

SC-FDMA 上鏈系統於稀疏通道下之多用戶通道估測

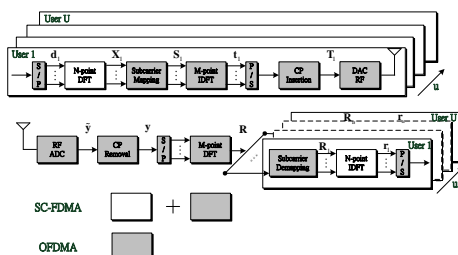
黃正光^a、林傳舜^a、蔡雨泰^b、陳建旻^a
 元智大學通訊工程學系^a
 國立臺灣大學電信工程學研究所^b

摘要 — 本論文基於具有 CAZAC 特性之探測參考序列，在 SC-FDMA 上鏈系統下，讓每個用戶針對相同之 Zadoff-Chu 序列進行不同之循環位移，僅使用一對長度為 M 的 FFT/IFFT 估測出一 CP 長度的通道，並視此估測通道為稀疏通道，進一步採用 Tap-Selective Maximum-Likelihood (TS-ML) 的方式得到更準確的通道估測值。¹

一、簡介

目前備受全球矚目之 3GPP TD-LTE 最新規格中，用戶端(UE)至基地台(eNodeB)上鏈(Uplink)傳輸係採用單載波分頻多工 (Signal-Carrier Frequency Division Multiple Access, SC-FDMA) 之傳輸架構，相較於下鏈 OFDMA (Orthogonal Frequency Division Multiple Access) 系統，此兩者皆可採用低複雜度的頻率等化器(FDE)，並擁有相近的性能及頻寬效益[1-3]。然而，SC-FDMA 技術具有了較低的 PAPR，故可有效地降低 UE 端之功率消耗。此外，SC-FDMA 對於載波頻率誤差 (Carrier Frequency Offset, CFO) 及相位雜訊較不敏感，因此近年亟受各界重視。

本論文將研究 TD-LTE 上鏈多用戶時域通道估測問題，由於 TD-LTE 每一上鏈子訊框 (Sub-frame) 及 UpPTS 中，採用了具有等振幅零自相關 (Constant Amplitude Zero Auto-Correlation, CAZAC) 優良特性之循環轉動 Zadoff-Chu 序列 [4] 作為探測參考訊號 (Sounding Reference Signal, SRS)。由於吾人亦需考慮 CFO 之同步問題，在 SC-FDMA 多用戶上鏈系統中，通常在 UE 端進行預先 CFO 補償來避免基地台端造成的載波間干擾 (Inter-Carrier Interference, ICI) 以及多用戶干擾 (Multiple Access Interference, MAI) 問題。



圖一：SC-FDMA 系統架構圖

二、SC-FDMA 系統模型及演算法

2.1 SC-FDMA 系統模型

¹ 本研究由國科會贊助，計畫編號 NSC 100-2221-E-155-032-MY2 以及 NSC-102-2218-E-155-001

參考圖一[7]，首先假設第 u 個用戶之時域訊號

$$\mathbf{d}_u = [d_u(0), d_u(1), \dots, d_u(N-1)]^T \quad (1)$$

，經過 N 點的 DFT 轉換為頻率信號如下：

$$\mathbf{X}_u = \mathbf{F}_N \mathbf{d}_u \quad (2)$$

其中 $\mathbf{X}_u = [X_u(0), X_u(1), \dots, X_u(N-1)]^T$ ，而 \mathbf{F}_N 為一正規化之傅立葉矩陣，其 $\mathbf{F}_N^{-1} = \mathbf{F}_N^H$ ，接著將進行子載波匹配得 $\mathbf{S}_u = \mathbf{M}_u \mathbf{X}_u$ ，其中 $\mathbf{M}_u = [\mathbf{0}_{(u-1)N \times N}; \mathbf{I}_N; \mathbf{0}_{(M-u)N \times N}]$ 為區域式映射、 $\mathbf{M}_u = [\mathbf{0}_{(u-1) \times N}; \mathbf{u}_1^T; \mathbf{0}_{(Q-u) \times N}; \dots; \mathbf{0}_{(u-1) \times N}; \mathbf{u}_N^T; \mathbf{0}_{(Q-u) \times N}]$ 為交織式映射，即 Localized 及 Interleaved 兩種配置方式，分別命名為 LFDMA 及 IFDMA， Q 為符碼序列的頻寬擴展係數；接著將子載波匹配訊號 \mathbf{S}_u 經過 M 點 IDFT 轉換為時域信號 ($M > N$) 如下：

