

高頻率誤差下之快速多階碼擷取系統效能分析

何建興

國立澎湖科技大學電信工程系
jsho@npu.edu.tw

沈文和

國立交通大學電信工程系
whsheen@cm.nctu.edu.tw

摘要

本文提出快速隨機取樣多階碼擷取 (RS-MSCA) 系統分析新方法。傳統分析方法的前提是假設取樣時間誤差(碼片波形中心與實際取樣點之差值)恆為零的情況。由於 RS-MSCA 的作法是在傳統多階碼擷取系統各階段起始點，以隨機取樣方式，重新選擇訊號取樣點，以平滑化頻率誤差所造成取樣時間誤差增加的影響，因此無法以傳統方法分析其效能。本分析方法與模擬結果表現一致。以 3GPP WCDMA 下鏈擬亂碼擷取為例，當頻率誤差為 30 KHz，且平均擬亂碼擷取時間為 200ms 情況下，RS-MSCA 較傳統多階碼擷取系統效能改善 4 dB。且 RS-MSCA 系統距最佳解(取樣時間誤差恆為零)僅 1 dB。最後，當訊雜比為 0 dB，使用 RS-MSCA 改善“曲線揚升效應”(高訊雜比及高頻率誤差下，擬亂碼擷取效能隨訊雜比增加而逆勢下降)至 40%。

關鍵詞：隨機取樣多階碼擷取、平均擷取時間、頻率誤差。

Abstract

In this paper, a new analysis is proposed for a rapid multi-stage code acquisition system, named *random-sample multi-stage code acquisition* (RS-MSCA) system, in the presence of large frequency offset. The basic idea of the RS-MSCA is to select the sample instant at random at the beginning of each MSCA stage to smooth over the effect of increasing sample time error (i.e., time difference between the center of chip waveform and the sample time instant) due to non-zero frequency offset. In the traditional analysis methods, sample time error is

always set to zero. In fact, the traditional analyses are far from accurate when large frequency offset is considered. In this paper, the example analysis results show that the RS-MSCA outperforms the traditional MSCA by 4 dB under frequency offset 30 KHz and mean acquisition time 200 ms. The difference of mean acquisition time between RS-MSCA and its optimum solution (i.e., sample time error is always set to zero.) is less than 1 dB. The accuracy of the analysis method is validated by the computer simulations. Finally, using the RS-MSCA the adverse “curve-rising effect” is improved by 40 % with signal-to noise ratio, SNR, 0dB.

Keywords: Random-Sample Multi-Stage Code Acquisition, Mean Acquisition Time, Frequency Offset.

1. 前言

擬亂碼同步是實現展頻通訊 (Spread Spectrum Communications) 的必要步驟。擬亂碼擷取的作法是調整本地端擬亂碼產生器，使擬亂碼相位與接收訊號中之擬亂碼相位小於一碼片。擬亂碼擷取的方法與效能分析已有許多文獻探討[1]-[3]。然而，傳統的分類方法多著重在擬亂碼相位以及頻率估計。然而現代展頻通訊系統，擬亂碼擷取除了擬亂碼相位與頻率之外，尚有其他參數必須估計，例如：擬亂碼群組編號、擬亂碼編號等。若依最大可能(ML)準則同時估計所有待測參數，則有複雜度過高的缺點。因此，本文將多待測參數之擬亂碼擷取系統分成數階段依序實現，又稱為多階碼擷取(Multiple-Stage Code Acquisition, MSCA)。多階碼擷取系統可涵蓋多數現有擬亂碼擷取系統，其中包括：多重停留碼擷取系統(Multiple-dwell Code Acquisition System)[1]，以及 3GPP WCDMA 之三階段細胞搜尋法(Three-Stage Cell Search)[6]。廣義來說，單一停留(Single-dwell)擬亂碼擷取系統亦可視為 MSCA 之一階特例。

傳統擬亂碼擷取系統的分析方法是將取樣時間誤差(實際取樣時間與碼片波形中心的差距)設為零,且將取樣時間誤差的影響併入高斯雜訊項計算,以簡化分析過程。若不考慮傳播延遲且在低頻率誤差條件下,傳統分析方法與模擬結果接近。然而,若考慮高頻率誤差以及考慮傳播延遲的影響,則傳統分析與模擬結果的差距則明顯提升。舉例而言,已知多階碼擷取系統中累積之取樣時間誤差為 $T_e(L) = L\tilde{T}_c\xi_D$, 其中 $L\tilde{T}_c$ 為完成一次多階碼擷取所需的運算時間, \tilde{T}_c 為接收端碼片週期, ξ_D 為歸一化頻率誤差, 其中 $\xi_D = f_D / f_c$, f_D 為頻率誤差, f_c 為載波中心頻率。若累積之取樣時間誤差超過最大可容忍值(即 $T_e(L) > 2\tilde{T}_c$), 則即使在無雜訊環境下, 仍無法完成多階碼擷取。因此, 傳統多階碼擷取系統之最大可容忍累積取樣時間誤差為 $T_e(L)|_{\max} = 2\tilde{T}_c$ 。然而, 以傳統分析所獲得的結論, 頻率誤差所造成擬亂碼擷取效能衰減, 可以藉由提升訊雜比的方式改善。新分析方法的準確性可以由模擬結果驗證。此外, 藉由新分析方法可以觀察傳統方法無法觀察到的“曲線揚升效應”(也就是, 高訊雜比及高頻率誤差下, 平均碼擷取時間(Mean Acquisition Time, MAT)隨訊雜比增加而逆勢上升的現象)[5]。曲線揚升效應對於靠近基地台且頻率準確度低之低階手機影響顯著。

