 PAPR 的缺點。

基於上述幾種情況，在四根傳輸天線情況下，我們分別針對達到全分集或是達到全速率的條件下，並且朝著降低 PAPR 的方向提出修正型空頻區塊碼。本文中，我們首先於 2x2 單載波分頻多工傳輸系統討論降低 PAPR 的編碼組合，並將提出修正型的空頻區塊碼與 Alamouti

及 Yan 提出的空頻區塊編碼[6]作比較，其次將提出的修正型空頻區塊碼應用於 4x4 單載波分頻多工傳輸系統並與 QOSFBC 及結合 SFBC 與 FSTD 的編碼方式作於比較。最後討論各編碼方式在全分集或全速率條件下 PAPR 與 BLER(Block Error Rate)的表現。

## 二、系統模型



圖一多重輸入輸出空頻區塊碼單載波分頻多工傳輸系統架構圖

圖一為多重輸入輸出(Multi-input Multi-output, MIMO)的空頻區塊編碼單載波分頻多工傳輸系統架構圖，圖中 K 表示天線數目，資料在經過 M 點 DFT(Discrete Fourier Transform)轉換後的傳輸訊號  $\mathbf{X}$  如下

$$\mathbf{X} = [x_1, \dots, x_M] \quad (1)$$

將(1)式透過 SFBC 編碼方式並且映射至不同的天線，達到傳輸分集的方法。以下我們將介紹在兩根傳輸天線(K=2)及四根傳輸天線(K=4)的空頻區塊編碼情形。

### 2.1 Alamouti 空頻區塊碼

在 2x2 空頻區塊碼單載波分頻多工系統架構中，包含兩根傳輸天線以及兩根接收天線，其中 Alamouti 空頻區塊編碼方式為每兩個傳輸符號一組作編碼，如(2)

$$\begin{aligned} \mathbf{X}_1^{Alamouti} &= [x_1, x_2^*] \\ \mathbf{X}_2^{Alamouti} &= [x_2, -x_1^*] \end{aligned} \quad (2)$$

其中  $\mathbf{X}_k$  為屬於第 k 根傳輸天線的分支， $(\bullet)^*$  為共軛符號。

接下來的傳輸符號  $x_3, x_4, \dots$  等同樣以每兩個符號為一組以(2)的方式進行編碼。

<sup>1</sup> 本研究由國科會贊助，計畫編號 NSC 101-2221-E-011-073。(請於此處說明研究經費補助單位)。

## 2.2 Yan 空頻區塊碼

Yan 在 2x2 空頻區塊碼單載波分頻多工系統架構中提出不同於 Alamouti 的編碼方式，如(3)

$$\begin{aligned} \mathbf{X}_1^{Yan} &= [x_1, \dots, x_M] \\ \mathbf{X}_2^{Yan} &= [-x_{M/2+1}^*, \dots, -x_M^*, x_1^*, \dots, x_{M/2}^*] \end{aligned} \quad (3)$$

與 Alamouti 編碼方式比較有較低的 PAPR[6]。

## 2.3 QOSFBC

在[3]中針對 4 根傳輸天線提出的 QOSFBC 編碼方式以每四個傳輸符號為一組作編碼組合，如(4)

$$\begin{aligned} \mathbf{X}_1^{QOSFBC} &= [x_1, x_2^*, x_3, x_4^*] \\ \mathbf{X}_2^{QOSFBC} &= [x_2, -x_1^*, -x_4, x_3^*] \\ \mathbf{X}_3^{QOSFBC} &= [x_3, x_4^*, -x_1, -x_2^*] \\ \mathbf{X}_4^{QOSFBC} &= [x_4, -x_3^*, x_2, -x_1^*] \end{aligned} \quad (4)$$

並且在接下來的傳輸符號  $x_5, x_6, x_7, x_8, \dots$  同樣以四個符號為一組以(4)的方式進行編碼，QOSFBC 的編碼方式可以達到全速率，但是無法為全分集。

## 2.4 結合 SFBC 與 FSTD

在[2]中提到的 FSTD 方法為將傳送資料分成兩部分並映射至不同的頻段傳輸，表示方式如(5)

$$\begin{aligned} \mathbf{X}_1^{FSTD} &= [\mathbf{X}^{(1)} \quad \mathbf{0}] \\ \mathbf{X}_2^{FSTD} &= [\mathbf{0} \quad \mathbf{X}^{(2)}] \end{aligned} \quad (5)$$