$$\mathbf{t}_u = \mathbf{F}_M^{-1} \mathbf{S}_u \quad (3)$$

其中 \mathbf{F}_M^{-1} 為 $M \times M$ 反傅立葉矩陣 (IDFT)； $\mathbf{t}_u = [t_u(0), t_u(1), \dots, t_u(M-1)]^T$ 。接著，傳送訊號形式為 $\mathbf{T}_u = \mathbf{P}_{add} \mathbf{F}_M^{-1} \mathbf{M}_u \mathbf{X}_u$ ，其中 $\mathbf{P}_{add} = [\mathbf{C}, \mathbf{I}]$ 為一個 $(M + N_c) \times M$ 之矩陣，而 N_c 為保護區間長度， $\mathbf{C} = [\mathbf{0}_{N_c \times (M - N_c)}, \mathbf{I}_{N_c}]^T$ ；接著，基地台端所接收到的 U 個用戶之重疊訊號如下：

$$\tilde{\mathbf{y}} = \sum_{u=1}^U \mathbf{E}_u \mathbf{H}_u \mathbf{T}_u + \mathbf{w} \quad (4)$$

其中 $[\mathbf{E}_u]_{m,m} = e^{j2\pi \varepsilon_u m / M}$ 為 u^{th} 用戶之載波頻率誤差矩陣，吾人假設各個子載波上鍊經過載波頻率之粗調，則 $-0.5 < \varepsilon_u < 0.5$ 為正規化殘餘子載波誤差，其中 $\varepsilon_u = (f_{rx} - f_x) / \Delta f$ 。 f_{rx} 、 f_x 與 Δf 分別表示為發射機載波頻率、接收機載波頻率與子載波間隔 [8]。 \mathbf{H}_u 代表第 u^{th} 用戶所通過之通道響應。 \mathbf{w} 為雜訊。接收端在移除保護區間後，所得之接受訊號為

$$\mathbf{y} = \mathbf{P}_{rem} \tilde{\mathbf{y}} = \sum_{u=1}^U \tilde{\mathbf{E}}_u \tilde{\mathbf{H}}_u \mathbf{T}_u + \tilde{\mathbf{w}} \quad (5)$$

其中 \mathbf{P}_{rem} 為 $M \times (M + N_c)$ 矩陣代表移除保護區間， $\mathbf{P}_{rem} = [\mathbf{0}_{(M \times N_c)}, \mathbf{I}_M]$ ； $\tilde{\mathbf{w}}$ 代表移除 CP 後之雜訊； $\tilde{\mathbf{H}}_u$ 可以表示為一 $M \times M$ 循環矩陣如下 [7]：

$$\tilde{\mathbf{H}}_u = \text{circular}\{[\mathbf{h}_u; \mathbf{0}_{(M-L) \times 1}]\} \quad (6)$$

其中 $\mathbf{h}_u = [h_u(0), h_u(1), \dots, h_u(L-1)]$ 為接收端與傳送端之間之通道脈衝響應，接著將接收訊號 \mathbf{y} 做 M 點的 DFT 轉換為頻域訊號如下：

$$\mathbf{Y} = \mathbf{F}_M \mathbf{y} = \sum_{u=1}^U \tilde{\Psi}_u \Lambda_u \mathbf{S}_u + \mathbf{N} \quad (7)$$