為了改善大頻率誤差所造成的影響, 傳統方法先將頻率誤差的分布範圍預先劃分成 N 個區間, 並於各頻率區間同時進行擬亂碼擷取。由於接近訊號中心頻率的頻率子區間, 頻率誤差較小, 因此可獲得較佳擬亂碼擷取效能, 代價是複雜度增為 N 倍[3]。所幸, 由模擬結果發現, 使用 RS-MSCA 可在大幅改善傳統 MSCA 系統在大頻率誤差條件下之擬亂碼擷取效能[4]。RS-MSCA 的作法是在傳統 MSCA 各階段偵測器之前, 串接一亂數產生器, 以擾亂訊號取樣點位置。經過擾亂後, RS-MSCA 系統取樣時間誤差為 $T_{rand,e}(L) = L\tilde{T}_c\xi_D + N\delta_e$, 其中 δ_e 為平均分布之隨機變數, 其分佈範圍為 $\pm 0.5\tilde{T}_c$, N 為多階碼擷取系統之階段數目。於是最大可容忍之累積取樣時間誤差變為 $T_{rand,e}(L)|_{\max} = (2 + 0.5N)\tilde{T}_c$ 。RS-MSCA 系統在高頻率誤差下的優異表現, 已由模擬數據證實[4]。

本文以 3GPP WCDMA 系統之三階段細胞搜尋為例, 分析比較 RS-MSCA、傳統 MSCA

及理想取樣(假設取樣誤差恆為零)三種情況下擬亂碼擷取效能。分析數據顯示, 當平均碼擷取時間為 200ms 且 $\xi_D = 15 \text{ ppm}$ 時, 採用 RS-MSCA 較傳統 MSCA 改善 3dB。若訊雜比 $E_c / N_0 = 0 \text{ dB}$ 時, 使用 RS-MSCA 可改善曲線揚升效應至 40%。本分析方法的精確性可藉由與模擬結果比較後獲得確認。

本文第二章介紹 3GPP WCDMA 之三階段細胞搜尋法、同步通道架構、偵測器架構以及訊號模型; 第三章介紹本分析方法; 第四章探討分析數據; 第五章總結本文貢獻。

2. 系統模型

本章以 3GPP WCDMA 系統之下鏈擬亂碼擷取為例, 介紹三階段細胞搜尋法, RS-MSCA 的偵測器架構, 及訊號模型。

2.1 三階段細胞搜尋

3GPP WCDMA 採用非同步基地台 (Asynchronous Base-Station) 方式佈建。非同步基地台佈建的優點是基地台不需與外部參考時間同步, 因此基地台部署較具彈性。而缺點是沒有共同時間基準點, 因此無法共用擬亂碼, 以擬亂碼相位差異識別不同基地台。實際作法將不同基地台以不同擬亂碼標示。

基地台涵蓋的範圍稱為細胞(Cell), 因此做為基地台標示用的擬亂碼(或稱擾亂碼)又稱為細胞專屬擾亂碼(Cell Specific Scrambling Code)。3GPP WCDMA 系統共設計 512 個不同擾亂碼, 因此行動台必須在 512 可能的擾亂碼中, 正確估計擾亂碼相位。這將大幅增加碼擷取所需運算量。為了降低碼擷取所需運算量, 3GPP WCDMA 系統將 512 基地台分成 64 群, 每群包含 8 個基地台。每個基地台分別傳送三個同步通道: 首要同步通道(PSCH)、次要同步通道(SSCH)、以及共同領航通道(CPICH), 作為下鏈同步通道。圖一為 3GPP WCDMA 之下鏈同步通道架構。下鏈同步通道是以長度 10ms 的符元框為週期, 其中 CPICH 傳送長度為 38400 碼片之細胞專屬擾亂碼。首要同步通道與次要同步通道皆以 2560 碼片為週期, 在週期起始點傳送長度 256 碼片的訊號封包。其中, 首要同步通道傳送長度 256 碼片且獨一無二之首要同步碼(PSC)。次要同步通道則以符元框為週期, 結合 15 個連續封包, 將 16 個正交的次要同步碼(SSC)編碼為 64 個無逗號里德所羅門碼 (Comma-Free Reed-Solomon Code,

