

下鏈路FDD-LTE傳輸系統下增強式小區分群識別碼偵測

鍾日龍^{ab}、林柏廷^{*a}、黃健暉^a
 中原大學電子工程學系^a
 中原大學通訊工程碩士學位學程^b

摘要 一本論文是基於下鏈路分頻雙工LTE(FDD-LTE)傳輸規格下提出小區身份(Cell ID)偵測方法。吾人提出利用位於接收端不同次訊框中的次要同步訊號(SSS)來增加資訊的可靠度,並利用主要同步訊號來降低偵測時所受到的通道干擾。接著藉由整理小區分群識別碼(Cell ID Group)中 m_0 及 m_1 規律表,經分析,在得知 m_0 的資訊下,能有效降低對於 m_1 的搜尋次數達80%以上。模擬結果顯示吾人提出的小區分群識別碼偵測,對CP容忍範圍內的時間偏移能完全免疫,且能同時偵測出訊框時序。

關鍵字: 主要同步訊號、整數頻率偏移、同步、扇形小區索引、小區分群識別碼。

一、簡介

3GPP LTE(Long Term Evolution)擁有在上鏈路傳輸50Mbps及下鏈路傳輸100Mbps的高速資料傳輸速率,而在傳輸的資料量上也有大幅的提升;LTE在下鏈路傳輸使用了正交分頻多工(Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM)技術,由於載波在頻譜上相互重疊,使得載波間的正交性容易因震盪器(Oscillator)不匹配而導致載波頻率偏移(Carrier Frequency Offset, CFO),進而引發載波間的相互干擾(Inter-Carrier Interference, ICI),若此偏移為載波間距的整數倍,雖然子載波(Sub-carrier)間仍維持正交性,但由於載波在頻域上的位置已偏離原本正交分頻多工系統的頻譜,因此在解調時將發生嚴重的錯誤;為解決上述問題,關於整數頻率偏移(Integer Carrier Frequency Offset, IFO)估測方法相繼提出[1]-[7],其原理是利用符元中的同步訊號來進行IFO估測並補償。

另外,由於參考訊號(Reference signal, RS)其產生方式需用到扇形小區索引(Sector cell index)及小區分群識別碼(Cell ID group)的資訊,在文獻[4]中,作者就提到利用參考訊號(RS)進行小區分群識別碼及小區身份(Cell ID)的聯合式偵測,在文獻[8]中,作者提出了利用相位差相關性來偵測小區分群識別碼(Cell ID group),吾人提出利用先前所偵測出的主要同步通道(P-SCH)資訊來補償次要同步通道(S-SCH)因通道的不理想效應所造成的干擾,其原理是在相鄰的載波上所受到的通道影響雖然不同,但在線性非時變的通道下,相鄰的OFDM symbol在頻域上則會受到相同的通道響應;為了方便敘述,在本文中,吾人將所提出的增強式小區分群識別碼演算法以 m_0 及 m_1 偵測分成兩步驟。

本論文的其他章節組織架構如下。第二節描述下鏈路FDD-LTE架構,第三節建立下鏈路FDD-LTE系統模型。第四節增強式下鏈路FDD-LTE系統之同步偵測程序,第五節模擬結果。最後,第六節為本論文的結論。

二、下鏈路FDD-LTE架構

在文獻[9]中所提及的LTE傳輸架構模型可分為frequency division duplex(FDD)及time division duplex(TDD)兩種,而在FDD上鏈路及下鏈路傳輸系統上都是以一個長度為10ms的訊框(frame)來進行傳輸,其長度又可等分成十個1ms的次訊框(sub-frame),每個次訊框又包含了兩個大小相等的時槽(time slot),也就是每個時槽的長度都為0.5ms,而在時槽中的symbol數量則會依據不同的CP模式而有所不同,在normal CP(NCP)及extended CP(ECP)下分別為七個及六個OFDM symbol,而本論文所採用的是Normal CP模式。