其中 \mathbf{N} 為 $\tilde{\mathbf{w}}$ 做 M 點的 DFT 轉換後之雜訊訊號；
 $\tilde{\Psi}_u = \mathbf{F}_M \tilde{\mathbf{E}}_u \mathbf{F}_M^{-1}$ 為一循環矩陣代表 u^{th} 用戶之干擾；
 $\Lambda_u = \mathbf{F}_M^H \tilde{\mathbf{H}}_u \mathbf{F}_M$ ，其中 Λ_u 為一 $N \times N$ 對角矩陣其包含頻率之通道響應，把經過 N 點 DFT 之訊號，使其每個使用收取自己的資料接著經過頻率域等化[1-3]，表示為

$$\mathbf{R}_k = \mathbf{W}_k \mathbf{D}_k \mathbf{Y} \quad (8)$$

其中 \mathbf{W}_k 為 k^{th} 用戶之 $N \times N$ 對角等化矩陣， $\mathbf{D}_k = \mathbf{M}_k^T$ 代表經過子載波解匹配的動作之矩陣，最後經過 N 點 IDFT，其所獲得第 k 用戶之時域符碼為

$$\mathbf{r}_k = \mathbf{F}_N^{-1} \mathbf{R}_k = \mathbf{A}_k \mathbf{d}_k + \tilde{\mathbf{A}}_k \mathbf{d}_k + \sum_{\substack{u=1 \\ u \neq k}}^U \mathbf{B}_u \mathbf{d}_u + \hat{\mathbf{n}} \quad (9)$$

在 (9) 式中，第一項代表可靠的資料、第二項代表 ISI、第三項代表 MAI、第四項代表雜訊，

$$\begin{cases} \mathbf{A}_k = \text{diag}(\mathbf{F}_N^{-1} \mathbf{W}_k \Psi_{d,k} \Lambda_{d,k} \mathbf{F}_N) \\ \tilde{\mathbf{A}}_k = \mathbf{F}_N^{-1} \mathbf{W}_k \Psi_{d,k} \Lambda_{d,k} \mathbf{F}_N - \mathbf{A}_k \\ \hat{\mathbf{n}} = \mathbf{F}_N^{-1} \mathbf{W}_k \mathbf{D}_k \mathbf{N} \\ \mathbf{B}_u = \mathbf{F}_N^{-1} \mathbf{W}_k \Psi_{r,u} \Lambda_{d,u} \mathbf{F}_N \end{cases} \quad (10)$$

$\Psi_{d,k} = \mathbf{D}_k \tilde{\Psi}_k \mathbf{M}_k$ 為 $N \times N$ 矩陣描述 k^{th} 用戶資料的干擾；
 $\Psi_{r,u} = \mathbf{D}_k \tilde{\Psi}_u \mathbf{M}_u$ 為 $N \times N$ 矩陣描述 u^{th} 用戶干擾；
 $\Lambda_{d,u} = \mathbf{D}_u \Lambda_u \mathbf{M}_u$ 為 $N \times N$ 對角矩陣代表 u^{th} 用戶之通道 [7]。若所有用戶者之載波頻率誤差為 0，則 $\Psi_k = \mathbf{I}_N$ 、 $\tilde{\mathbf{A}}_k = \mathbf{0}$ 及 $\mathbf{B}_u = \mathbf{0}$ 。

三、稀疏通道下低複雜度之多用戶通道估測

接著，吾人將探討多用戶之探測參考序列之訊號模型，並進一步推導多用戶 CFO 及通道聯合估測問題。

3.1 等振幅零自相關性探測參考序列

根據 LTE 的標準 [8]，使用同一基地台上鏈多個用戶，其時域探測序列可由同一基礎序列(Base Sequence) 做不同之循環位移得到。其頻域之 Zadoff-Chu(ZC)序列可表為

$$\mathbb{Z}(n) = e^{-j \frac{pn(n+1)}{N_{zc}}}, 0 \leq n \leq N_{zc} - 1 \quad (11)$$

其中 n 為子載波索引(subcarrier index)、 p 為 eNodeB SRS 序列索引，且介於 1 到 N_{zc} 之間，並與 N_{zc} 互質， N_{zc} 為 ZC 序列的長度。在此吾人令 $N_{zc} = N$ 。等振幅(CA)特性在此相當重要，因為低 PAPR 可以提高功率放大器(Power Amplifier)的效率；此外，SRS 序列的 CAZAC 特性在經過 FFT 或 IFFT 後其特性並不會改變，而使其成為 SC-LFDMA 上鏈系統之首選 [8]。精確而言，理想的零自相關(ZAC)特性如下：

$$\begin{aligned} R_z(k) &= \sum_{n=0}^{N_{zc}-1} \mathbb{Z}^*(n) \cdot \mathbb{Z}^*((n-k))_{N_{zc}} \\ &= \begin{cases} N_{zc} & , k=0 \\ 0 & , k \neq 0 \end{cases} \end{aligned} \quad (12)$$