其中  $\mathbf{X}^{(1)}$ 、 $\mathbf{X}^{(2)}$  分別為傳輸資料  $\mathbf{X}$  的前半部與後半部，與  $\mathbf{0}$  皆為長度相同的傳輸向量。

在[5]提出 SFBC 與 FSTD 結合應用在四根天線的編碼方式，將 Alamouti 空頻區塊碼結合頻率交換傳送分集的四根傳輸天線表示方式如下

$$\begin{aligned} \mathbf{X}_1^{Alamouti/FSTD} &= [x_1, x_2^*, \dots, x_{L-1}, x_L^*, 0, \dots, 0] \\ \mathbf{X}_2^{Alamouti/FSTD} &= [x_2, -x_1^*, \dots, x_L, -x_{L-1}^*, 0, \dots, 0] \\ \mathbf{X}_3^{Alamouti/FSTD} &= [0, \dots, 0, x_{L+1}, x_{L+2}^*, \dots, x_{M-1}, x_M^*] \\ \mathbf{X}_4^{Alamouti/FSTD} &= [0, \dots, 0, x_{L+2}, -x_{L+1}^*, \dots, x_M, -x_{M-1}^*] \end{aligned} \quad (6)$$

## 三、修正型空頻區塊碼設計方法

### 3.1 修正型空頻區塊碼

於 2x2 空頻區塊碼單載波分頻多工系統中設計修正型空頻區塊碼時，由於我們考慮朝向低 PAPR 的設計，參考[7]的研究方法將天線一的編碼排列方式固定為原始訊號的排列方式，如(1)，這樣的排列方式會有最低的 PAPR。

我們討論天線二的排列方式從兩個傳輸符號為一組及四個傳輸符號為一組延伸至  $L$  個傳輸符號為一組考慮其排列方式，其中  $L$  為總傳輸符號數目的 1/2。以  $L$  個傳輸符號為一組的天線二表示方法如(7)

$$\mathbf{X}_2^{proposed} = [\mathbf{X}^{proposed(1)} \quad \mathbf{X}^{proposed(2)}] \quad (7)$$

其中  $\mathbf{X}^{proposed(1)}$  與  $\mathbf{X}^{proposed(2)}$  皆包含  $L$  個傳輸符號。

以  $L$  個傳輸符號為一組得到的排列方式有 a、b、c 三種，如(8)

$$\begin{aligned} \mathbf{X}_2^a &= [x_L, x_{L-1}, \dots, x_2, x_1, x_M, x_{M-1}, \dots, x_{L+1}] \\ \mathbf{X}_2^b &= [x_M, x_{M-1}, \dots, x_L, \dots, x_2, x_1] \\ \mathbf{X}_2^c &= [x_{L+1}, x_{L+2}, \dots, x_M, x_1, x_2, \dots, x_L] \end{aligned} \quad (8)$$

最後將(8)加入共軛及負號的組合達到與  $\mathbf{X}$  符合複數正交的設計，得到兩根傳輸天線的修正型的空頻區塊碼如(9)

$$\begin{aligned} \mathbf{X}_1^{proposedA} &= [x_1, \dots, x_M] \\ \mathbf{X}_2^{proposedA} &= [-x_L^*, x_{L-1}^*, \dots, -x_2^*, x_1^*, -x_M^*, x_{M-1}^*, \dots, x_{L+1}^*] \\ \mathbf{X}_1^{proposedB} &= [x_1, \dots, x_M] \\ \mathbf{X}_2^{proposedB} &= [-x_M^*, x_{M-1}^*, \dots, -x_L^*, \dots, -x_2^*, x_1^*] \\ \mathbf{X}_1^{proposedC} &= [x_1, \dots, x_M] \\ \mathbf{X}_2^{proposedC} &= [-x_{L+1}^*, -x_{L+2}^*, \dots, -x_M^*, x_1^*, x_2^*, \dots, x_L^*] \end{aligned} \quad (9)$$

其中(9)式中的編碼方式 C 與(3)式的 Yan 空頻區塊碼相同，所以我們以編碼方式 A 和 B 作為我們的修正型空頻區塊碼。

### 3.2 修正型準正交空頻區塊碼

在 4x4 空頻區塊碼單載波分頻多工系統中，我們首先針對達到全速率條件的 QOSFBC 作修正，因為 QOSFBC 同樣也有 PAPR 較高的缺點，所以我們同樣利用[7]的研究方法，將天線一固定為原始傳送訊號以保持最低的 PAPR。在天線二、三、四的排列方式選擇我們採用(8)式中的 a、b、c 三種排列方式，四根天線的排列固定，再依據準正交的設計原則，加入共軛與負號，設計出修正型的 QOSFBC，如(10)

