

電信科技合作案期末報告

發展軟體無線電技術 (I) — 前瞻性無線電 空-時通道模型之研究與建構 (子計畫一)

計劃編號：91-2219-E-009-018

委託機構：國科會／中華電信研究所

受委託機關：國立交通大學

計畫主持人：唐震寰

中華民國九十二年七月

目 錄

| | |
|--------------------------------------|----|
| 第一章 緒論..... | 1 |
| 第二章 都會區及郊區無線電空-時通道特徵參數量測..... | 2 |
| 2.1 量測系統說明..... | 2 |
| 2.2 量測方法與步驟說明..... | 6 |
| 2.3 量測路徑規劃..... | 11 |
| 第三章空-時無線電通道特徵分析..... | 16 |
| 3.1 行進量測結果分析..... | 16 |
| 3.1.1 台北市大安區..... | 16 |
| 3.1.2 中壢市區..... | 18 |
| 3.1.3 中壢郊區..... | 18 |
| 3.2 TOA 與 AOA 分析..... | 33 |
| 3.2.1 台北市東區 TOA 分析..... | 33 |
| 3.2.2 中壢市區 TOA 分析..... | 34 |
| 3.2.3 中壢郊區 TOA 分析..... | 35 |
| 3.2.4 都會市區與郊區之 TOA 比較..... | 35 |
| 3.2.5 市區與郊區 AOA 比較..... | 36 |
| 3.2.6 市區與郊區之聯合 TOA/AOA 機率密度分佈比較..... | 36 |
| 3.2.7 都會區與郊區 TOA 及 AOA 之 CDF 比較..... | 36 |
| 3.3 DS 與 AS 分析..... | 51 |
| 3.3.1 台北市東區..... | 51 |
| 3.3.2 中壢市區..... | 52 |
| 3.3.3 中壢郊區..... | 53 |
| 3.3.4 市區與郊區 DS 與 AS 之 CDF 比較..... | 53 |
| 第四章 建構及驗證空-時通道實體模型..... | 61 |
| 4.1 實體傳播模型..... | 61 |
| 4.2 二維射線傳輸矩陣之化簡..... | 68 |
| 4.3 三維射線追跡..... | 72 |
| 4.3.1 搜尋反射點及繞射點方法..... | 72 |
| 4.3.2 射線固定座標系統..... | 73 |
| 4.3.3 反射係數..... | 76 |

| | |
|----------------------------|-----|
| 4.3.4 雙射線模型..... | 76 |
| 4.4 繞射損失之計算..... | 78 |
| 4.4.1 邊緣固定座標系統..... | 78 |
| 4.4.2 三維均勻繞射公式..... | 80 |
| 4.4.3 二維均勻繞射公式..... | 82 |
| 4.5 連續楔形體繞射之計算..... | 83 |
| 4.6 空-時通道實體模型之驗證..... | 86 |
| 4.6.1 Site 1 | 87 |
| 4.6.2 Site 2 | 94 |
| 第五章 建構與驗證空-時通道實體-統計模型..... | 105 |
| 5.1 實體-統計模型之概念..... | 105 |
| 5.2 實體-統計模型之理論..... | 107 |
| 5.2.1 實體模型..... | 108 |
| 5.2.2 統計模型..... | 108 |
| 5.2.3 散射群集效應與有效散射區..... | 109 |
| 5.2.4 有效散射體密度..... | 110 |
| 5.3 實體-統計模型之驗證..... | 114 |
| 第六章 結論..... | 118 |
| 參考文獻..... | 120 |

第一章 緒論

本子計畫將以三年時間發展巨細胞行動通訊系統的空-時通道模型，根據整體計畫需求，分別發展實體 (Physical) 模型、實體-統計 (Physical-Statistical) 模型以及統計模型。另外，亦將探討及分析空-時通道時變特性，並建構多重路徑接收-消失 (Multipath Birth-Death) 模型。以上各項模型，均會利用前瞻性寬頻向量通道響應測量系統在都會區以及郊區環境實測資訊驗證。

本報告將介紹第一年之工作項目與成果，其結構如下所述：第二章為寬頻向量無線電通道特性量測，吾人將使用先進的 RUSK Vector Channel Sounder 量測系統，於台北市大安區、新竹市市區及郊區、中壢市都會區及郊區等地進行空-時通道特性量測，操作頻率定於 1.95/2.44GHz。第三章將根據量測結果分析都會區與郊區環境之空-時通道特徵，例如 Power Delay Spectrum (PDS)、Power Azimuth Spectrum (PAS)、TOA (Time-of-Arrival)、AOA (Angle-of-Arrival)、r.m.s. Delay Spread (DS)、r.m.s. Angle Spread (AS) 等等。

第四章吾人將建構及驗證空-時通道實體模型，即適應環境性傳播模型 SSPM (Site-Specific Propagation Model)，此模型業經改良，能夠有效地預估巨細胞環境下之空-時通道特徵。第五章吾人將建構一個新的空-時通道實體-統計模型，該模型結合實體模型以及幾何分佈式統計模型。實體模型能夠預估無線電波在巨細胞環境中的主要傳播機制，幾何分佈式統計模型能夠有效地模擬巨細胞環境下的散射群集效應。最後在第六章總結。

第二章 都會區及郊區無線電空-時通道特徵參數量測

本章吾人將利用先進的向量通道響應量測系統 (RUSK Vector Channel Sounder) 量測不同傳播環境的時變向量通道特徵，量測地點選定為台北市大安區、中壢市區、中壢郊區、新竹市區以及新竹市郊區 (國立交通大學)，這些量測地點分別代表大型都會區、中小型都會區以及郊區三種傳播環境。本章依序介紹量測設備、量測步驟與量測路徑規劃。下一章將統計分析量測數據，並且作進一步的通道特徵探討。

2.1 量測系統說明

圖 2-1 為向量通道響應量測之系統 (RUSK Vector Channel Sounder) 方塊圖，圖 2-2、圖 2-3 分別為該系統的發射端與接收端實體圖。發射端主要設備為 PTS，接收端主要設備則是 RFT 與 DRU。其中發射天線為全向性天線，發射頻率為 1.95GHz，訊號最大頻寬為 120MHz，發射功率最低 30dBm，最高可達 40dBm。接收天線為一 8 個單元 (element) 的均勻線性陣列天線，天線單元間隔為半波長 ($\lambda/2$)，有效接收角度範圍為 $120^\circ (\pm 60^\circ)$ ，接收天線外部有雷達天線罩。發射與接收天線皆為鉛直極化，接收信號擷取至 DRU 後經由同軸網路線將量測資料傳送至個人電腦上 (PC) 做離線分析。在量測進行時，量測數據的取樣方式有三種模式可供選擇：時間取樣模式 (Time grid mode)、距離取樣模式 (Distance grid mode)、快速都卜勒模式 (Fast Doppler mode)，將於後說明。量測系統的相關規格彙整於表 2-1 至表 2-6。