其中， $(\cdot)^*$ 為共軛複數， $(\cdot)_{N_{zc}}$ 為 modulo- N_{zc} 運算。事實上，一序列具有 CAZAC 的特性，則此序列具有極低之 PAPR，有利於發射端功率放大器的設計。

在 LTE 的規格中，不同的上鏈用戶所使用的探測參考訊號將由一組具時域零自相關特性的基礎序列經不同循環位移產生。則第 u 個用戶所使用之 LTE 頻域常振幅零自相關序列可表示為 [4]

$$\tilde{S}_u(n) = e^{-j2\pi a_u n} \mathbb{Z}(n) \quad (13)$$

其中 a_u 為第 u^{th} 用戶的整數循環位移(cyclic shift)點數。

3.2 多用戶通道估測演算法設計

吾人在此利用頻域自相關性(Auto-Correlation, AC)來發展一可同時估測多用戶通道響應之高效率演算法，在此只需要一組 FFT 及 IFFT 運算即可獲得。首先，吾人令所有用戶皆使用完整頻寬(即所有 M 個子載波)來傳送其探測參考訊號，因此，吾人可得 $N_{zc} = M$ ，則基地台端移除 CP 後所得到之疊加時域訊號為

$$\mathbf{y} = \sum_{u=1}^U \tilde{\mathbf{E}}_u \tilde{\mathbf{H}}_u \mathbf{F}_M^{-1} (\zeta_u \odot \mathbf{Z}) + \tilde{\mathbf{w}} \quad (14)$$

其中， \odot 定義為矩陣元素間乘法運算(element-wise multiplication)，而 $\zeta_u = [1e^{-j2\pi a_u} \dots e^{-j2\pi (M-1)a_u}]$ 為時域循環位移的頻域等效表示法，向量 $\mathbf{Z} = [\mathbb{Z}(0) \dots \mathbb{Z}(M-1)]^T$ 定義為如(11)式 M 點頻域 ZC 基礎序列。則接收之頻域訊號 \mathbf{Y} 可表為

$$\begin{aligned} \mathbf{Y} &= \mathbf{F}_M \mathbf{y} = \sum_{u=1}^U \mathbf{F}_M \tilde{\mathbf{E}}_u \tilde{\mathbf{H}}_u \mathbf{F}_M^{-1} (\zeta_u \odot \mathbf{Z}) + \mathbf{N} \\ &= \sum_{u=1}^U (\mathbf{F}_M \tilde{\mathbf{E}}_u \mathbf{F}_M^{-1}) (\mathbf{F}_M \tilde{\mathbf{H}}_u \mathbf{F}_M^{-1}) (\zeta_u \odot \mathbf{Z}) + \mathbf{N} \\ &= \sum_{u=1}^U \tilde{\Psi}_u (\lambda_u \odot \zeta_u \odot \mathbf{Z}) + \mathbf{N} \end{aligned} \quad (15)$$

其中 $\tilde{\Psi}_u = \mathbf{F}_M \tilde{\mathbf{E}}_u \mathbf{F}_M^{-1}$ 表示載波頻率誤差造成的干擾。假設各個發射機經過預補償後，與接收機間無載波頻率誤差，即 $\tilde{\Psi}_u = \mathbf{I}$ ，則接收之頻域 SRS 訊號可簡化為

$$\mathbf{Y} = \sum_{u=1}^U \lambda_u \odot \zeta_u \odot \mathbf{Z} + \mathbf{N} \quad (16)$$

其中維度為 $M \times 1$ 之通道頻率響應向量 λ^u 可由對角矩陣 Λ_u 取得。由離散傅立葉轉換(DFT)的特性，時域之循環互相關(cyclic correlation)運算可由下列頻域的元素間乘法等效實現，如下所示：

$$\begin{aligned} \mathbf{G} &= \mathbf{Y} \odot \mathbf{Z}^* = \left[\sum_{u=1}^U \lambda_u \odot \zeta_u \odot \mathbf{Z} + \mathbf{N} \right] \odot \mathbf{Z}^* \\ &= \sum_{u=1}^U \lambda_u \odot \zeta_u + \mathbf{N} \end{aligned} \quad (17)$$