CFRS Code)，分別代表 64 個碼群[2]。由於 CFRS 碼具有解碼後可同時獲得符元框起始相位的良好特性，經過 CFRS 解碼後可同時獲得碼群以及符元框同步。最後，再由同碼群的八個可能細胞專屬擾亂碼中選擇正確的擾亂碼。

圖二介紹兩種三階段細胞搜尋法：依序搜尋法及導管式搜尋法。其中每階段耗費時間皆設為一符元框(10ms)。完成一次三階段細胞搜尋稱為一次嘗試(Trial)。為了減少單位時間運算量，可以採取依序搜尋法，但須付出搜尋時間延長的代價。若要加速搜尋，則可採用導管式搜尋法，三階段可以同時進行。兩種搜尋法到第 N 次嘗試所耗費的時間分別為 $30N$ 以及 $(N+2) \times 10$ 。本文採用導管式搜尋法以加速完成三階段細胞搜尋。值得注意的是，儘管導管式搜尋法採三階段同步執行。但複雜度仍遠低於採用最大可能準則(ML)。這是因為三階段細胞搜尋法每個階段均基於先前階段所估計的參數。例如：第二階段所需的頻率誤差及擬亂碼相位由第一階段提供，第三階段所需擬亂碼相位、頻率誤差、符元框相位、擬亂碼群組由第一及第二階段提供。

2.2 偵測器架構

圖三為第 N 階段 RS-MSCA 偵測器架構。RS-MSCA 偵測器架構與通用型 MSCA 架構相似(詳見[3]之圖一)，相異處為 RS-MSCA 偵測器在同調相關器前端增加一個取樣點擾亂器(Sample Time Instant Randomization)。取樣點擾亂器是將輸入訊號的取樣點依據亂數產生器，重新選擇訊號取樣點。本亂數產生器的亂數分佈為平均分布(Uniform Distribution)。

第一階段偵測器的相關值運算採被動相關器架構以加快運算速度，並依據最大可能準則(ML Criterion)估計首要同步碼(PSC)相位。第二階段偵測器採用一組平行的被動相關器，依據最大可能準則偵測次要同步碼(SSCs)。連續蒐集 15 個次要同步碼之後，計算與 64 個 CFRS 碼之間的相關性，依據最大可能準則判斷 CFRS 碼歸屬，藉以決定接收訊號所屬碼群與對應符元框起點。第三階段偵測器為八個平行的主動相關器及票數累加器構成。每個主動相關器均針對所屬細胞專屬擾亂碼作相關性運算，每 256 碼片計算一組相關值，以最大者計算一票。經過一個符元框計算之後，共累積 150 票，以票數最多的擾亂碼再和一預設的門檻值比較，以降低誤判風險。門檻值依據常數誤判率(Constant False Alarm Rate, CFAR)準則設

計。通過門檻值之後，則開始接收系統廣播通道訊號。若發生誤判，則重新開始三階段細胞搜尋流程。

2.3 訊號模型

接收等效基頻帶訊號模型為

$$r(t) = \sqrt{P} \sum_{X=1}^3 \sum_{m=-\infty}^{\infty} c_m^X h(t - mT_c + \tau_0 T_c) \times e^{-j2\pi f_D t + \phi_0} + n(t) \quad (1)$$

其中 P 為擬亂碼單一碼片之平均功率， $h(t)$ 為碼片之波形函數，本文採用均方根升餘弦函數(Square-Root Raised Cosine Function)， $\beta = 0.5$ ， T_c 為碼片週期， $-0.5 \leq \tau_0 < 0.5$ 為起始取樣誤差， f_D 為頻率誤差(包含都普勒效應)， ϕ_0 為起始相位誤差， $n(t)$ 為白色高斯隨機過程，以模擬外來的雜訊與干擾源，其雙邊功率頻譜密度為 $N_0 / 2$ (Watts / Hz)。 c_m^1, c_m^2, c_m^3 分別代表首要同步碼(PSC)、次要同步碼(SSC)以及細胞專屬擾亂碼(Cell Specific Scrambling Code)。為簡化符號，16 個彼此正交的次要同步碼未標示。為簡化分析，假設 c_m^1, c_m^2, c_m^3 之互相關(Cross-correlation)及自相關(Auto-correlation)函數皆正交(Orthogonal)。取樣後的訊號模型為 $r[i] = r(i\tilde{T}_c)$ ， \tilde{T}_c 為接收端之擬亂碼週期。