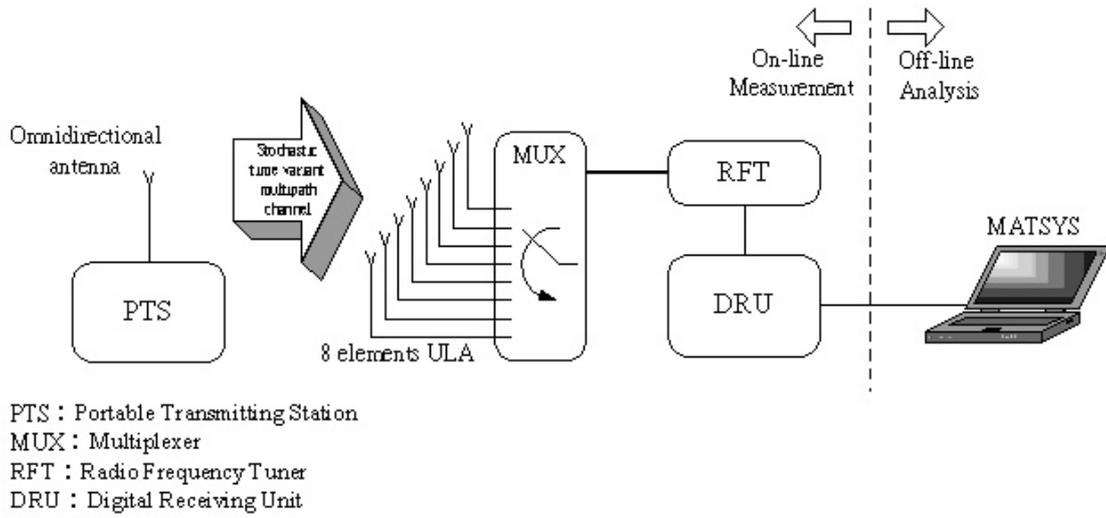


圖 2-1 RUSK Vector Channel Sounder 系統量測方塊圖

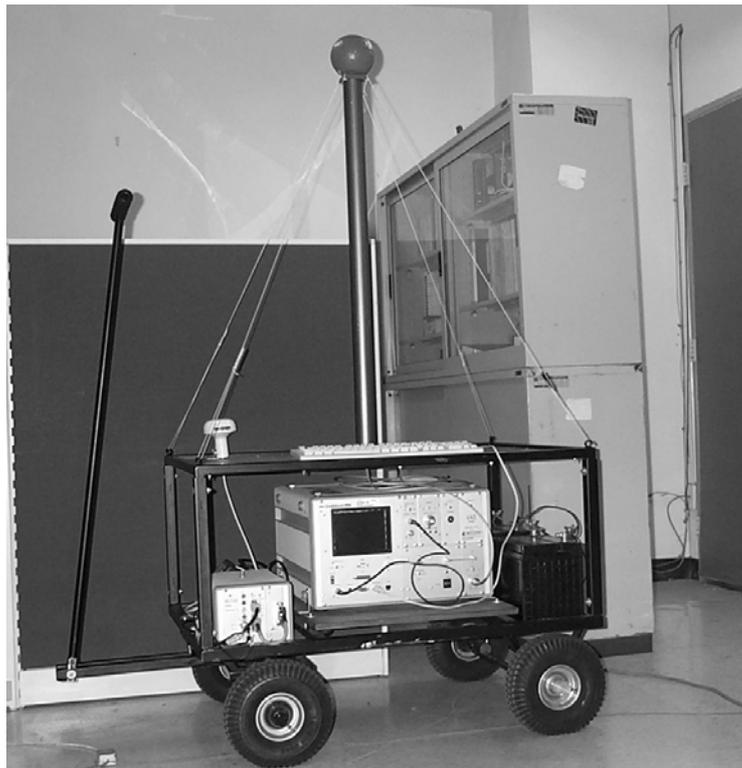


圖 2-2 向量通道響應量測系統之發射端設備實體圖



圖 2-3 向量通道響應量測系統之接收端設備實體圖

表 2-1 向量通道響應量測系統之規格

| | |
|----------|-----------------------|
| 發射訊號中心頻率 | 1.95/2.44 GHz |
| 最大訊號頻寬 | 120 MHz |
| 發射功率 | 30~40 dBm |
| 最大延遲時間 | 25.6 μ s |
| 接收訊號取樣頻率 | 320 MHz |
| 發射天線 | 全向性天線 |
| 接收天線 | 8 單元雙偶極陣列天線 |
| 量測模式 | 時間取樣模式、距離取樣模式、快速都卜勒模式 |

表 2-2 Portable Transmitting Station (PTS)

| Portable Transmitting Station (PTS) | |
|---|---------------------|
| RF center frequencies | 1.95/2.44 GHz |
| Measurement Bandwidth | 最大 120 MHz |
| Modulation | AM Double Size Band |
| Tx Power | 1 Watt \pm 0.5 dB |
| <ul style="list-style-type: none"> • Baseband Signal Generator • Frequency Synthesizer • Rubidium Reference • Power Amplifier | |

表 2-3 Radio Frequency Tuner (RFT)

| Radio Frequency Tuner (RFT) | |
|---|---------------|
| RF center frequencies | 1.95/2.44 GHz |
| Measurement Bandwidth | 最大 120 MHz |
| <ul style="list-style-type: none"> • RF Conversion • Automatic Gain Control • Rubidium Reference | |

表 2-4 Digital Receiving Unit (DRU)

| Digital Receiving Unit (DRU) | |
|--|--|
| • AD Conversion | |
| • Digital Signal Processing | |
| • Measurement Control | |
| • Acquisition, Visualisation and Archiving of CIRs | |

表 2-5 TX Antenna, Omni-directional sleeve

| TX Antenna, Omni-directional sleeve | |
|--|------------------|
| Diagram | Omni-directional |
| RF frequency | 1.95/2.44 GHz |
| Bandwidth | 最大 120 MHz |
| Polarisation | Vertical linear |
| Gain | < 3 dBi |

表 2-6 RX array, uniform linear

| RX array, uniform linear | |
|--------------------------|---------------------|
| RF frequency | 1.95/2.44 GHz |
| Bandwidth | 最大 120 MHz |
| No of elements | 8 active, 6 passive |
| Element spacing | 0.4 λ |
| Aperture | 120 ⁰ |
| Polarisation | vertical linear |
| Water protection | Radome |
| Antenna MUX Unit | |
| Number of paths | 8 |
| Switching time | < 1 μ s |
| Preamplifier | < 6 dB |
| Power Supply | 24 V |

2.2 量測方法與步驟說明

本節介紹向量通道量測系統的各项參數設定以及操作該系統的量測步驟，分別敘述如下：

(1) PTS 發射訊號設定

設定 DAC 取樣頻率=320 MHz、延遲時間=6.4 μ s、訊號頻寬=120 MHz。更新發射訊號後其時域訊號如圖 2-4 所示，頻域訊號則如圖 2-5 所示。

(2) 系統校正與同步

圖 2-6 為系統校正方塊圖。設定發射功率與衰減大小後確認 AGC 值約在 60~80 dB 之間，即完成系統校正。調整 RFT 上的鉤鐘相位微調旋扭，直至 phase channel 停止飄移，至此完成鉤鐘同步。

(3) 量測設定

設定 DRU 訊號參數，包括訊號頻寬 = 120 MHz、中心頻率 = 1.95/2.44 GHz、延遲時間 = 6.4 μ s、取樣頻率 = 320 MHz。選擇發射與接收天線的中心頻率及其單元個數。並產生 antenna multiplexer 場型表。

系統提供三種量測模式，分別是時間取樣模式 (Time grid mode)、距離取樣模式 (Distance grid mode)、快速都卜勒模式 (Fast Doppler mode)。時間取樣模式乃是單位時間內的取樣數 (snapshots) 為一定值，而距離取樣模式則是單位距離的取樣數為一定值。快速都卜勒模式的通道脈衝響應並非於線上 (online) 計算，而是將取樣的時間訊號以高速率的方式儲存於暫存緩衝區。圖 2-7 為此向量通道取樣示意圖。本研究在 LOS 的環境下，採用 Distance grid 量測模式，即使用 telemetry 記錄發射端移動的距離，但若在 NLOS 的環境下，則採用 Time grid 模式。

(4) 量測與儲存

量測進行中，可在量測對話視窗上看到即時的 GPS 資訊、取樣總數、量測總時間、AGC 值及檔案的大小，並可以撰寫該量測檔案的 Protocol，以便後續資料彙整與分析。另可使用 Viewer 觀看即時接收訊號之脈衝響應與相位。

(5) 離線分析

使用 RUSK MATSYS Ver. 2.02 分析量測數據，MATSYS 乃是一套量測資料分析軟體，該套軟體建構在 Matlab 平台上，數據分析功能包括時間、頻率、相位上的通道脈衝響應之線性與對數曲線圖，可以繪出 3-D Time delay spectrum，並採用 Unitary 1-D ESPRIT 的角度估算之演算法計算 AOA，進而繪出 3-D Delay-Azimuth Spectrum (DAS)，並可計算 r.m.s. Delay Spread (DS, σ_D) 與 r.m.s. Angle Spread (AS, σ_A) 值，一些量測分析結果如圖 2-8、圖 2-9 及圖 2-10 所示。