值得注意的是，在 (17) 式的第二個等式當中，吾人使用了序列頻域 CA 特性。最後，吾人僅需對 \mathbf{G} 做反傅立葉轉換(IDFT)，即可得到所有用戶的時域通道估測值如

$$\mathbf{g} = \mathbf{F}_N^{-1} \mathbf{G}$$

$$= \begin{bmatrix} \mathbf{h}_1^T & 0 \dots 0 & \mathbf{h}_2^T & \dots & \mathbf{h}_U^T & 0 \dots 0 \end{bmatrix}^T + \mathbf{n}$$

\uparrow
 α_1 -th
 element

\uparrow
 α_2 -th
 element

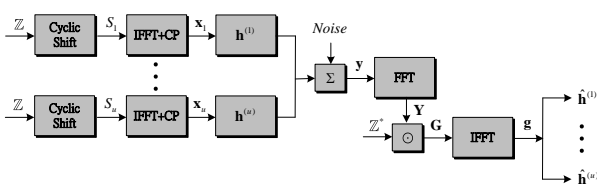
\uparrow
 α_U -th
 element

$$(18)$$

從 (18) 式可以清楚的看到，吾人只需適當設定所有上鏈用戶的循環位移參數 $\{\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_U\}$ ，使其大於各個用戶所經歷的通道長度 L ，避免估測 CIR 發生交疊，即

$$\alpha_i > L \quad \text{for all } i \quad (19)$$

則從 \mathbf{g} 向量中取出對應的元素，便可得到各個用戶的時域通道估測結果 $\{\hat{\mathbf{h}}_1, \hat{\mathbf{h}}, \dots, \hat{\mathbf{h}}_U\}$ 。值得注意的是，在假設無載波頻率誤差的場景下，此一通道估測演算法無多用戶干擾(Multi-User Interference, MUI)。此一多用戶通道估測演算法僅耗用一個符碼長度，且僅使用一對長度為 M 的 FFT/IFFT 運算便可得到所有用戶的完整通道資訊。圖三即為 LTE 的探測參考訊號與所提出之多用戶通道估測架構。



圖三：接收到之探測參考訊號與多用戶通道估測架構圖

3.3 稀疏通道下之抽頭選擇性估測

先以 3.2 節的多用戶通道估測法則估測出一 CP 長度的通道，再使用 Recursive MDL 法則之 Tap-Selective Maximum-Likelihood (TS-ML)[9]判斷出其稀疏通道實際的數目，以增進通道估測的均方誤差(MSE)。由(18)式可得 \mathbf{g} 為所有用戶的時域通道估測值，將此所有用戶的時域通道估測值的絕對值由大到小重新排列結果，定義前點之通道為 $\mathbf{h}_K = \text{sort}(\mathbf{g}, K) = [g(n_1) \ g(n_2) \ \dots \ g(n_K)]$ ，其中 K 為此稀疏通道的 tap 數目以及有效 tap index $\{n_1, n_2, \dots, n_K\} \in [0, L-1]$ ，即 $|g(n_1)|^2 \geq |g(n_2)|^2 \geq \dots \geq |g(n_K)|^2$ ，藉此我們可以將(17)式以及(18)式中的 \mathbf{G} 表示為

$$\mathbf{G} = \mathbf{F}_K \mathbf{h}_K + \mathbf{F}_K \mathbf{n} \quad (20)$$

其中 $\mathbf{F}_K = [\mathbf{f}_{n_1} \ \mathbf{f}_{n_2} \ \dots \ \mathbf{f}_{n_K}]$ 和 $\mathbf{h}_K = [g(n_1) \ g(n_2) \ \dots \ g(n_K)]$ 皆為原來傅立葉轉換矩陣 \mathbf{F}_N 和估測出的通道 \mathbf{g} 重新排列後的矩陣。