3. 分析方法

圖四為 RS-MSCA 單次嘗試流程圖。圖四中，以狀態 S 為起點流入狀態 VN_{1D} ，狀態 VN_{1D} 代表第一階段取樣點擾亂器操作。狀態 VN_{1D} 訊號依據亂數產生器之機率分佈流入狀態 $S1_n$ ，其中 $n=1,2,3,\dots,N_{os}$ ， N_{os} 為單一碼片之過取樣點個數。狀態 $S1_n$ 代表第一階段偵測器中，採用第 n 個過取樣點。假設同階段內取樣時間誤差的變化量可忽略不計，則狀態 $S1_n$ 至狀態 VN_{2D} 及狀態 VN_{2FD} 的轉換機率(Transition Probability)可視為常數。流入狀態 VN_{2D} 及 VN_{2FD} 分別代表第一階段獲得正確與錯誤首要同步碼相位。狀態 VN_{2D} 及 VN_{2FD} 代表第二階段取樣點擾亂器操作。當訊號流入狀態 VN_{2D} ，則依據亂數分佈流入第二階段狀態 $S2_n$ ，其中 $n=1,2,3,\dots,N_{os}$ 。若訊號流入狀態 VN_{2FD} ，則代表首要同步碼擷取錯誤，因此造成隨後各階段偵測失效，故訊號流入狀態 $S2b$ 。狀態 $S2_n$ 進

行第二階段偵測，訊號依據偵測結果正確與否分別流入狀態 VN_{3D} 及 VN_{3FD} 。同理，假設第二階段偵測錯誤則該嘗試不可能成功，因此狀態 VN_{3FD} 訊號流入狀態 $S3b$ 。狀態 VN_{3D} 內訊號依據亂數取樣點分佈函數流入狀態 $S3_n$ ，其中 $n=1,2,3,\dots,N_{os}$ 。因為第三階段偵測器包含門檻值判斷，因此可能發生正確偵測 (Detection)、誤判 (False Alarm)、及誤失 (Miss Detection) 三種結果。上述三種可能結果發生時，則訊號分別流入狀態 VN_D 、 VN_{FA} 、及 VN_M 。其中，若狀態 VN_D 發生，則訊號流進狀態 D ，並完成三階段搜尋。若狀態 VN_{FA} 發生，則訊號流回起始狀態 S ，重新進行各階段偵測。值得注意的是，狀態 VN_{FA} 的發生是經過接收系統廣播通道訊號後才決定，因此將使碼擷取時間大幅增加。最後，若狀態 VN_M 發生，則即刻進行下一次嘗試。

由圖四可知，各嘗試之間的轉換機率為取樣時間誤差的函數，而取樣時間誤差為時間的函數。在此條件下，平均擬亂碼擷取時間可採用修正後流程圖，以計算 RS-MSCA 之平均碼擷取時間[3]。由於 RS-MSCA 之各階段偵測器前訊號取樣點為隨機選取，故 RS-MSCA 各嘗試的統計特性需重新計算。本分析是基於白色高斯雜訊通道下之點對點傳輸。

若將起始取樣誤差劃分成 M 等分，則以第 m 起始取樣點開始之後的第 n 次嘗試所獲得偵測機率、誤失機率、及誤判機率分別為：

$$P_{D,n}^m = \prod_{i=1}^3 \psi_{VN_{iD}}^{VN_{(i+1)D}} \psi_{VN_{3D}}^{VN_D} \quad (2)$$

$$P_{Miss,n}^m = \psi_{VN_{1D}}^{VN_{2FA}} \psi_{VN_{3b}}^{VN_{3M}} + \psi_{VN_{1D}}^{VN_{2D}} \psi_{VN_{2D}}^{VN_{3D}} \psi_{VN_{3b}}^{VN_M} + \psi_{VN_{1D}}^{VN_{2D}} \psi_{VN_{2D}}^{VN_{3D}} \psi_{VN_{3D}}^{VN_M} \quad (3)$$

$$P_{FA,n}^m = 1 - P_{D,n}^m - P_{Miss,n}^m \quad (4)$$

其中，

$$\psi_{VN_{iD}}^{VN_{(i+1)X}} = \sum_{j=1}^{N_{os}} \psi_{VN_{iD}}^{S_{i_j}} \psi_{S_{i_j}}^{VN_{(i+1)X}}, \quad (5)$$

$$X \in \{D, FD\}; i=1,2.$$

$$\psi_{VN_{3D}}^{VN_X} = \sum_{j=1}^{N_{os}} \psi_{VN_{3D}}^{S_{3_j}} \psi_{S_{3_j}}^{VN_X}, \quad X \in \{D, FA, M\}. \quad (6)$$

ψ_i^j 為狀態 i 到狀態 j 之轉換機率。若 RS-MSCA 之隨機取樣分佈為平均分布 (Uniform Distribution)，則

$$\psi_{VN_{iD}}^{S_{i_j}} = \frac{1}{N_{os}}, \quad i=1,2,3; j=1,2,3,\dots,N_{os} \quad (7)$$