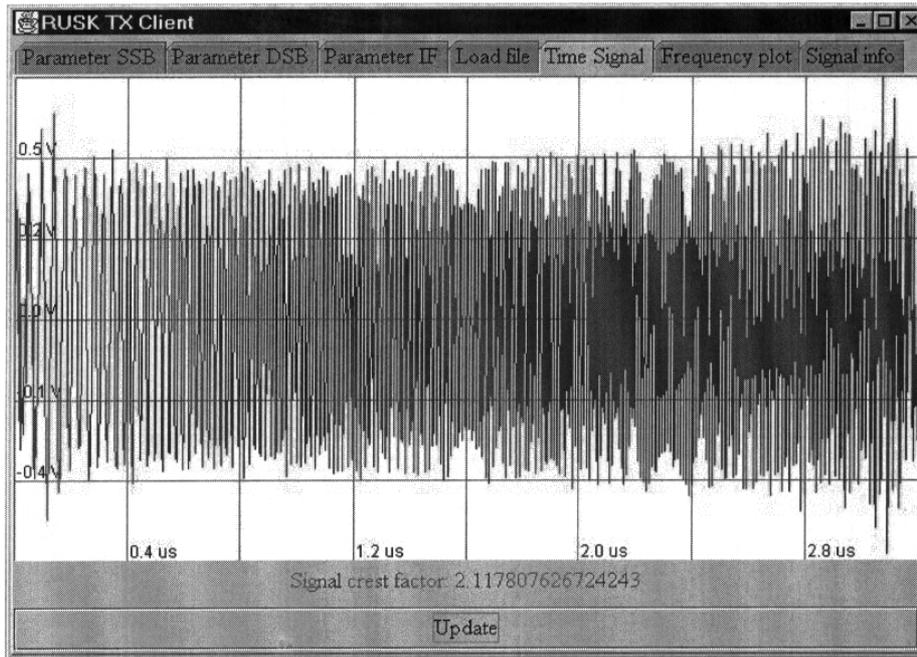


圖 2-4 Display dialogue Time Signal



圖 2-5 Display dialogue Frequency Signal

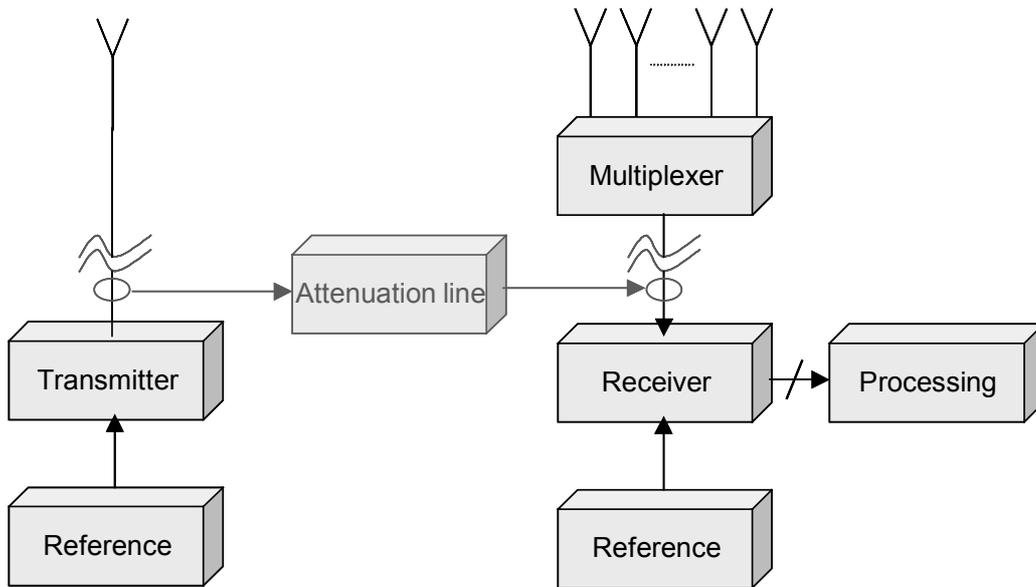


圖 2-6 向量通道量測系統校正方塊圖

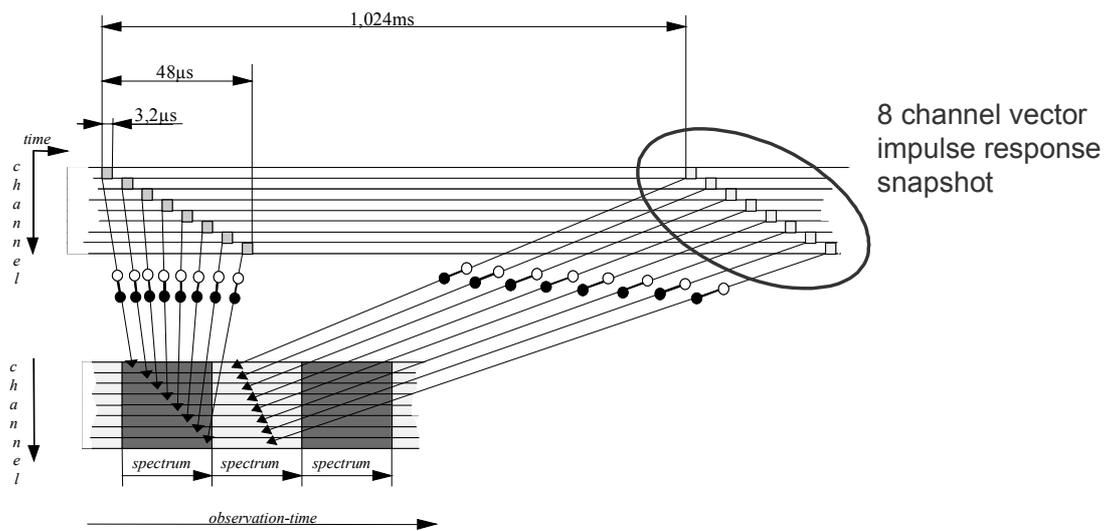


圖 2-7 向量脈衝取樣示意圖

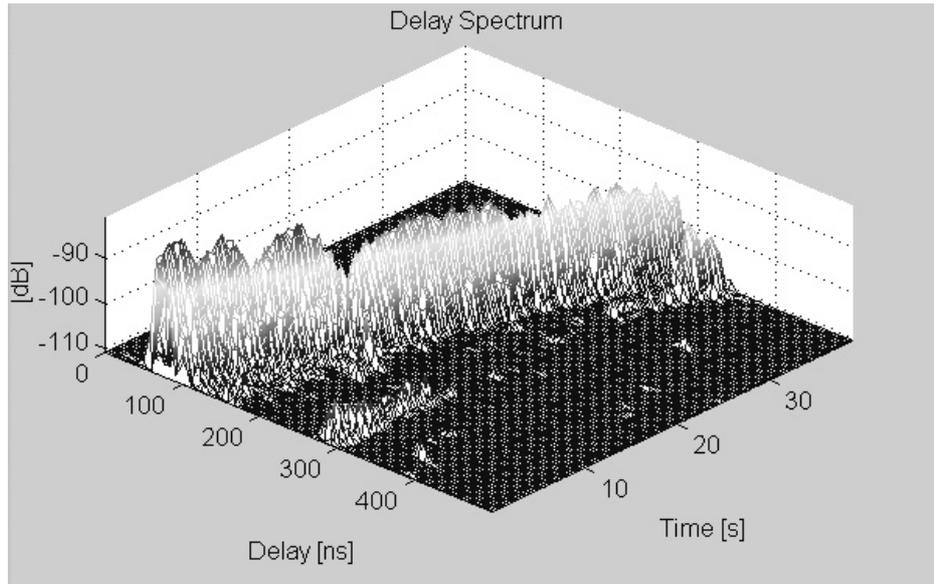


圖 2-8 Delay Spectrum

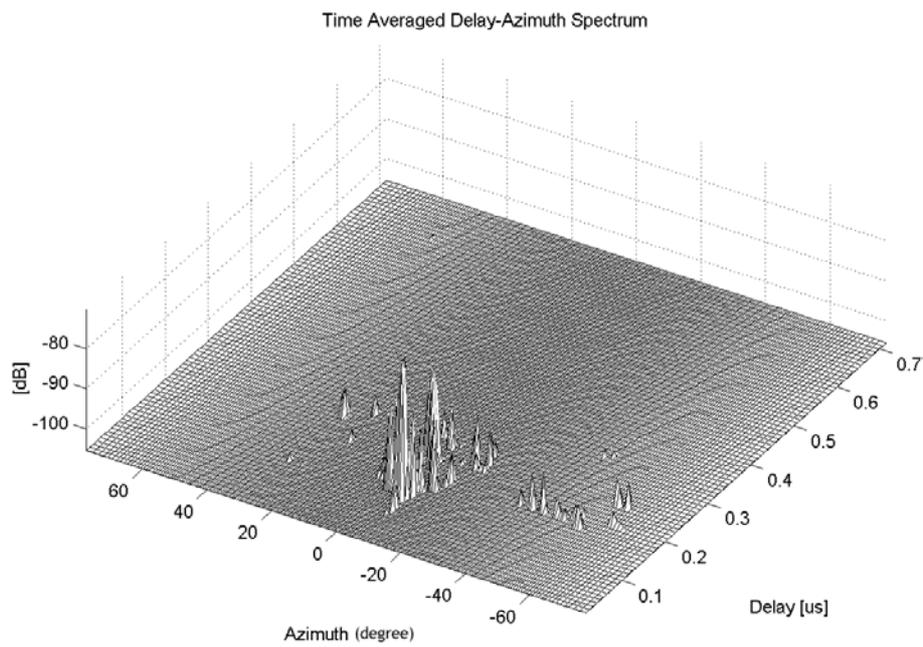


圖 2-9 Time Averaged Delay-Azimuth Spectrum

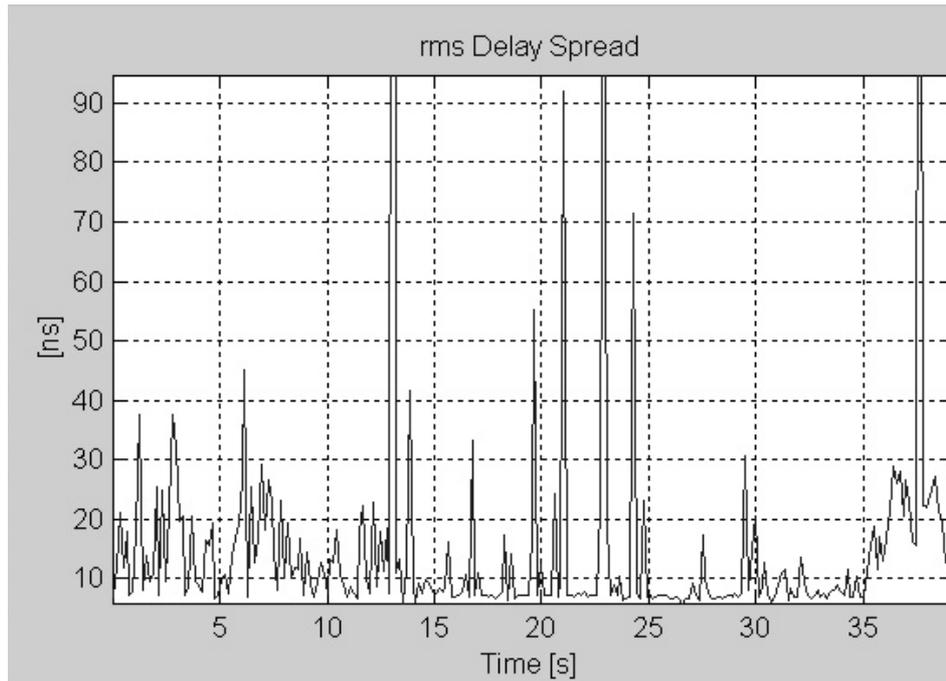


圖 2-10 r.m.s. Delay Spread

2.3 量測路徑規劃

我們將利用向量通道響應量測系統在台北市大安區與中正區（大都會區）、中壢市市區（中小型都會區）、中壢市與新竹市郊區等環境進行空-時通道多重路徑傳播特徵之量測，該通道特徵包含 TOA、AOA、DS 與 AS 等等。圖 2-11 至圖 2-15 分別為台北市區、中壢市區與中壢郊區、新竹郊區（國立交通大學）之量測路徑規劃圖。

台北市東區選擇大安區信義路附近，接收陣列天線擺置於十三層樓高的中華電信軟體研究大樓屋頂，傳輸訊號中心頻率為 1.95 GHz，訊號頻寬為 50 MHz，發射功率為 30dBm，利用車輛沿著街道進行行進量測，計有四段路徑，分別是信義路-復興南路口至信義路 74 巷口（約 270m）、信義路 74 巷口至信義路-安和路口（約 240m）、敦化南路-信義路口至敦化南路 98 巷口（約 500m）、大安路-信義路口沿大安路南行約 500 公尺，如圖 2-11 所示。