為了要解決通道稀疏的問題，先假設 k 為測試的通道數目，並利用最小描述長度(MDL)的準則去找出正確的通道抽頭數目

$$MDL(k) = M \log \left(\|\mathbf{G}\|^2 - M \|\hat{\mathbf{h}}_k\|^2 \right) + \frac{3k+1}{2} \log M \quad (21)$$

for $k=1, \dots, (L \cdot N_{\text{user}})$

進一步提高 MDL 法則的偵測成功率，將原先接收端去除掉的 CP 部分也納入 MDL 法則的運算中，如此一來不僅可提高偵測成功率，更可避免在運算 MDL 法則時出現負無限的值造成偵測錯誤，改寫如

$$MDL1(k) = M \log \left(\|\mathbf{G}\|^2 - M \|\hat{\mathbf{h}}_k\|^2 + \gamma \left\| \tilde{\mathbf{y}}_{cp} - \sum_{u=1}^U (\hat{\mathbf{h}}_{k,u} \odot \mathbf{z}_{cp,u}) \right\|_0^{L-1} \right)^2 \quad (22)$$

+ $\frac{3k+1}{2} \log M$, for $k=1, \dots, L$

由於(22)式在每個 k 值都必須進行一次 convolution 的運算，為了降低計算量，更進一步改寫為

$$MDL2(k) = M \log \left(\|\mathbf{G}\|^2 - M \|\hat{\mathbf{h}}_k\|^2 + \gamma \left\| \tilde{\mathbf{y}}_{cp} - \sum_{u=1}^U (\hat{\mathbf{h}}_u \odot \mathbf{z}_{cp,u}) \right\|_0^{L-1} \right)^2 \quad (23)$$

+ $\frac{3k+1}{2} \log M$, for $k=1, \dots, L$

比較(22)與(23)式，可以明顯看出(23)式 $\sum_{u=1}^U (\hat{\mathbf{h}}_u \odot \mathbf{z}_{cp,u}) \right)_0^{L-1}$ 的部分已經沒有考慮 k 的因子，因此總共只需要計算一遍，省下了非常多的計算量，但會犧牲些許的雜訊之變異數估測的準確性。如此一來，稀疏通道中實際的通道數目即可判斷為

$$\hat{K} = \arg \min_{k \in \{1, 2, \dots, L\}} \{MDL2(k)\} \quad (24)$$

最後，利用判斷出的通道數目 得出實際的通道數目，並和 從 中決定出選擇性最大似然估測的 如下

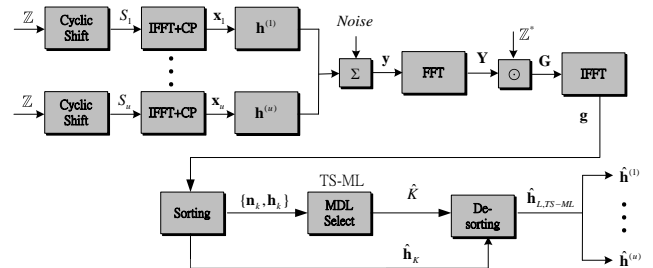
$$\hat{h}_{L,TS-ML}(n) = \begin{cases} \hat{h}(n), & n \in \hat{\mathbf{n}}_{\hat{K}}, \text{ for } n=0, \dots, (L \cdot N_{\text{user}}-1) \\ 0, & n \notin \hat{\mathbf{n}}_{\hat{K}} \end{cases} \quad (25)$$

在知通道實際數目的情況下比較未使用 TS-ML 以及使用 TS-ML 後得到估測通道的總均方誤差(MSE)

$$MSE_{no \ TS-ML} \triangleq \left\| \hat{\mathbf{h}}_u - \mathbf{h}_u \right\|^2 = \frac{L\sigma^2}{M} \quad (26)$$

$$MSE_{TS-ML} \triangleq \left\| \hat{\mathbf{h}}_{L,TS-ML} - \mathbf{h}_u \right\|^2 = \frac{K\sigma^2}{M} \quad (27)$$

觀察(26)式以及(27)式，可看出使用了選擇性最大似然估測(TS-ML)的方法後，藉由將稀疏通道中其實沒有通道的部分設為零，減少了 L/K 倍率的均方誤差。此法則在低 SNR 的情況中非稀疏的通道下，若有過小的通道值存在，仍可將過小的通道視為雜訊造成的干擾，並設其為零以達到降低均方誤差的效果。圖四即為加上了 TS-ML 後的架構圖。