且，

$$\psi_{S_{i_j}}^{VN_{(i+1)D}} = \int_0^\infty \int_0^{z_1} [f_{Z|H_0}(z|H_0)]^{N_u^i-1} \cdot f_{Z_1|H_1}(z_1|H_1) dz dz_1, \quad i=1,2. \quad (8)$$

$$\psi_{S_{i_j}}^{VN_{(i+1)FD}} = 1 - \psi_{S_{i_j}}^{VN_{(i+1)D}}, \quad i=1,2. \quad (9)$$

$$\psi_{S_{3_j}}^{VN_D} = \int_0^\infty \int_0^{z_1} [f_{Z|H_0}(z|H_0)]^{N_u^3-1} \cdot f_{Z_1|H_1}(z_1|H_1) dz dz_1, \quad i=1,2. \quad (10)$$

$$\psi_{S_{3_j}}^{VN_M} = 1 - \psi_{S_{3_j}}^{VN_D} - \psi_{S_{3_j}}^{VN_{FA}}. \quad (11)$$

其中， N_u^i 為第 i 階段，所有擬亂碼可能相位， $i=1,2,3$ ， $f_{Z|H_0}(z|H_0)$ 與 $f_{Z|H_1}(z|H_1)$ 分別為中央與非中央卡方分佈[1]， $\psi_{S_{3_j}}^{VN_{FA}}$ 及 $\psi_{S_{3b}}^{VN_{FA}}$ 的大小依據常數誤判率而定。最後，將(2)-(4)代入[3]之(14)-(19)即可計算 RS-MSCA 之平均碼擷取時間。

4. 分析數據

本分析比較三種偵測模式：理想、傳統 MSCA、及 RS-MSCA 模式。其中，理想模式下之取樣時間誤差恆為零，傳統 MSCA 模式則考慮取樣時間誤差造成的影響。此外，所有偵測器之同調累加長度皆為 64 碼片，第三階段偵測器之門檻值為 15 票。

圖五觀察在不同頻率誤差下，RS-MSCA 之平均碼時間差異。由圖五數據顯示，當訊雜比 $E_c/N_0 \leq -16$ dB，且平均碼擷取時間為 200 ms 的情況下，RS-MSCA 之可容許頻率誤差為 30 kHz。當 $f_D \geq 35$ kHz 以後，平均碼擷取時間則快速增加。另外，當 $f_D \leq 35$ kHz，曲線揚升效應並不明顯(曲線揚升小於 50 ms)。

圖六為 RS-MSCA、傳統 MSCA 與理想取樣下之比較。由於 RS-MSCA 可容許之最大頻率誤差為 $f_D \leq 35$ kHz，因此圖六比較 $f_D = 20$ kHz 及 30 kHz 兩種例子。在頻率偏移為 20 kHz 與 30 kHz 且平均碼擷取時間為 200 ms 的情況下，始用 RS-MSCA 可分別改善約 1dB 及 4dB。可見 RS-MSCA 模式在高頻率誤差下可明顯改善擬亂碼擷取效能。此外，當 $E_c/N_0 = 0$ dB，使用 RS-MSCA 系統可改善曲線揚升效應約 40%。最後，新分析方法的精確性可由模擬結果確認。

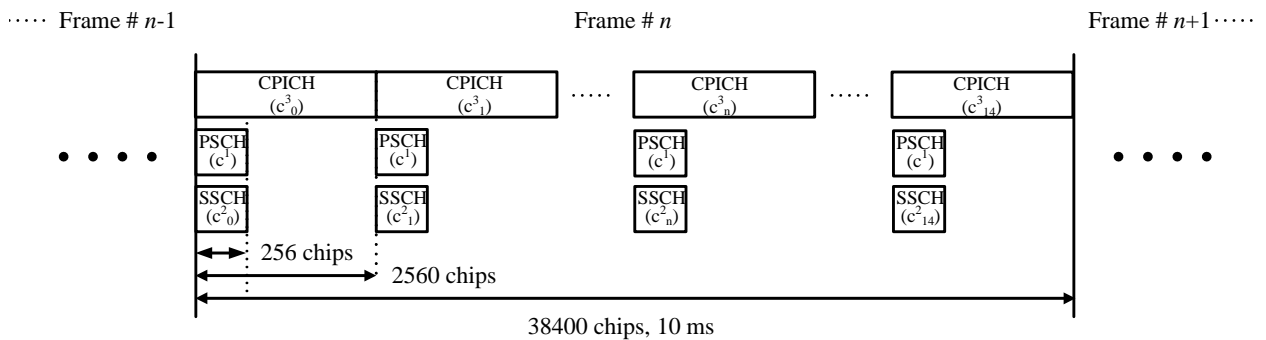
5. 結論

本文分析 RS-MSCA、傳統 MSCA 以及最佳解之間平均碼擷取時間的差異。分析結果顯示，在大頻率誤差下 RS-MSCA 遠優於傳統 MSCA 系統效能，且在 $f_D < 35\text{kHz}$ 情況下，RS-MSCA 與最佳解差距小於 1dB。由於 RS-MSCA 與傳統 MSCA 複雜度近似。因此，在高頻率誤差下，採用 RS-MSCA 架構是最好的選擇。最後，由模擬結果驗證分析數據的正確性。