$$\begin{aligned} \mathbf{X}_1 &= [x_1, \dots, x_M] \\ \mathbf{X}_2 &= [-x_L^*, x_{L-1}^*, \dots, -x_2^*, x_1^*, -x_M^*, x_{M-1}^*, \dots, x_{L+1}^*] \\ \mathbf{X}_3 &= [x_{L+1}, x_{L+2}, \dots, x_M, x_1, x_2, \dots, x_L] \\ \mathbf{X}_4 &= [-x_M^*, x_{M-1}^*, \dots, -x_L^*, \dots, -x_2^*, x_1^*] \end{aligned} \quad (10)$$

### 3.3 修正型空頻區塊碼結合頻率交換傳送分集

其次我們針對在 4x4 系統中達到全分集的編碼方式做修正。我們將(9)式提出的修正型空頻區塊碼取代(6)式中 Alamouti 空頻區塊碼的部分，得到修正型的空頻區塊碼結合頻率交換傳送分集的編碼方式。以編碼方式 A 為例，結合頻率交換傳輸分集後的四根天線傳輸排列方式如(11)

$$\begin{aligned}
 \mathbf{X}_1^{A/FSTD} &= [x_1, x_2, \dots, x_{L-1}, x_L, 0, \dots, 0] \\
 \mathbf{X}_2^{A/FSTD} &= [-x_L^*, x_{L-1}^*, \dots, -x_2^*, x_1^*, 0, \dots, 0] \\
 \mathbf{X}_3^{A/FSTD} &= [0, \dots, 0, x_{L+1}, x_{L+2}, \dots, x_{M-1}, x_M] \\
 \mathbf{X}_4^{A/FSTD} &= [0, \dots, 0, -x_M^*, x_{M-1}^*, \dots, x_{L+1}^*]
 \end{aligned} \quad (11)$$

另外 Yan 的編碼方式與修正型編碼方式 B 也以相同的方式結合頻率交換傳輸分集得到四根天線的傳輸排列方式。

### 四、 模擬結果與討論

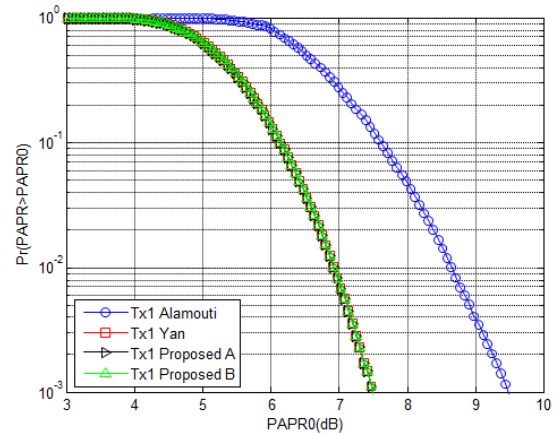
我們在本節模擬提出的修正型空頻區塊編碼於 2x2 及 4x4 的單載波分頻多工系統並與 Alamouti 空頻區塊碼以及 Yan 空頻區塊碼的 PAPR 及 BLER(Bit Block Error Rate)做比較，2x2 系統的模擬參數同[6]，4x4 系統的模擬參數參考[6]，並依據編碼方式做改變。表 I 為 PAPR 模擬參數，在 2x2 系統中 M=60，4x4 系統中 M=120。表 II 為 BLER 模擬參數，在 2x2 系統中 M=12，4x4 系統中 M=24。

表 I  
PAPR 模擬參數

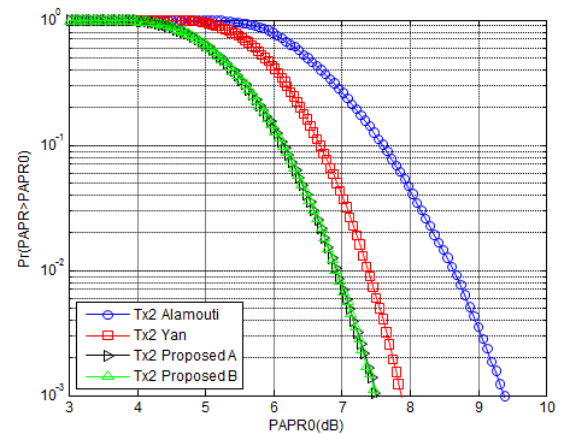
參數	數值
System	SC-FDMA
Subcarrier Mapping	LFDMA
Modulation	QPSK
DFT(M)	60/120
IDFT(N)	1024