圖四：TS-ML 多用戶通道估測架構圖

經過 MDL 之後得出 \hat{K} 為總通道數目，而 $\hat{\mathbf{h}}_{L,TS-ML}$ 長度為 $L \cdot N_{\text{user}}$ ，並且為所有用戶的通道集合

$$\hat{\mathbf{h}}_{L,TS-ML} = [\mathbf{h}_1 \ \mathbf{h}_2 \ \dots \ \mathbf{h}_U]^T \quad (28)$$

其中 $\mathbf{h}_1 \sim \mathbf{h}_U$ 長度皆為 L ，故可得到所用使用者的經過 TS-ML 法則後的通道估測值。

四、電腦模擬結果

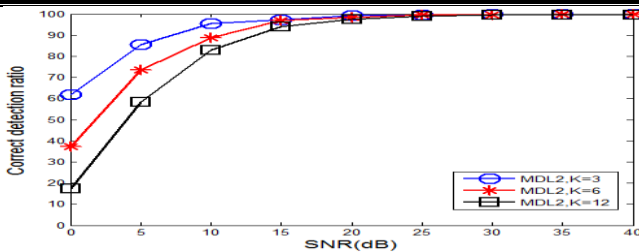
接著圖五為 TS-ML-MDL2 的偵測成功率，模擬的情況只有通道長度不同，分別為 3、6、12 不等之 equal gain random channel，可知在相同的 SNR 情況下，當通道的稀疏度越高時，其偵測成功率也相對提高，而在通道長度為 12 時，已經與 CP 的大小非常接近，故其偵測成功率相對的較低，此現象將反映於均方誤差。

圖六為 TS-ML-MDL2 的均方誤差情況，首先看出 3.2 小節中的聯合估計法則在不同的通道長度下，都有相同的均方誤差，而在加上 TS-ML 考慮為稀疏通道後，其均方誤差隨著通道的稀疏度越高，性能就提高的越多，反之，在通道長度為 12 時，非常接近其 CP 的大小，意即通道的稀疏度性不高，故增進的性能也有限，再對照圖五的偵測成功率，發現在通道長度為 12 且 SNR 較低時，偵測成功率較低，其均方誤差還有出現比沒採用 TS-ML 方式還低的部分。

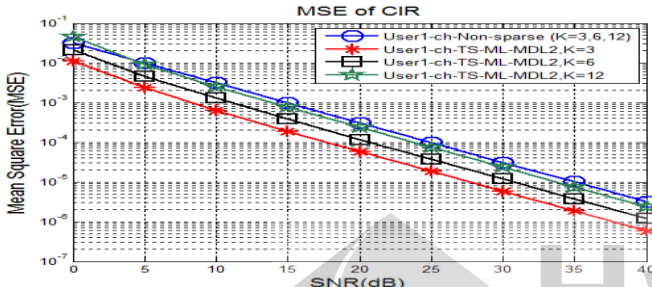
最後圖七與圖八則為不同通道長度下有沒有採用 TS-ML 法則的位元錯誤率比較圖，在 $K=3$ 的情況下，通道的稀疏性相對較高，故 TS-ML 偵測的成功率也較高，並貼近通道長度已知，非稀疏通道的估測法則，且和已知通道下的性能相差不到 1dB，在 $K=6$ 的情況下，通道的稀疏性與 $K=3$ 相比較低，與已知通道下的性能相差約 2dB。

表 1 模擬參數設定

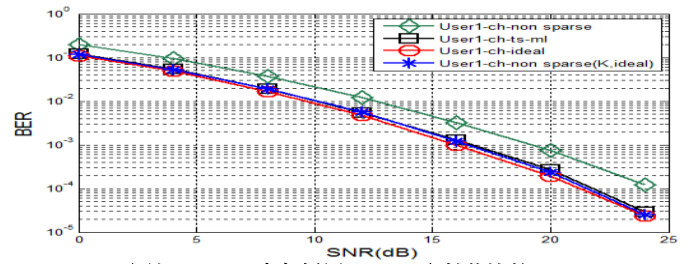
Parameters	Setting
Symbol Modulation	QPSK
System	SC-LFDMA
Subcarrier Block Size (M)	32/64
Cyclic Prefix Size(P)	M/4
Channel Estimation	MUCE
Channel Equalizer	FD-MMSE
Channel Model	3~12 path equal gain random channel