在同步方面,LTE則是利用在接收端所收到的主要同步訊號(PSS)、次要同步訊號(SSS)、參考訊號(RS)訊息來進行同步估測的工作,以下會針對PSS、SSS做詳細的介紹。

2.1 主要同步訊號(PSS)

PSS是由Zadoff-Chu(ZC)產生的長度為62的序列,其擁有ZC的固定振幅和經過循環位移後的序列彼此交互相關性為零的良好特性,因此,被利用來作為LTE的主要同步pilots,其在頻域上的ZC sequence及其對應的index u 值如下式(1),其中扇形小區索引 $N_D^{(2)}$ 與根值索引 u 的對應表如表I所示。

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

表 I
扇形小區索引 $N_D^{(2)}$ 與根值索引 u

$N_D^{(2)}$	Root index u
0	25
1	29
2	34

2.2 次要同步訊號(SSS)

SSS為LTE用來攜帶小區分群識別碼的資訊,其主要是以PN序列來產生,其產生方式如下等式(2)、(3)。

$$d(2 \cdot n) = \begin{cases} s_0^{(m_0)}(n) \cdot c_0(n) & \text{in Sub-frame 0} \\ s_1^{(m_1)}(n) \cdot c_0(n) & \text{in Sub-frame 5} \end{cases} \quad (2)$$

$$d(2 \cdot n + 1) = \begin{cases} s_1^{(m_1)}(n) \cdot c_1(n) \cdot z_1^{(m_0)} & \text{in Sub-frame 0} \\ s_0^{(m_0)}(n) \cdot c_1(n) \cdot z_1^{(m_1)} & \text{in Sub-frame 5} \end{cases} \quad (3)$$

$$0 \leq n \leq 30$$

其中, $c(n)$ 及 $z_1^{(m)}$ 加擾碼產生方式可參考文獻[9], 而 m_0 及 m_1 與 Cell ID group 對照方式共有 168 種不同組合[9]。

三、下鏈路 FDD-LTE 系統模型

在這章節中, 我們定義了下行鏈路 FDD-LTE OFDMA 系統模型, OFDMA 在時域上受到 CFO 干擾下的數學模型就如公式(4)表示:

$$r_{l,n} = (x_{l,n} \otimes h_{l,n}) \cdot e^{j2\pi \epsilon_{CFO}(n+(N+G))/FFT} + w_{l,n} \quad (4)$$

其中 $r_{l,n}$ 為第 l -th OFDM symbol 第 n 個取樣之時域上的接收訊號, 通道響應為 $h_{l,n}$, 傳送訊號為 $x_{l,n}$, 其中 l 為 OFDM symbol 的 index, $n \in [1, N + G]$ 為取樣 index, N 為 FFT 的長度, G 為 CP 的長度, $w_{l,n}$ 為可加性高斯白雜訊, ϵ_{CFO} 為因震盪器不匹配所造成的頻率偏移, \otimes 為線性摺積運算。接著將 $r_{l,n}$ 的 CP 移除, 再經過快速傅立葉轉換(FFT)後, 即可得到頻域訊號 $R_{l,k}$, 如等式(5)所示。

$$R_{l,k} = \alpha \cdot X_{l,k-\epsilon_{IFO}} \cdot H_{l,k-\epsilon_{IFO}} + \beta_{l,k-\epsilon_{IFO}} + W_{l,k-\epsilon_{IFO}} \quad (5)$$

$$\alpha = \frac{\sin(\frac{\pi \epsilon_{FFO}}{N})}{N \sin(\frac{\pi \epsilon_{FFO}}{N})} \cdot e^{j2\pi \frac{l(N+G)+G}{N}(\epsilon_{CFO})} \cdot e^{j\pi \frac{N-1}{N}(\epsilon_{FFO})} \quad (6)$$