在中壢市區的量測地點位於中壢火車站附近，該地點屬於中壢市市中心，

接收陣列天線擺置於十層樓高的中華電信中壢營運處屋頂。中壢市市區以不同陣列方向對同一條路徑進行量測，起自中正路與建國路交叉口，西行至延平路口後北行至延平路與中山路交叉口。值得注意的是該區域為中壢市鬧區，建物高度較高，因此除了非視線傳播環境(NLOS)之外，周遭許多移動物體之散射效應亦可能較為強烈，其量測路徑如圖 2-12 所示。

中壢市郊區則在位於郊區的中華電信研究所內進行量測，路徑規劃如圖 2-13 所示，對同一路徑我們亦變動了接收天線陣列方向進行量測，研究所內之行進路徑除了有 NLOS 情形外，亦有被茂密的樹叢阻擋的情形出現。

圖 2-14 為新竹市郊區之交通大學光復校區量測路徑分佈圖，接收陣列天線 (Rx#1) 架設在綜合一館二樓花園平台外圍，其有效天線高度為 10.1 公尺。接收陣列天線與工程五館之間為空曠之草皮，路徑 1 與 2 屬於此 site#1 環境量測之範圍，路徑 1 為 LOS 之環境且皆在接收陣列天線之有效範圍內 ($\pm 60^\circ$)，路徑總長為 120 公尺。路徑 2 後段皆為 NLOS 的環境，路徑總長度為 90 公尺。圖 2-15 中接收陣列天線 (Rx#2) 架設在工五館頂樓，其有效天線高度為 34.2 公尺。路徑 3 為 LOS 環境，路徑總長為 40 公尺。路徑 4 為 NLOS 的環境，路徑總長度為 50 公尺。路徑 5 則包含 LOS 與 NLOS 的情形，路徑總長為 60 公尺。

台北市區第二個量測地點位於中正區徐州路附近，接收陣列天線擺置於十一層樓高的台大男二舍屋頂，傳輸訊號中心頻率為 2.44 GHz，訊號頻寬為 120 MHz，發射功率為 30 dBm，利用步行沿著街道每 5 公尺取樣一次，共完成六條街道的量測。如圖 2-15 所示。路徑 1 至 3 長約 250 公尺，路徑 4 到 6 長約 500 公尺，圖中建物旁數字表示其高度 (公尺)。