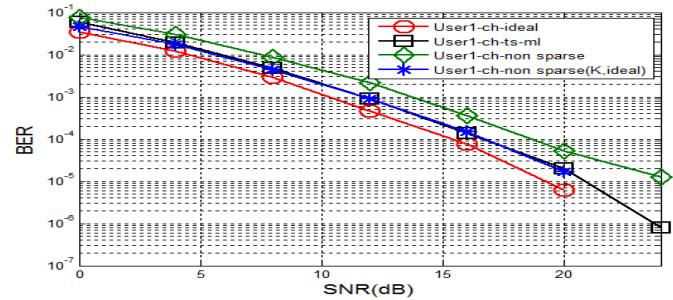
圖五：TS-ML(MDL2)法則的偵測成功率
($M=64$ 、 $N=16$ 、CP 大小為 16、 $K=3$ 、6、12)



圖六：TS-ML(MDL2)法則的均方誤差
($M=64$ 、 $N=16$ 、CP 大小為 16、 $K=3$ 、6、12)



圖七：K=3，有無採用 TS-ML 之性能比較
($M=64$ 、 $N=16$ 、CP 大小為 16)



圖八：K=6，有無採用 TS-ML 之性能比較
($M=64$ 、 $N=16$ 、CP 大小為 16)

五、結論

本文針對 SC-LFDMA 系統，利用了 CAZAC 探測參考序列的特性進行一低複雜度之多用戶通道估測，並考慮實際無法得知通道真正長度與點數的狀況下，將 CP 長度的多用戶通道視為一稀疏通道，並採用 TS-ML 的方式估測出通道實際的長度與抽頭位置，達到了增進通道估測性能的目的。

參考文獻

- [1] J.-J. Van de Beek, O. Edfors, M. Sandell, S.K. Wilson, and P.O. Borjesson, "On channel estimation in OFDM systems," *Vehicular Technology Conference, 1995 IEEE 45th*, vol.2, no., pp.815-819 vol.2, 25-28 Jul 1995.
- [2] N. Benvenuto, R. Dinis, D. Falconer, S. Tomasin, "Single carrier modulation with nonlinear frequency domain equalization: An idea whose time has come-again," (2010) *Proceedings of the IEEE*, 98 (1), art. no. 5357586, pp. 69-96.
- [3] D. Falconer, S.L. Ariyavisitakul, A. Benyamin-Seeyar, B. Eidson, "Frequency domain equalization for single-carrier broadband wireless systems," (2002) *IEEE Communications Magazine*, 40 (4), pp. 58-66.
- [4] B.M. Popovic, "Generalized chirp-like polyphase sequences with optimum correlation properties," *Information Theory, IEEE Transactions on*, vol.38, no.4, pp.1406-1409, Jul 1992.
- [5] J.K. Hwang, Y.T. Tsai, and J.D. Li, "Multiuser channel estimation for SC-FDMA system with CAZAC sounding reference sequence and Instruments-in-MATLAB verification," *Consumer Electronics (ISCE), 2012 IEEE 16th International Symposium on*, vol., no., pp.1-5, 4-6 June 2012
- [6] H.G. Myung, Junsung Lim, David J. Goodman, "Single carrier FDMA for uplink wireless transmission," *Vehicular Technology Magazine, IEEE*, vol.1, no.3, pp.30-38, Sept. 2006.
- [7] K. Raghunath and A. Chockalingam, "SC-FDMA Versus OFDMA: Sensitivity to Large Carrier Frequency and Timing Offsets on the Uplink," *Global Telecommunications Conference, 2009. GLOBECOM 2009. IEEE*, vol., no., pp.1-6, Nov. 30 2009-Dec. 4 2009.
- [8] Rohde and Schwarz, "UMTS Long Term Evolution (LTE) Technology Introduction", Application Note 1MA111.
- [9] J.K. Hwang, R.L. Chung, "Low-Complexity Algorithm for Tap-Selective Maximum Likelihood Estimation over Sparse Multipath Channel", *IEEE Global Telecommunications Conference*, pp.2857-2862, Nov 2007.