$$\beta_{l,k-\epsilon_{IFO}} = \sum_{p=-N/2+1, p \neq k-\epsilon_{IFO}}^{N/2} X_{l,p} \cdot H_{l,p} \cdot \frac{\sin(\pi(p + \epsilon_{CFO} - k))}{N \cdot \sin(\frac{\pi(p + \epsilon_{CFO} - k)}{N})} \cdot e^{j2\pi \frac{l(N+G)+G}{N}(\epsilon_{CFO})} \cdot e^{j\pi \frac{N-1}{N}(p + \epsilon_{CFO} - k)} \quad (7)$$

$$\epsilon_{CFO} = \epsilon_{FFO} + \epsilon_{IFO} \quad (8)$$

其中 $R_{l,k}$ 為在第 l 個符碼中第 k 個載波上接收到的訊號, $H_{l,k}$ 為通道響應, $X_{l,k}$ 為在頻域上所傳送的符碼, $W_{l,k}$ 為可加性高斯白雜訊, $k \in [-N/2, N/2]$ 。

四、下鏈路 FDD-LTE 系統之同步偵測程序

圖一顯示小區身份偵測流程圖。流程包含了三步驟。首先, 先在時域做分數 CFO 估測並補償, 方法可參考文獻 [10], 接下來可使用文獻[1]的方法, 利用領航符元(pilot)和 ML 法則設計 IFO 偵測演算法。此外, 有關扇形小區聯合索引偵測則使用文獻[4]中, 作者已提出之低複雜度扇形小區聯合索引偵測。在 FFO 已完美補償及偵測下, 我們選擇了 IFO 跟扇形小區索引(Sector cell index)的聯合偵測方法來解決上述的問題, 其偵測方法如文獻[7], 其可偵測的 IFO 偏移量在(-31, 31)區間內。

4.1 小區分群識別碼(Cell ID group)非同調偵測

在完成了第二步驟得到了整數頻率偏移量及扇形小區索引後, 接下來的工作就是利用 SSS 來找出小區分群識別碼, 如此才能算是完整的 Cell ID 搜尋。文獻[8]中, 作者提出了利用相位差相關性來偵測小區分群識別碼, 如等式(9)-(12)。

$$\beta_{dm_0}(k) = R_{SSS}(2 \cdot k) \cdot c_0(k) \quad (9)$$

$$\hat{m}_0 = \arg \max_{m_0} \left| \sum_{k=1}^{30} \left\{ \beta_{dm_0}(k-1) \cdot \beta_{dm_0}^*(k) \right\} \cdot \left\{ s_0^{(m_0)}(k-1) \cdot s_0^{(m_0)*}(k) \right\}^* \right|^2 \quad (10)$$

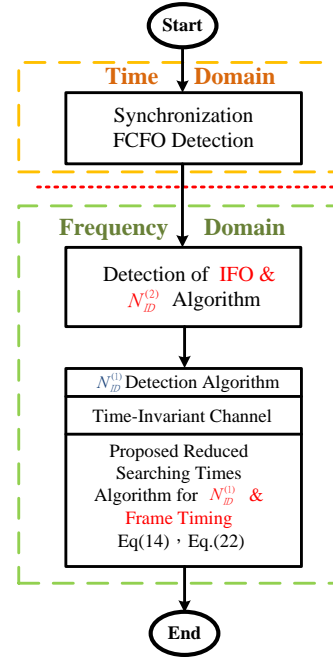
$$0 \leq m_0 \leq 29$$

$$\beta_{dm_1}(k) = R_{SSS}(2 \cdot k + 1) \cdot c_1(k) \cdot z_1^{(m_1)}(k) \quad (11)$$

$$\hat{m}_1 = \arg \max_{m_1} \left| \sum_{k=1}^{30} \left\{ \beta_{dm_1}(k-1) \cdot \beta_{dm_1}^*(k) \right\} \cdot \left\{ s_1^{(m_1)}(k-1) \cdot s_1^{(m_1)*}(k) \right\}^* \right|^2 \quad (12)$$

$$1 \leq m_1 \leq 30$$

其中, R_{SSS} 為在頻域上第 0 個 Sub-frame 中接收到的 SSS 及 PSS, c_0 為加擾序列, s_0 和 s_1 為初始 PN 序列, z_1 為加擾序列[1], 此方法的優點在於能利用在頻域上相鄰的偶數載波執行相位差運算來降低通道干擾, 不過因其將 m_0 與 m_1 視為獨立, 因此二者的搜尋次數皆需要各 30 次, 所以搜尋次數仍滿高的, 因此仍有降低複雜度的空間。因此在 4.3 節吾人將提出降低搜尋次數的方法。