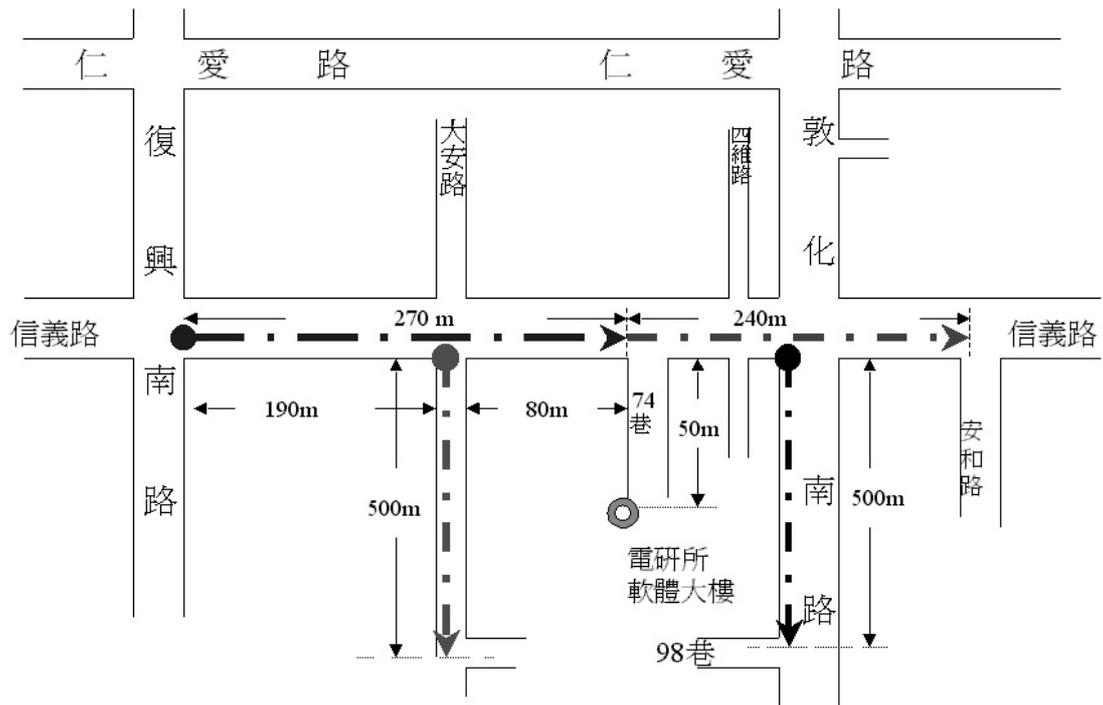


圖 2-11 台北市東區量測路徑規劃圖

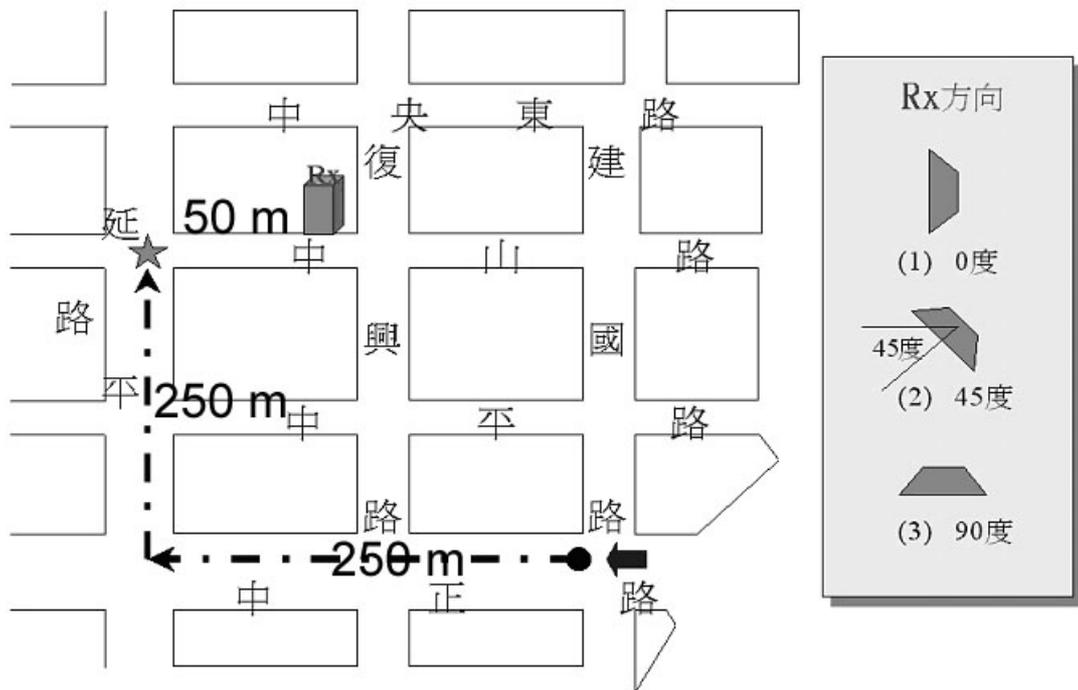


圖 2-12 中壢市市區量測路徑規劃圖

交通部電信研究所配置圖

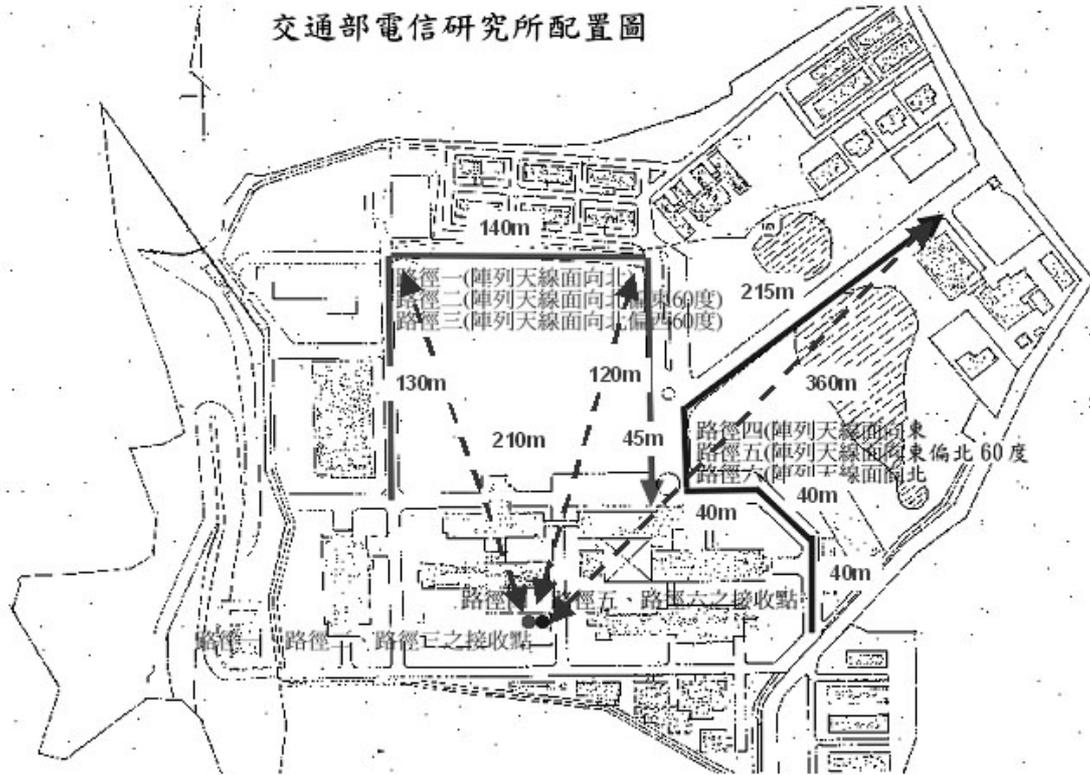


圖 2-13 中壢郊區量測路徑規劃圖

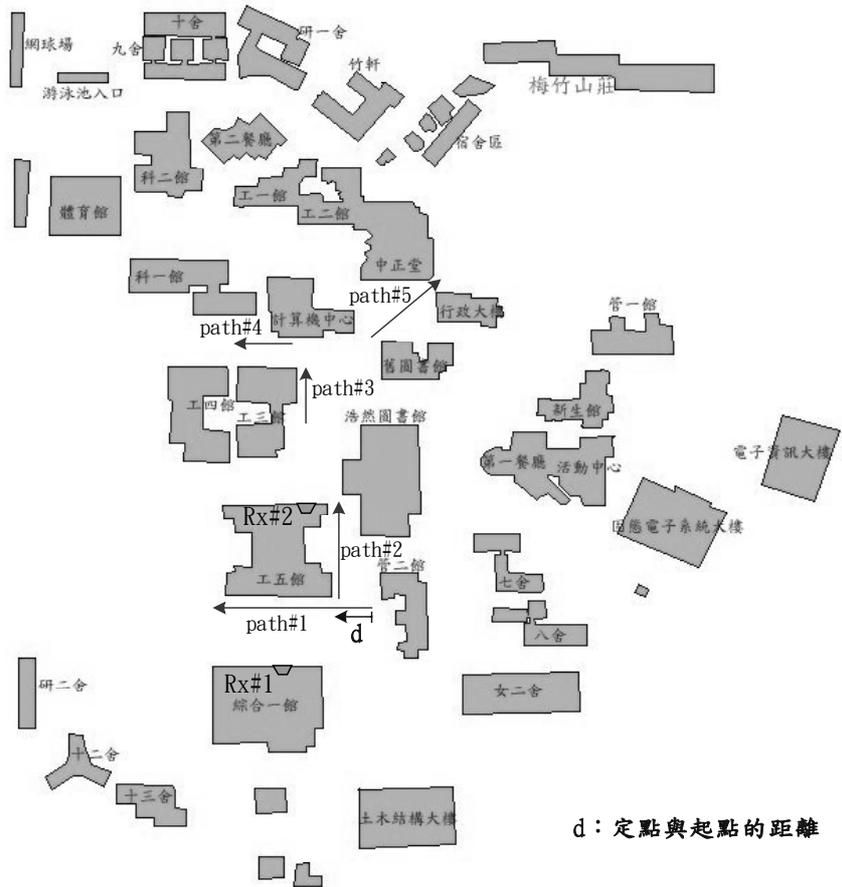


圖 2-14 國立交通大學光復校區之量測路徑圖

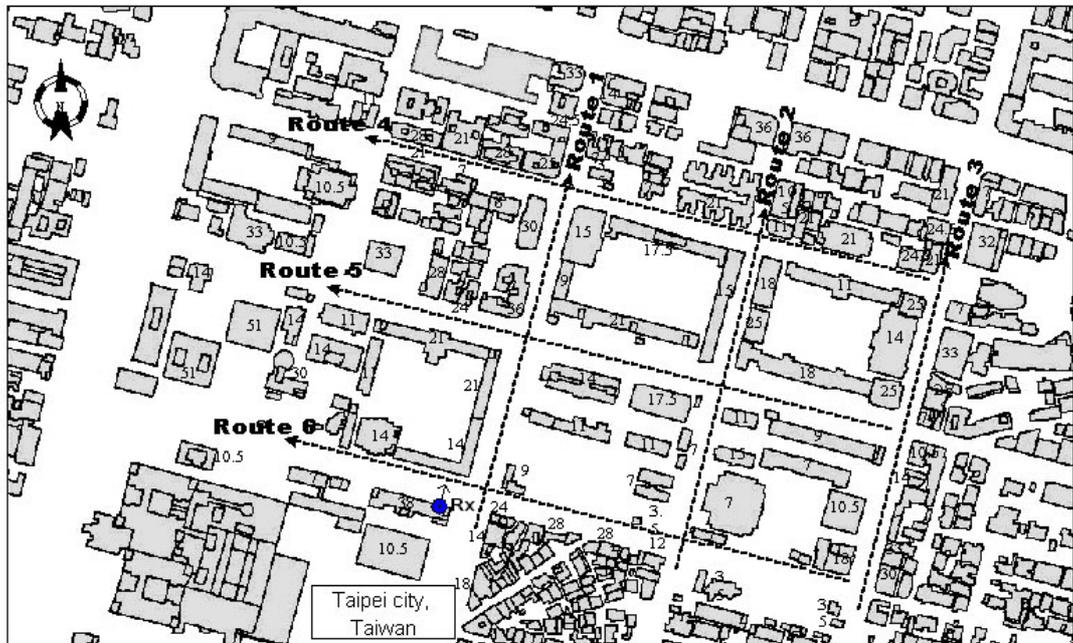


圖 2-15 台北市中正區之量測路徑圖

第三章空-時無線電通道特徵分析

本章吾人將以在台北市大安區（大都會區）、中壢市區（中小型都會區）以及中壢郊區（郊區）所進行的實地量測結果進行空-時通道特性分析，包含 Power Delay Spectrum (PDS)、Power Azimuth Spectrum (PAS)、TOA、AOA、DS 與 AS 等通道特徵參數。吾人將分析在不同傳播環境下空-時通道特徵的變化情形。

3.1 行進量測結果分析

3.1.1 台北市大安區

首先我們觀察信義路前段的行進量測結果，信義路段的接收天線陣列方向與信義路平行，行動台（發射端）與基地台（接收端）直線距離約從 350 公尺（復興南路口）到 150 公尺（74 巷口）。圖 3-1 與 3-2 分別為信義路前段（信義路-復興南路口至信義路 74 巷口）量測所得之 Aperture averaged delay spectrum (AADS) 以及 Delay averaged azimuth spectrum (DAAS)。從圖 3-1 中我們可以觀察到隨著量測時間增加，主要脈衝到達時間逐漸變小，可是其延遲時間卻拉長，這是因為當行動台在距離基地台較遠時，雖然無線電波從向四面八方過來，可是除了行動台方向外，其他方向由於多重路徑造成的衰減嚴重，因此僅有行動台方向的信號較強能被收到，當行動台越來越接近基地台時，脈衝的 TOA 變短，但經過多重路徑造成的功率衰減並沒有那麼嚴重，因此雖然接收功率逐漸增強，但延遲亦漸長。此外，在信義路與其 74 巷口處無線電波除了經由屋頂繞射之外，還可以透過有如峽谷般的街道先向遠處傳播後才傳回基地台，因此接受脈衝的延遲時間增長。由圖 3-2，我們可以觀察到行動台與基地台間的接受訊號 AOA 變化，隨量測時間增加，角度漸向 0 度移動，且接收功率亦逐漸增強。

圖 3-3 與 3-4 分別為信義路後段（信義路 74 巷口至信義路-安和路口）的

AADS 以及 DAAS。圖 3-3 有與圖 3-1 有近似相反的趨勢，這是因為行動台逐漸遠離基地台所造成。注意在行進時間約 20 到 50 秒時，接收脈衝功率相當大且其 TOA 與 AOA 皆分佈較大，這是由於行動台在寬約 70 公尺的信義路與敦化南路口時的“十字路口效應”所造成的，即當行動台在十字路口或道路交叉口時，無線電波得以向四處傳播而較少阻擋，因此使得 TOA 與 AOA 皆上升。在行進時間超過 70 秒後，行動台進入一街道峽谷中，發射信號被道路兩旁的較高建築物（高約 40 公尺）嚴重阻擋，因此接收脈衝功率下降，且都集中在行動台方向。

圖 3-5 與圖 3-6 為敦化南路前半段之 AADS 與 DAAS，此時天線陣列方向朝向敦化南路，行動台與基地台距離從 240 到 215 公尺。該量測路徑為一寬約 70 公尺且道路兩旁為平均高度約 70 公尺的高樓大廈，因此從圖 3-5 中我們可以觀察到兩組的接收脈衝，其中延遲時間較短者（A 群）是大多是由靠近基地台（敦化南路西側）高樓所造成的繞射波，而延遲時間較長者（B 群）則是無線電波先經由敦化南路東側建築物反射後才經西側建物繞射所收到之訊號。這個現象強調了高度高於區域平均高度的建築物會成為重要的反射體或繞射體，這樣的建築物往往會成為一個假信號源（pseudo signal source），使無線電波在經過較長的延遲後才被接收端接收，但經過這個過程的信號通常強度也會有較大衰減，如圖 3-5 所示。從圖 3-6 中可以觀察到 AOA 變化情形，隨行進時間增加，角度從負到正且功率逐漸增加。

圖 3-7 與圖 3-8 為敦化南路後半段之 AADS 與 DAAS，此時行動台與基地台距離約從 215 到 380 公尺。敦化南後段之 AADS 趨勢與前段相近（圖 3-5），皆有兩群功率較強的接收脈衝，不過 TOA 較大者的功率較低，這是因為發射端離接收端已經相當遙遠，且訊號又被道路兩旁的高聳建築物所阻擋，因此接收脈衝相當微弱。從 DAAS 中亦可以觀察出 AOA 的變化情形，隨行進時間增加，角度亦逐漸偏向 90 度，如圖 3-8 所示。