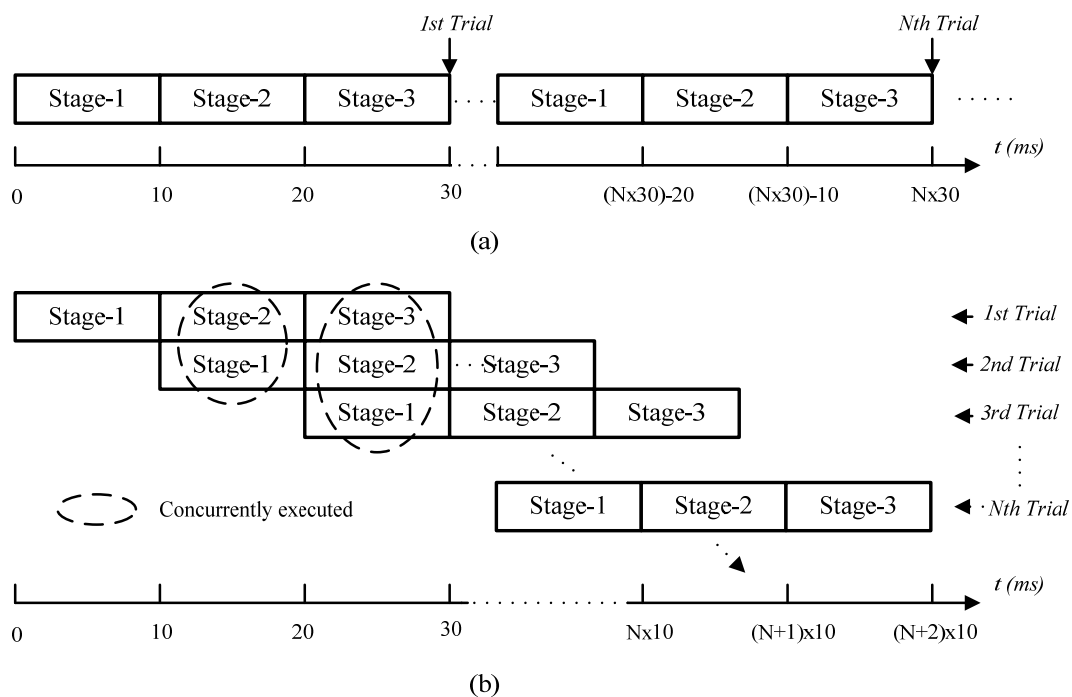
參考文獻

[1] Viterbi, A. J., CDMA: Principles of Spread Spectrum Communication, New York: Addison-Wesley, 1995.
 [2] Holmes, J. K., and Chen, C. C., "Acquisition Time Performance of PN Spread Spectrum

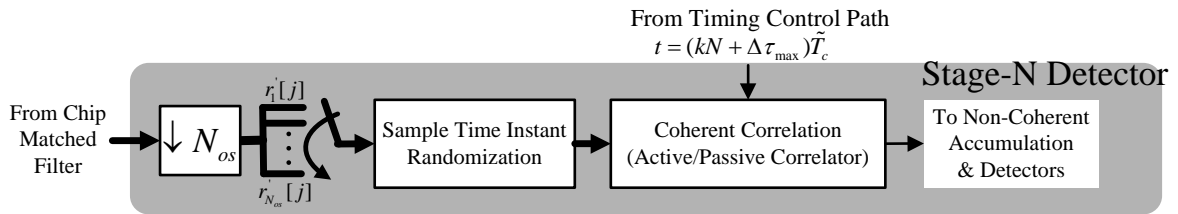
Systems," *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-25, pp. 778-783, Aug. 1977.
 [3] Glisic, S. G., Poutanen, T. J., Wu, W. W., Petrovic, G. V., and Stefanovic, Z., "New PN Code Acquisition Scheme for CDMA Networks with Low Signal-to-Noise Ratios," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 47, no. 2, pp. 300-310, Feb. 1999.
 [4] Sheen, W. H., and Ho, J. S., "Cell Search for 3GPP W-CDMA/FDD with Chip Clock Shift and Non-Ideal Sampling," in *IEEE VTC-Fall'01*, Atlantic City, New Jersey, Oct. 2001, pp. 2369-2373.
 [5] 何建興、沈文和，"分碼多重接取網路之下鏈多階碼擷取"，2009 資訊科技國際研討會，2009。
 [6] "Spreading and Modulation," *3GPP TSG RAN*, 3GPP TS 25.213, V6.0.0, Dec. 2003.