表 II  
BLER 模擬參數

參數	數值
Carrier frequency	2.0GHz
Transmission bandwidth	10 MHz(IFFT size N=1024)
TTI length	1.0 ms (i.e. 1 subframe or 2 slots)
DFT size(M)	12/24
Modulation	QPSK
Channel coding	Turbo encoding with rate of 1/2
Subcarrier mapping	Localized
Spatial Channel model	3GPP SCME with fixed parameters
Scenario	Urban macro (NLOS)
Velocity	30 kmph
Channel Estimation	Perfect channel estimation
MIMO receiver	MMSE receiver
Turbo decoder	Linear-log-MAP (i.e. MAX-log-MAP plus linear correction function) with 8 iterations.
Definition of SNR	The total received power per receive antenna to the noise power ratio in frequency domain.
Antenna configurations	Antennas at Mobile Station(MS) with 0.5 wavelength spacing. Antennas at Base station(BS) with 10 wavelengths spacing

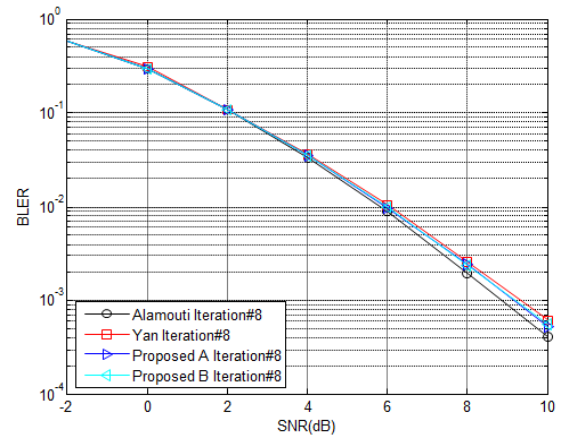


圖二 2x2 系統中天線一的 PAPR 效能圖



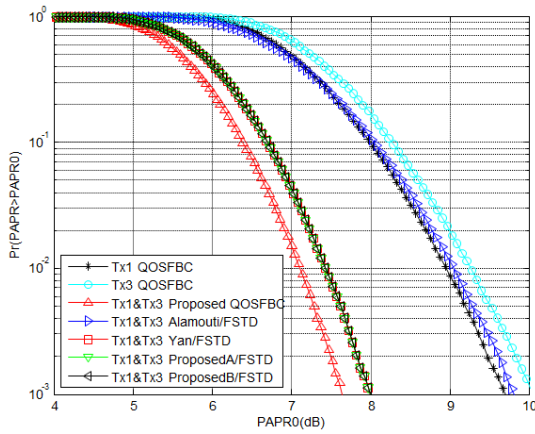
圖三 2x2 系統中天線二的 PAPR 效能圖

在 2x2 的系統中，我們提出的方法天線一與天線二在 PAPR 的表現上皆優於傳統 Alamouti 編碼，在天線二與 Yan 的編碼方式相比，我們提出的方法 PAPR 低於 Yan 的編碼方式約 0.5 dB。

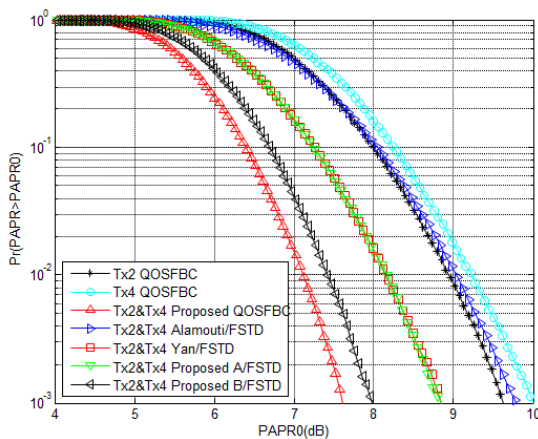


圖四 2x2 系統中 BLER 效能圖

圖四中以錯誤率為 10<sup>-3</sup> 為基準，在 BLER 的表現上，我們提出的方法與 Alamouti 約有 0.3 dB 的損失。較 Yan 編碼方式約有 0.2 dB 的優勢。