圖一：小區身份偵測流程圖

4.2 增強式小區分群識別碼偵測

在本節中, 吾人提出利用先前所偵測出的主要同步通道(P-SCH)資訊來補償次要同步通道(S-SCH)因通道中的不理想效應所造成的干擾, 其原理是在相鄰的載波上所受到的通道影響雖然不同, 但在線性非時變的通道下, 每一段 OFDM symbol 在頻域上則會受到相同的通道響應; 為了方便敘述, 以下吾人將所提出的增強式演算法以 m_0 及 m_1 偵測分成兩步驟。由文獻[9]可看出, Cell ID group 是由 m_0 及 m_1 組成, 而在進行第二步驟 m_1 的偵測時, 會用到第

一步驟偵測出的 m_0 來進行 De-Scrambling, 如果 m_0 偵測錯誤則 m_1 也會隨著錯誤, 即使 m_1 偵測正確, 但最後的 Cell ID group 也會是錯的, 因此, 為了增強 m_0 的正確性以提升最後進行 m_1 偵測時的精確度, 於是吾人利用先前得到的 PSS 來補償在偵測 m_0 時所受到的通道不理想效應, 如等式(13)-(14)。

$$\beta_{dm_0}(k) = R_{SSS}(2 \cdot k) \cdot c_0(k) \quad (13)$$

$$\hat{m}_0 = \arg \max_{m_0} \left| \sum_{k=1}^{30} \left\{ \beta_{dm_0}(k) \cdot R_{PSS,sub0}^*(2 \cdot k) \right\} \cdot \left\{ s_0^{(m_0)}(k) \cdot d_{PSS}^*(2 \cdot k) \right\}^* \right| \quad (14)$$

$$0 \leq m_0 \leq 29$$

等式(13)為將接收到的 R_{SSS} 偶數載波進行解擾。接著第二步驟關於小區分群識別碼 m_1 的偵測, 我們利用位於第 5 個 Sub-frame 中 S-SCH 中的偶數載波來增加在第 0 個 Sub-frame 中 S-SCH 上的奇數子載波資訊, 最後, 再利用 PSS 來補償其所受到的通道干擾, 其演算法如等式(15)-(17)。

$$\beta_{dm_1}(k) = R_{SSS}(2 \cdot k + 1) \cdot c_1(k) \cdot z_1^{(m_0)}(k) \quad \text{in Sub-frame 0} \quad (15)$$

$$\alpha_{dm_1}(k) = R_{SSS}(2 \cdot k) \cdot c_1(k) \quad \text{in Sub-frame 5}$$

$$\gamma(m_1) = \sum_{k=0}^{30} \left[\left\{ \alpha_{dm_1}(k) \cdot R_{PSS,sub5}^*(2 \cdot k) \right\} \cdot \left\{ s_1^{(m_1)}(k) \cdot d_{PSS}^*(2 \cdot k) \right\}^* + \left\{ \beta_{dm_1}(k) \cdot R_{PSS,sub0}^*(2 \cdot k + 1) \right\} \cdot \left\{ s_1^{(m_1)}(k) \cdot d_{PSS}^*(2 \cdot k + 1) \right\}^* \right] \quad (16)$$

$$1 \leq m_1 \leq 30$$

$$\hat{m}_1 = \arg \max_{m_1} |\gamma(m_1)| \quad (17)$$

總結上述, 在非時變通道下, 進而可以將等式(16)改寫成等式(18)-(22)。

$$\Omega(2 \cdot k) = \begin{cases} \alpha_{dm_1}(k) \\ 0 \leq k \leq 30 \end{cases} \quad (18)$$