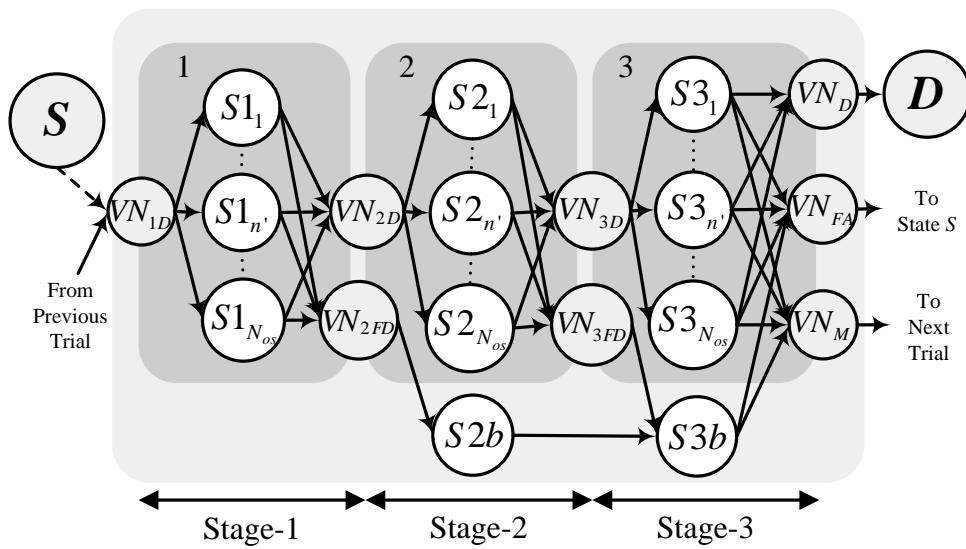
圖一 3GPP WCDMA 之下鏈同步通道



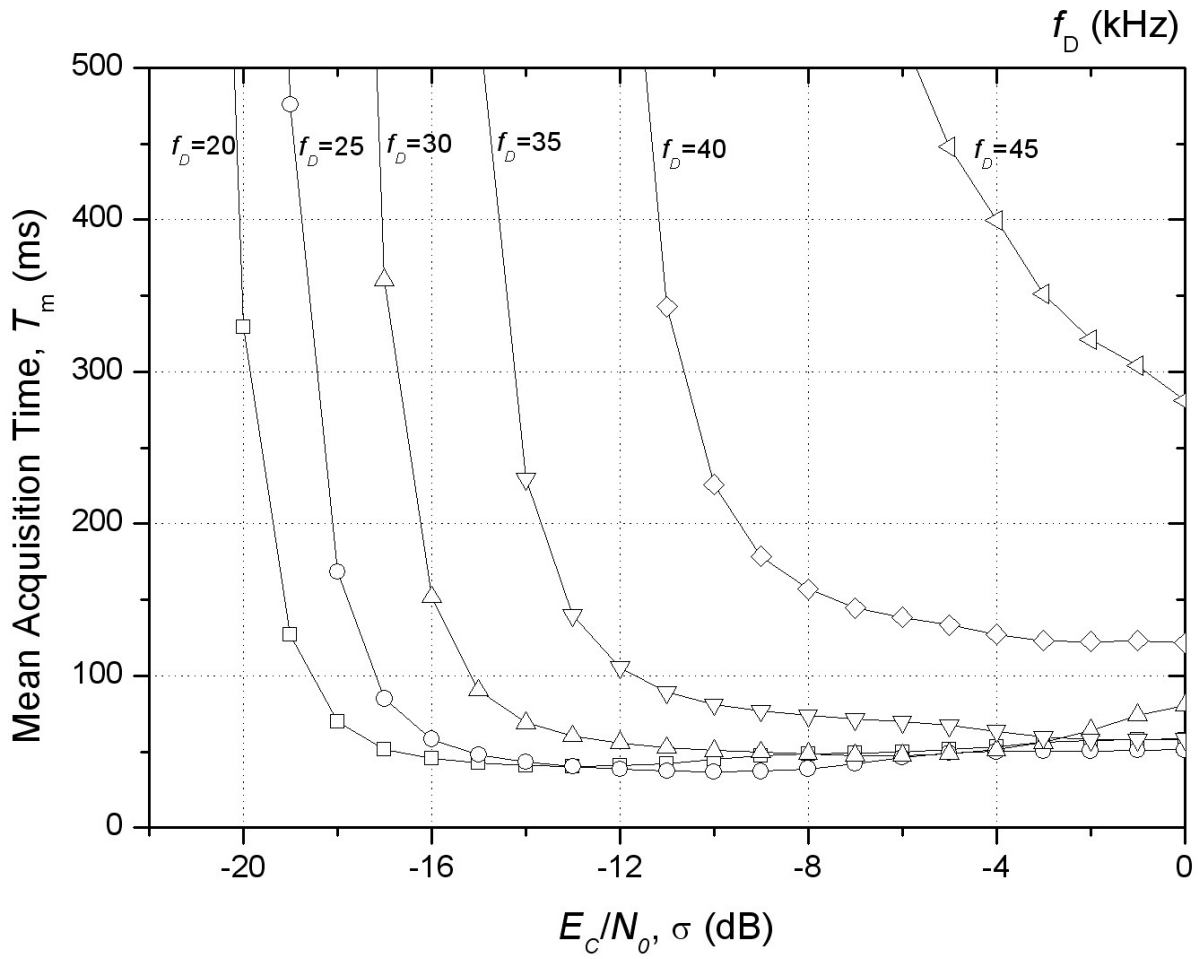
圖二 三階段細胞搜尋法：(a) 依序式搜尋(Serial Search); (b) 導管式搜尋 (Pipeline Search)