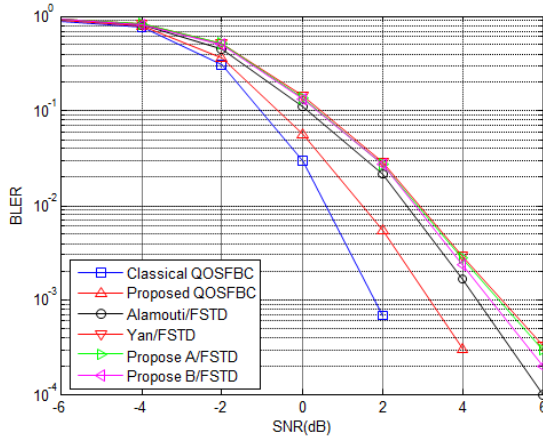


圖五4x4系統中天線一與天線三的 PAPR 效能圖



圖六4x4系統中天線二與天線四的 PAPR 效能圖

由圖五及圖六觀察到我們提出的 QOSFBC 在四根天線皆有最低的 PAPR。Proposed B 與 FSTD 結合方式在 FSTD 分組中 PAPR 最低。



圖七4x4系統中 BLER 效能圖

圖七中以錯誤率為  $10^{-3}$  為基準，在 BLER 的表現上，Classical QOSFBC 的表現最好，優於我們提出的 QOSFBC 約 1.5 dB，在 SFBC/FSTD 的分組中，同樣是以 Alamouti 的表現最好，我們提出的方法 B 結合 FSTD 則優於 Yan 結合 FSTD 的編碼方式約 0.3 dB。

SFBC/FSTD 可視為在不同頻段上使用兩個 2x2 的 SFBC 編碼方式，所以在編解碼的運算量較 QOSFBC 來

的低，而且編解碼即時性快於 QOSFBC 系統，由於這樣的原因在錯誤率表現上較差於 QOSFBC 系統。

表 III，表 IV 比較各編碼方式的性能指標。

表 III  
2x2 各編碼的 diversity 與 rate

編碼方式	Diversity	Rate	PAPR	BLER
Alamouti	4	1		最低
Yan	4	1		
Proposed A	4	1	最低	
Proposed B	4	1	最低	

表 IV  
4x4 各編碼的 diversity 與 rate

編碼方式	Diversity	Rate	PAPR	BLER	編解碼即時性
QOSFBC	8	1		最低	快
Proposed QOSFBC	8	1	最低		
Alamouti /FSTD	16	1/2		FSTD 中最低	快
Yan/FSTD	16	1/2			慢
A/STD	16	1/2	FSTD 中最低		慢
B/FSTD	16	1/2			慢

### 結論

我們以降低 PAPR 的方向來提出修正型的空頻區塊編碼，在 2x2 傳輸系統中與 Alamouti 及 Yan 比較皆有較好的 PAPR 性能，BLER 部分則有較 Yan 好的性能。在 4x4 傳輸系統中，分別在全速率與全分集的條件下，與 QOSFBC，Alamouti 及 Yan 相比皆有低 PAPR 的優勢，而在 BLER 表現上也有較 Yan 好的優勢。所以我們提出的修正型空頻區塊碼在無線多天線的分集傳輸系統下有以上的優勢存在。

### 參考文獻

- [1] S.Alamouti, "A simple transmit diversity technique for wireless communications," *Selected Areas in Communications, IEEE Journal on*, vol. 16, pp. 1451-1458, 1998.
- [2] R1-082943, "Uplink MIMO Transmission for LTE-Advanced", 3GPPTSG RAN WG1 #54, August 2008.
- [3] V. Tarokh, H. Jafarkhani, and A. R. Calderbank, "Space-time block codes from orthogonal designs," *Information Theory, IEEE Transactions on*, vol. 45, pp. 1456-1467, 1999.
- [4] Y. Gangyul and K. Joonhyuk, "Quasi-orthogonal space-frequency block code," in *Communications and Information Technology, 2004. ISCIT 2004. IEEE International Symposium on*, 2004, pp. 979-982 vol.2.
- [5] R1-094717, Huawei, "Benefits of 4 transmit antenna diversity for PUSCH", 3GPPTSG RAN1 #59, November 9-13, 2009.
- [6] M.Yan, Y. Mingli, L. Jin, and L. Hanwen, "A Novel Space-Frequency Block Coding Scheme for SC-FDMA," in *Vehicular Technology Conference Fall (VTC 2009-Fall), 2009 IEEE 70th*, 2009, pp. 1-5.
- [7] 張偉傑, "低峰均值功率比之空頻區塊碼設計於MIMO SC-FDMA 系統之研究", 台灣科技大學碩士論文, 2012.
- [8] H.G. Myung, J. Lim, and D. J. Goodman, "Single Carrier FDMA for Uplink Wireless Transmission," *IEEE Veh. Technology Mag.*, vol. 1,no.3, pp. 30-38, September 2006.