$$\Omega(2 \cdot k + 1) = \begin{cases} \beta_{dm_1}(k) \\ 0 \leq k \leq 30 \end{cases} \quad (19)$$

$$\left. \begin{matrix} \psi_{New}^{(m_1)}(2 \cdot k) \\ \psi_{New}^{(m_1)}(2 \cdot k + 1) \end{matrix} \right\} = s_1^{(m_1)}(k), \quad 0 \leq k \leq 30 \quad (20)$$

$$R_{NewPSS}(2 \cdot k) = \begin{cases} R_{PSS,sub5}(2 \cdot k) \\ 0 \leq k \leq 30 \end{cases}$$

$$R_{NewPSS}(2 \cdot k + 1) = \begin{cases} R_{PSS,sub0}(2 \cdot k + 1) \\ 0 \leq k \leq 30 \end{cases} \quad (21)$$

$$\gamma(m_1) = \sum_{q=0}^{61} \left\{ \Omega(q) \cdot R_{NewPSS}^*(q) \right\} \cdot \left\{ \psi_{New}^{(m_1)}(q) \cdot d_{PSS}^*(q) \right\}^*$$

$$m_0 + 1 \leq m_1 \leq \Lambda$$

$$\hat{m}_1 = \arg \max_{m_1} |\gamma(m_1)| \quad (22)$$

其中, Λ 為對照表 1 後 m_1 的估測範圍; 由於在第 0 及第 5

個 Sub-frame 中, 奇數及偶數 SSS 的初始 PN 序列皆由 $s_1^{(m_1)}$ 產生, 因此, 吾人設計了一串長度為 62 的次要同步初始序列 Ψ_{New} , 如上述等式(20), 而為了使得能夠共用同一組主要同步訊號(PSS)來進行偵測, 吾人利用在接收端不同次訊框中偵測到的 PSS 資訊, 將其結合產生一組新的同步訊號 R_{NewPSS} , 其長度為 62, 如上述等式 (21)。

4.3 小區分群識別碼之化簡對應表

在一個 Frame 中, 擺放在不同 Sub-frame 內의 PSS 是相同的, 因此, 可以僅解出其中一個次訊框中, 在傳送時所擺放的 PSS 資訊; 接著, 由文獻[1]可看出 SSS 的 m_1 一定都比 m_0 還要來的大, 其中, m_0 的範圍從 0~29, m_1 的範圍從 1~30; 另外, 因每群 Cell ID group 皆有其一對獨一無二的 m_0 及 m_1 , 也就是一旦 m_0 估測錯誤, 即使 m_1 估對也無用, 所以對於 m_1 的額外偵測範圍不但於事無補還有可能會增加對於偵測 m_1 的錯誤率及運算量, 再者, 實際生活中, 大部分的演算法, 為了能減少複雜乘法器的使用及運算量都會將小區分群識別碼分別以 m_0 及 m_1 分開偵測; 因此, 我們進而整理出 m_0 及 m_1 相對規律, 如表 II。當 m_0 介於 0~2 之間時 m_1 會介於 1~9, 而當 m_0 介於 3~24 時 m_1 會介於 4~30, 當 m_0 介於 25~29 時 m_1 會介於 26~30, 共會有 168 總可能性, m_0 與 m_1 之間有關連性, 故因此 m_1 之平均搜尋次數為 5.6 次, 比以往而言降低了 80% 的搜尋量。

表 II
 m_0 及 m_1 對照表

m_0	m_1
$0 \leq m_0 \leq 2$	$m_0 + 1 \leq m_1 \leq m_0 + 7$
$3 \leq m_0 \leq 24$	$m_0 + 1 \leq m_1 \leq m_0 + 6$
$25 \leq m_0 \leq 29$	$m_0 + 1 \leq m_1 \leq 30$

五、 模擬結果

我們所模擬的參數為參考下鏈路 FDD-LTE 規格[9], 如列表 III 所示:

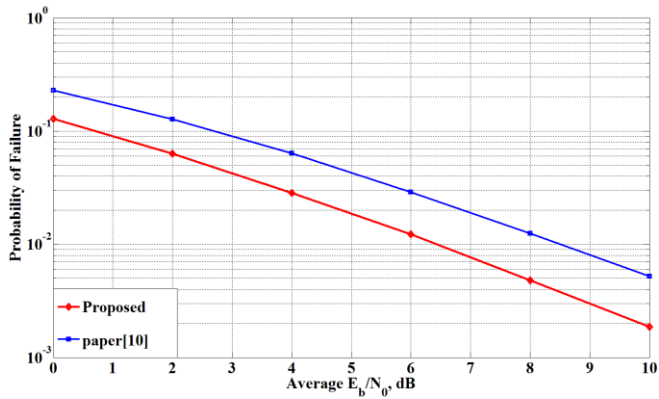
表 III
模擬參數列表

Parameters	Value
Frame structure	FDD
Bandwidth	5MHz
CP type	Normal CP
Symbol alphabet	QPSK
Time-dispersive Channel Model (Doppler rate : 0 Hz)	Six-ray equal-gain channel Delay spread (R.M.S) : 222 ns
CP detection	Perfect
Number of Tx / Rx Antennas	1/1

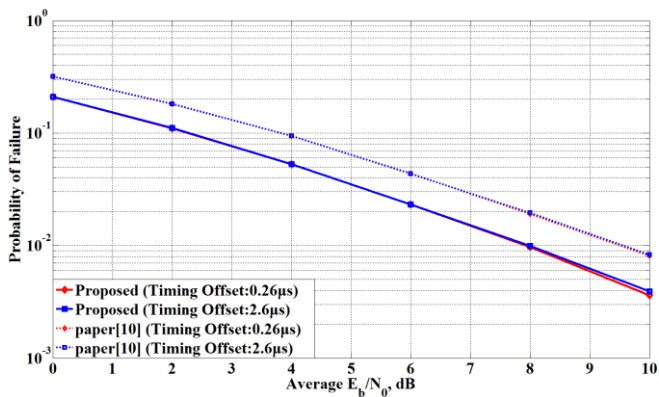
此外, 本文所採用的時散性通道, 在 Doppler rate 為零之下的通道響應可以表示如下(23):

$$h(t) = \sum_{p=0}^{P-1} \alpha_p \delta(t - \tau_p) \quad (23)$$

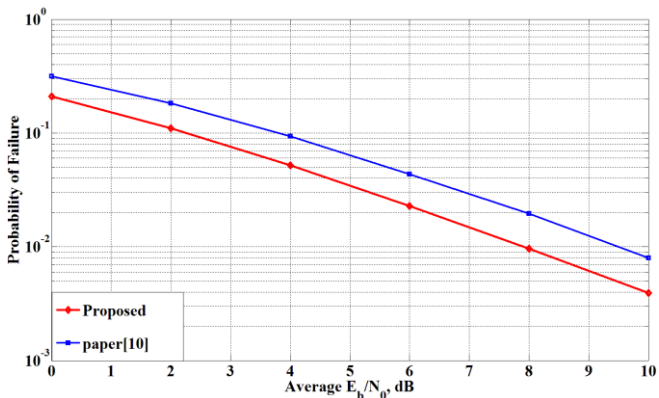
其中 P 為多路徑的數量, τ_p 為第 p 路徑的延遲時間, α_p 為在第 p 路徑的增益量。



圖二: Six-ray equal-gain channel 下 Cell ID group m_0 偵測率



圖三: Six-ray equal-gain channel 遭時間偏移時 $N_D^{(1)}$ 偵測率



圖四: six-ray equal-gain channel 下 $N_D^{(1)}$ 偵測率

由圖二所示，吾人利用主要同步訊號(PSS)來增加次要同步訊號(SSS)的可靠度，並同時補償因通道所造成的失真，藉此降低在進行 Cell ID group m_0 偵測的錯誤率。