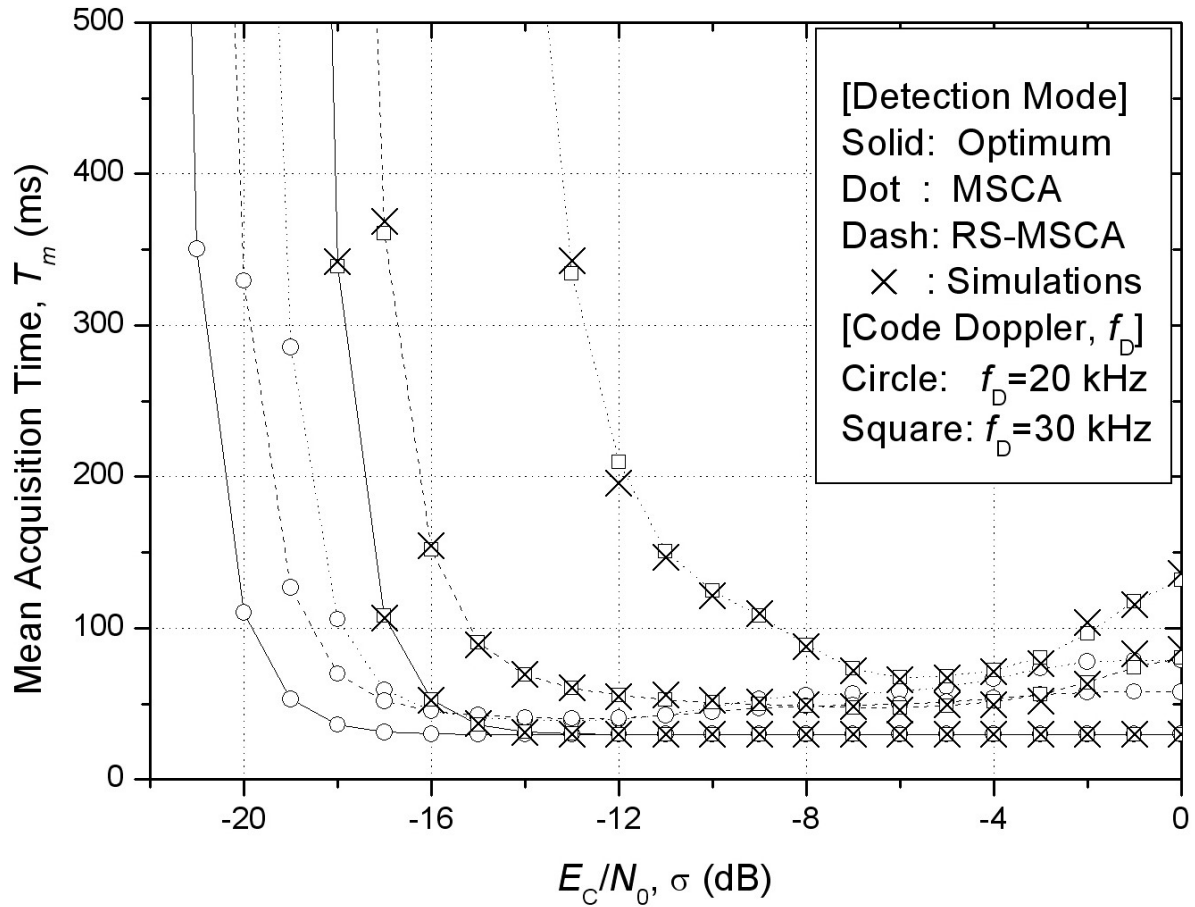
圖三 第 N 階段 RS-MSCA 偵測器架構



圖四 RS-MSCA 單次嘗試流程圖



圖五 RS-MSCA 之平均碼時間比較



圖六 RS-MSCA、傳統 MSCA 與最佳解(假設取樣時間誤差恆為零)之平均碼擷取時間