圖 3-9 為大安路之量測 AADS，該路段的發射端與接收端距離從 105 公尺

到 360 公尺。從圖 3-9 中可以觀察到延遲時間逐漸變短後 (Group A) 又逐漸變長 (Group B)，這是由於大安路前段有 LOS (Line-of-Sight) 情形，因此 A 群的功率較大，到中段時發射與接收端被較高的建築物阻擋而有 NLOS (Non Line-of-Sight) 情形，因此接收脈衝強度變弱，當進入後半段後，建築物高度較低，阻擋較不嚴重，因此又有較強的脈衝被接收 (B 群)，但仍比 A 群要弱。對應 AADS 的 AOA 結果，包括對應的 A 與 B 群脈衝，顯示在圖 3-10 中。

3.1.2 中壢市區

圖 3-11 與圖 3-12 為中壢市區路徑 1(天線陣列指向 0 度)量測所得之 AADS 與 DAAS。行動台在中壢市區的量測路徑從 NLOS 情形開始，在通過延平路與中平路的十字路口後開始有 LOS 情形，終點則在延平路與中山路交叉口。途中可以明顯觀察到在終點時的接收脈衝最強，可是也有較長的延遲時間，較長的延遲時間是由於十字路口效應所造成。注意在圖 3-12 中，較高的建築物成為主要的反射體或散射體，造成 B 群的形成，類似的情形在台北市敦化南路亦被觀察到 (圖 3-5 與圖 3-7)。當 LOS 情形時，這樣的狀況會特別明顯。

圖 3-13 與 3-14 為路徑 2(天線陣列指向 45 度)量測所得之 AADS 與 DAAS，接收脈衝的趨勢與路徑 1 相似。類似的趨勢也同樣反映在路徑 3 的量測結果上 (圖 3-15、3-16)。從路徑 1 到路徑 3 的量測結果我們可以發現當天線陣列轉動時，如果行動台在天線陣列的有效接收範圍之內，即使在 NLOS 情形下，接收脈衝也會有較強的接收功率。從圖 3-11、3-13 與 3-15 中，可以觀察到量測路徑的前半段接收功率從微弱到漸增的情形，表示天線陣列波束方向與行動台位置有相當明顯的相關性。從圖 3-12、3-14 與 3-16 中，我們也可以觀察到主要接收脈衝 AOA 變化情形。

3.1.3 中壢郊區

在郊區環境吾人把接收天線架設在 25 公尺高的屋頂上，圖 3-17 與 3-18 為

路徑 1 (天線陣列指向北方) 的 AADS 與 DAAS。隨著行進時間的增加，接收功率逐漸減少，這是因為行動台從 LOS 情形進入 NLOS 情形，當 NLOS 情形傳播路徑被茂密的樹叢所遮蔽，因此，傳播功率衰減較為嚴重。對路徑 2 (北向 60 度) 與路徑 3 (北向-60 度) 我們可以觀察到與路徑 1 相似的量測 AADS 與 DAAS(圖 3-19 至 3-22)。對於不同的天線陣列方向，我們可以明顯觀察出 DAAS 變化情形，當天線陣列指向 0 度時，行動台幾乎都在有效接收範圍內，因此接收功率較強，而接收脈衝之 AOA 亦會隨著天線陣列指向方向作水平角度上之平移(圖 3-12，圖 3-14，圖 3-16)。

圖 3-23 至圖 3-28 分別為路徑 4 至路徑 6 量測之 AADS 與 DAAS，可以觀察到與路徑 1 到路徑 3 量測之 AADS 與 DAAS 有相似的趨勢，接收脈衝的方向會隨著天線陣列指向方向改變而有 AOA 增加或減少之平移情形，因為距離較近，所以延遲時間差異不大。