由圖三所示，吾人提出的方法，對時間偏移(Timing Offset)影響是完全免疫的，因在受到因時間偏移經過 FFT 而造成的相位旋轉只會隨著 symbol 內的載波頻率增加而跟著增加，但不會隨著不同段 symbol 而改變，因此，可以藉由利用在主要同步通道(P-SCH)上的主要同步訊號(PSS)來消除對應在次要同步通道(S-SCH)上的次要同步訊號(SSS)，因時間偏移所受到的相位旋轉量。

由圖四所示，在文獻[8]中，作者利用偶數載波取相位差的方式已經可以大幅降低因通道所受到的干擾，但本文提出的增強式方法仍可藉由在不同的 S-SCH 上的偶數、奇數載波來增加 SSS 的資訊可靠度，最後再用 PSS 來降低通道造成的失真。

六、結論

在本論文，吾人提出在非時變通道上增強式頻域小區分群識別碼及訊框時序非同調聯合偵測法，此演算法主要是利用接收端在頻域上不同次訊框內收到的偶數及奇數 PSS 及 SSS，將其分別映射到兩段長度為 62 的空白序列中，再額外產生一組長度為 62 的初始 PN 序列執行運算，由於此方法不僅能增加 SSS 的資訊可靠度，還能利用 PSS 來將其所遭受的通道干擾降低，因此，能有效的消除因時間偏移而造成的相位旋轉，且在估測的同時還能同時偵測到訊框的位置，另外，還可藉由在表 II 整理出的 m_0 及 m_1 相對規律套入，來大幅降低對於 m_1 偵測的搜尋次數達 80% 以上。

致謝

本研究經費由中原大學電資學院所提供，計畫編號為 CYCU-EECS-10002，僅此獻上萬分敬意與感謝。

參考文獻

- [1] D. Toumpakaris, J. Lee, and H. Lou, "Estimation of integer carrier frequency offset in OFDM systems based on the maximum likelihood principle," *IEEE Trans. Broadcasting*, vol. 55, pp. 95–108, Mar. 2009.
- [2] M. Morelli, A. N. D'Andrea, and U. Mengali, "Frequency ambiguity resolution in OFDM systems," *IEEE Commun. Lett.*, vol. 4, pp. 134–136, Apr. 2000.
- [3] K. Manolakis, D. M. Gutierrez Estevez, V. Jungnickel, W. Xu and C. Drewes, "A closed concept for synchronization and cell search in 3GPP LTE systems," *IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC)*, Apr. 2009.
- [4] Lih-Chang Wung, Yung-Chuan Lin, Yun-Jhen Fan and Szu-Lin Su, "A robust scheme in downlink synchronization and initial cell search for 3GPP LTE system," *IEEE Wireless and Pervasive Computing (ISWPC)*, Feb. 2011.
- [5] Qi Wang, Mehlführer, C and Rupp, M, "Carrier frequency synchronization in the downlink of 3GPP LTE," *IEEE Personal Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC)*, Sept. 2010.
- [6] Pei-Yun Tsai and Hsiang-Wei Chang, "A New Cell Search Scheme in 3GPP Long Term Evolution Downlink OFDMA Systems," *IEEE WCSP*, 2009.
- [7] Ding-Bing Lin, Jung-Cheng Hsieh and Hsin-Piao Lin, "Improved joint correlated detection in cell search and synchronization procedure in 3GPP LTE downlink system," *IEEE Anti-Counterfeiting, Security and Identification (ASID)*, Aug. 2012.
- [8] Jung-In Kim, Jung-Su Han, Hee-Jin Roh and Hyung-Jin Choi, "SSS detection method for initial cell search in 3GPP LTE FDD/TDD dual mode receiver," *IEEE Communications and Information Technology*, Sept. 2009.
- [9] 3GPP TS 36.211 v10.3.0, "Physical channel and modulation," Sept. 2011.
- [10] J. J. van de Beek, M. Sandell, and P. O. Borjesson, "ML estimation of time and frequency offset in OFDM system," *IEEE Trans. Signal Processing*, vol. 45, pp. 1800–1805, Jul. 1997.