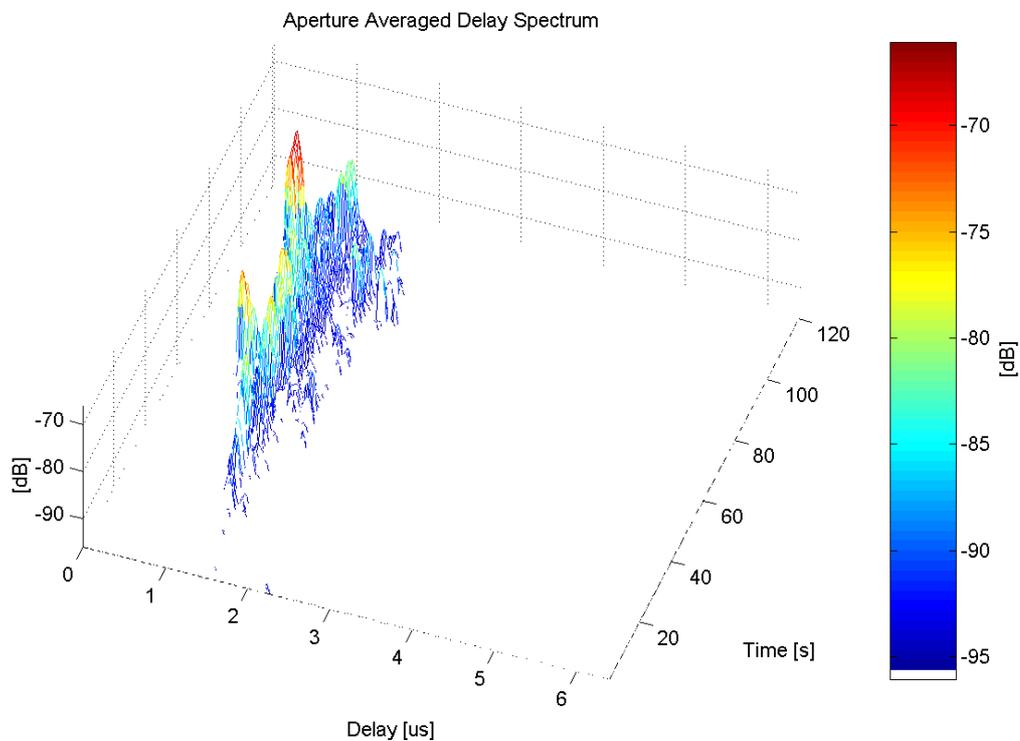


圖 3-1 信義路前段量測 AADS

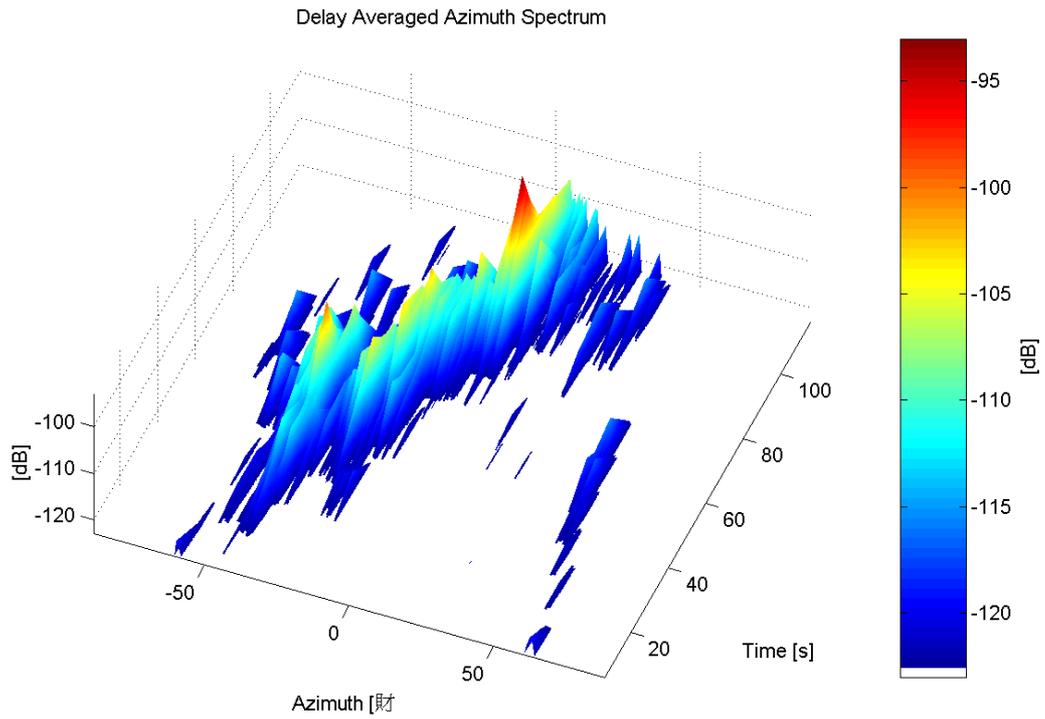


圖 3-2 信義路前段量測 DAAS

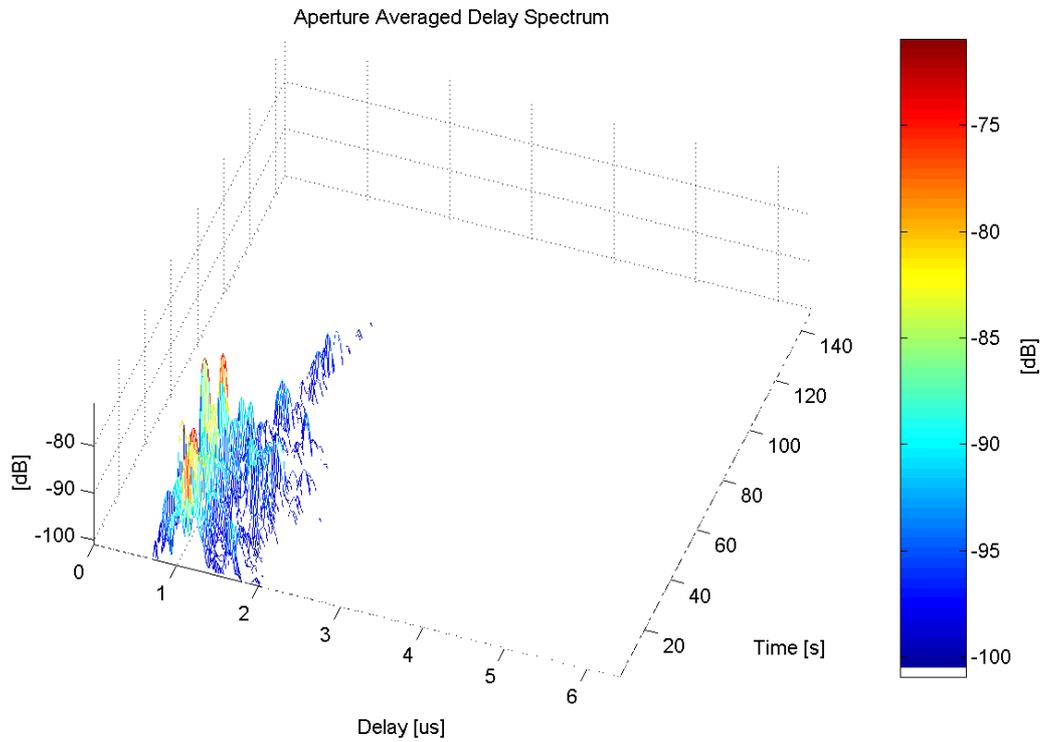


圖 3-3 信義路後段量測 AADS

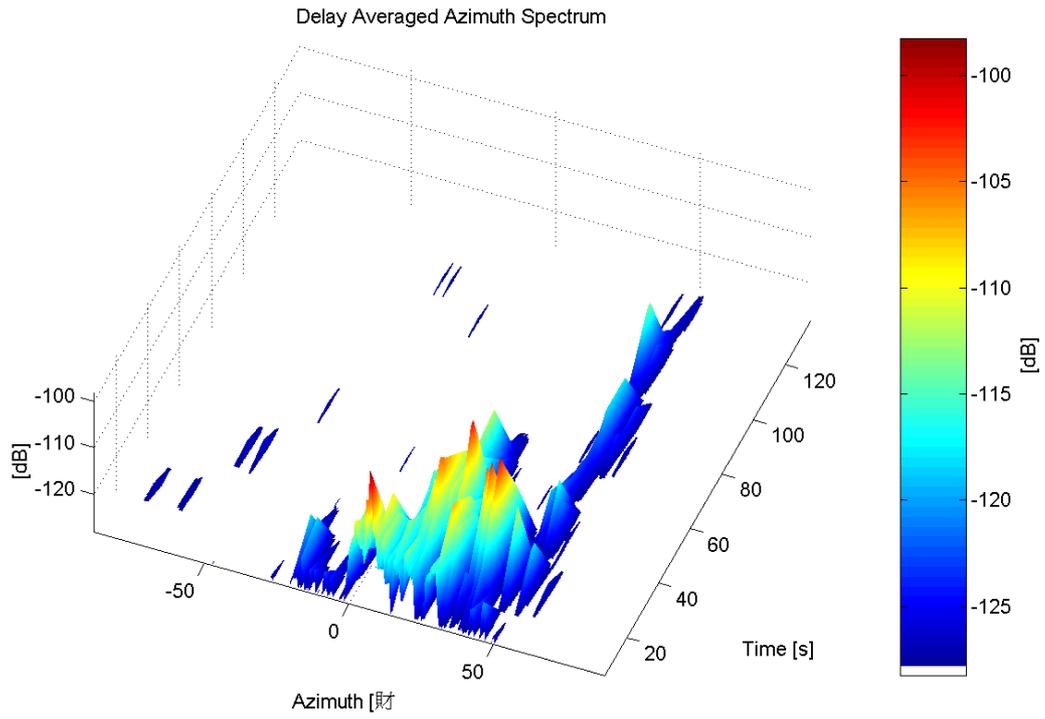


圖 3-4 信義路後段量測 DAAS

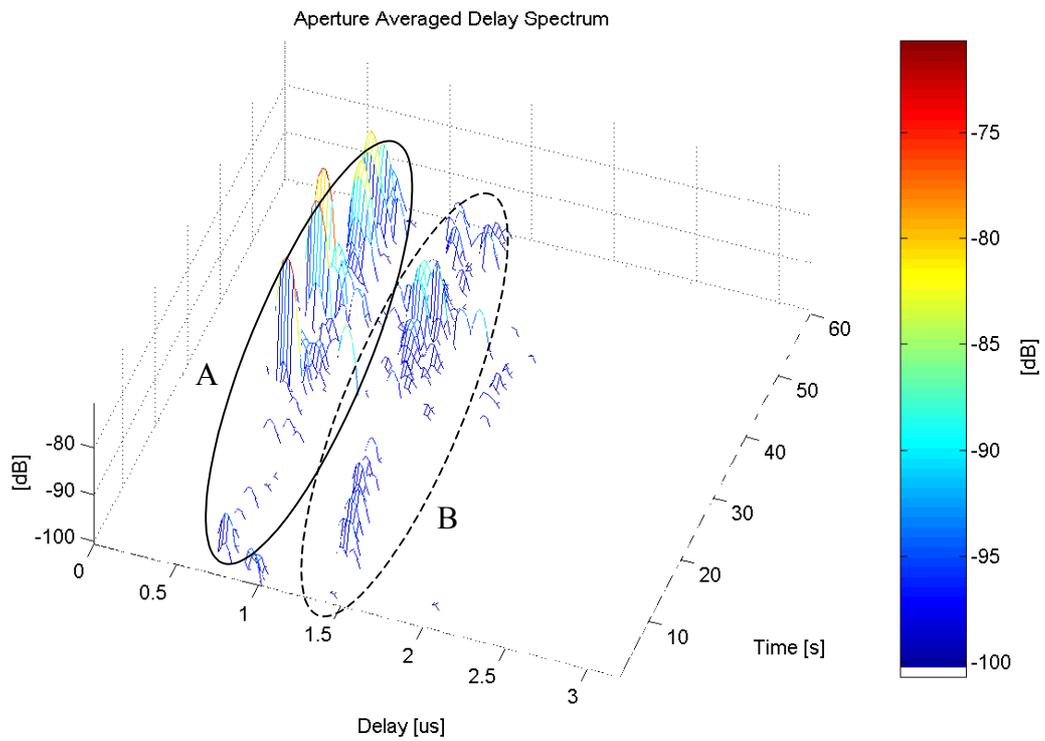


圖 3-5 敦化南路前段量測 AADS

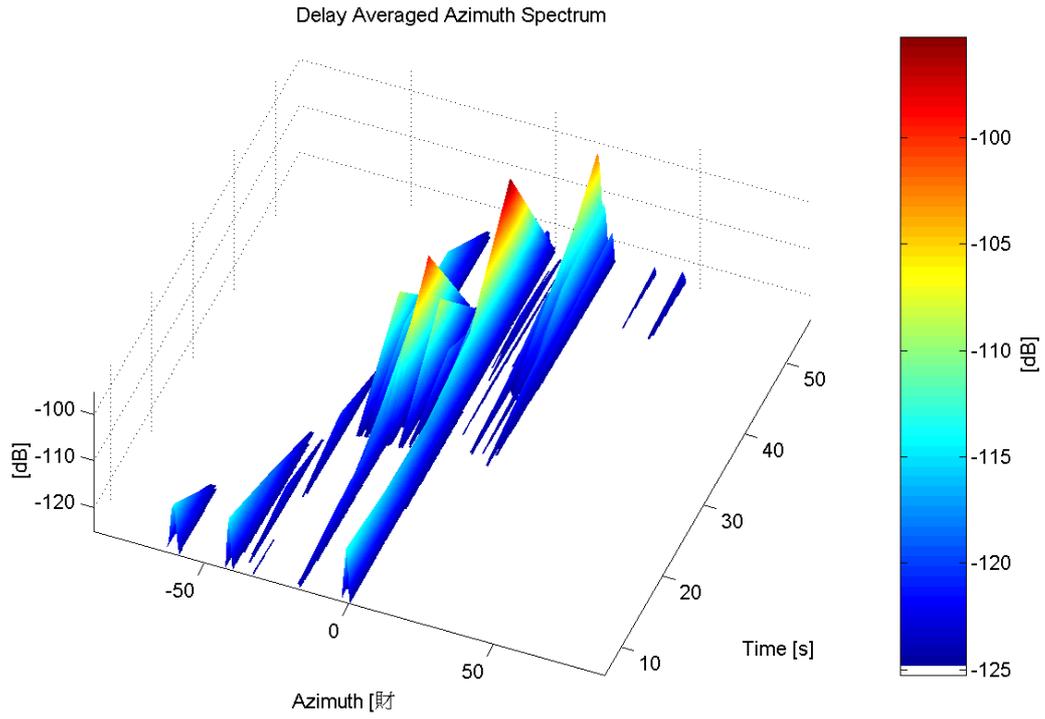


圖 3-6 敦化南路前段量測 DAAS

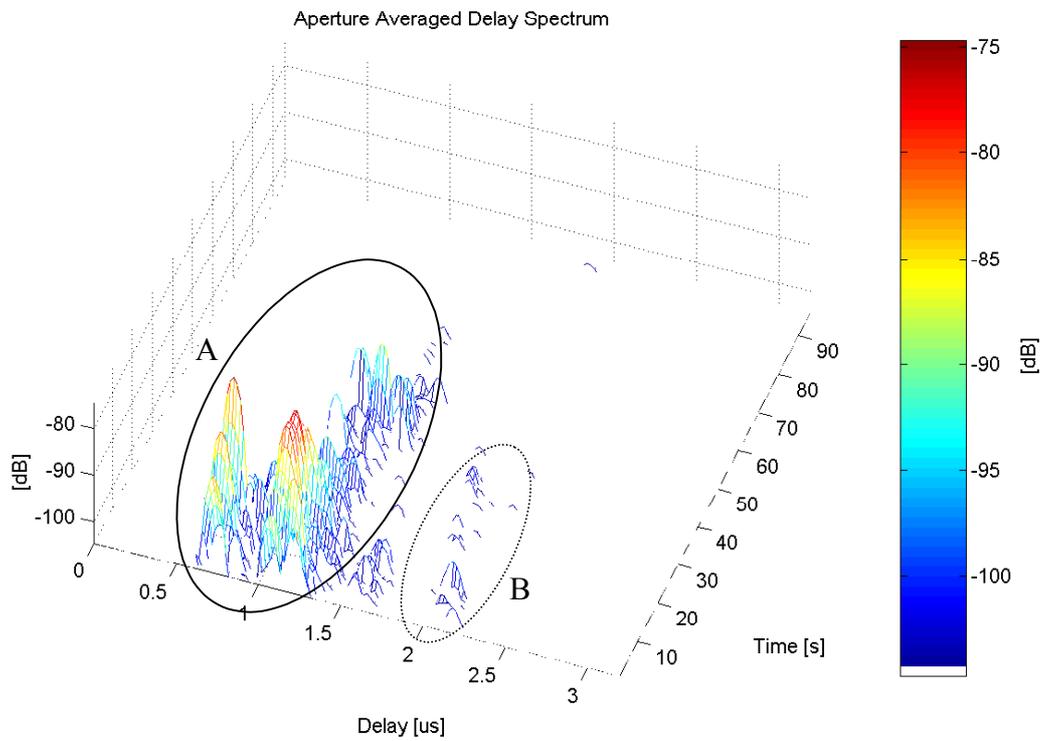


圖 3-7 敦化南路後段量測 AADS

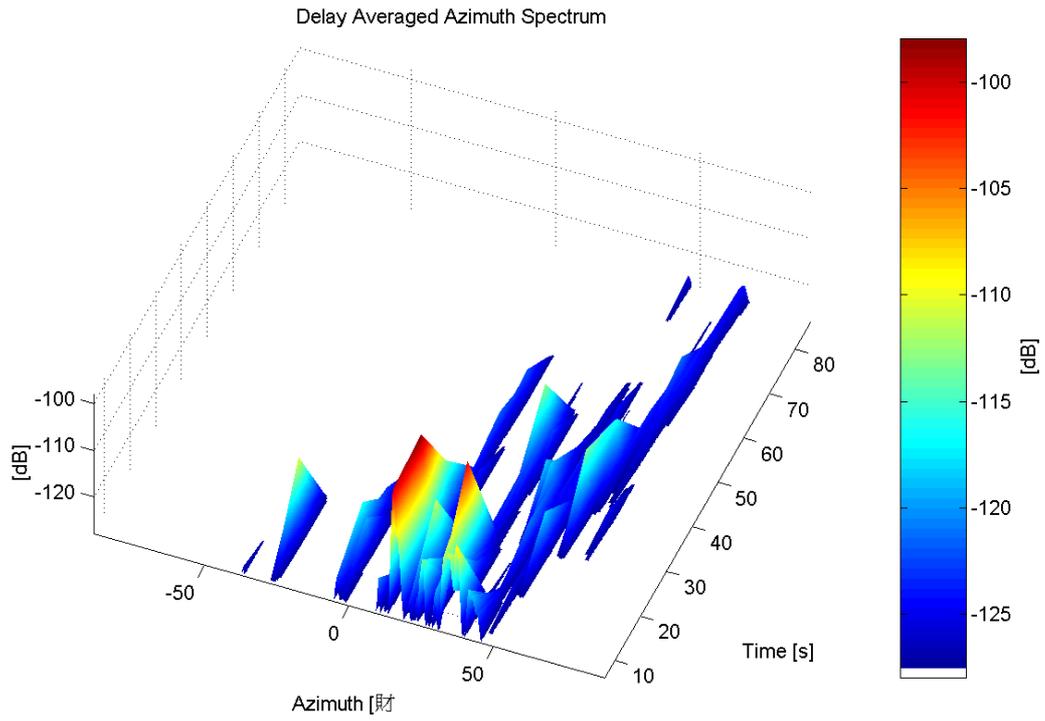


圖 3-8 敦化南路後段量測 DAAS

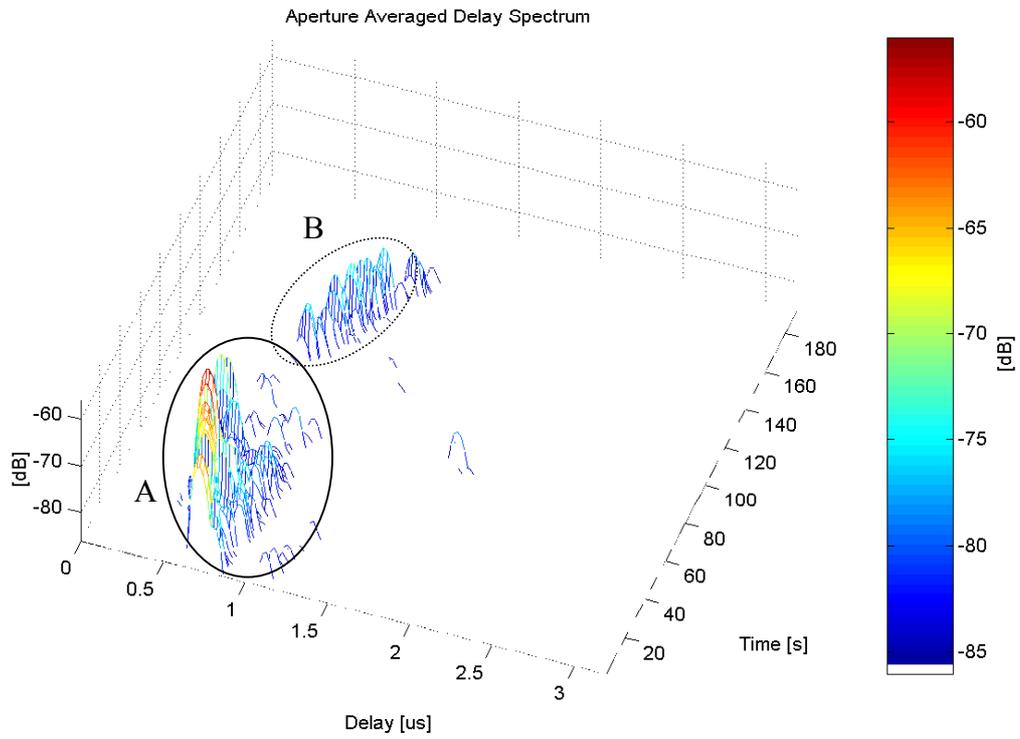


圖 3-9 大安路量測 AADS

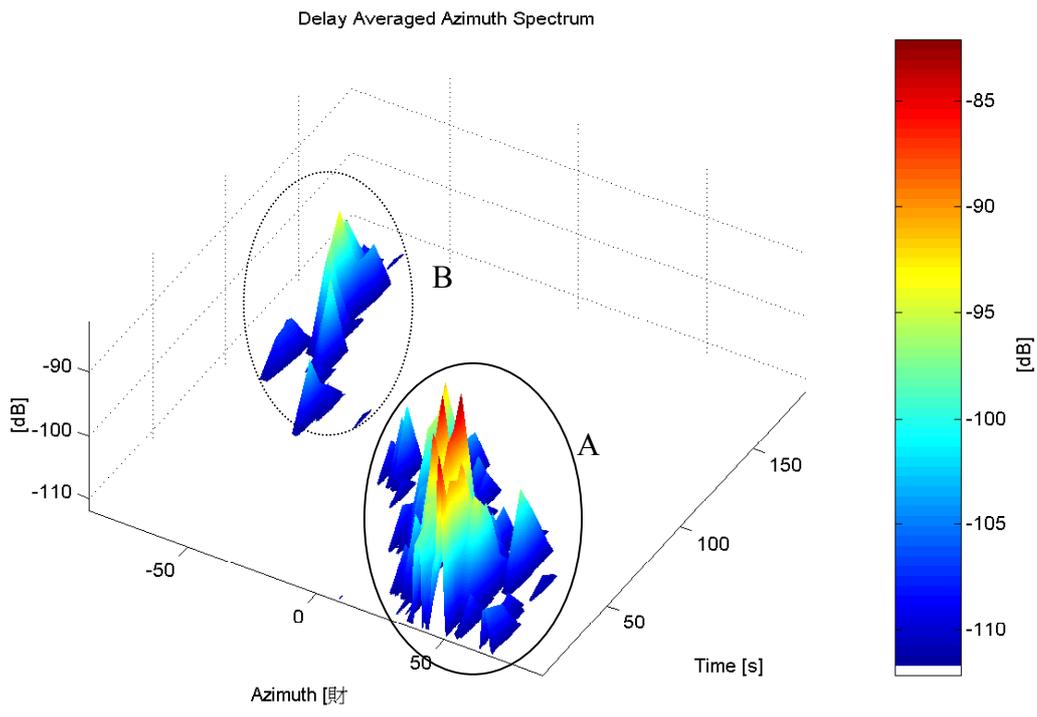


圖 3-10 大安路量測 DAAS

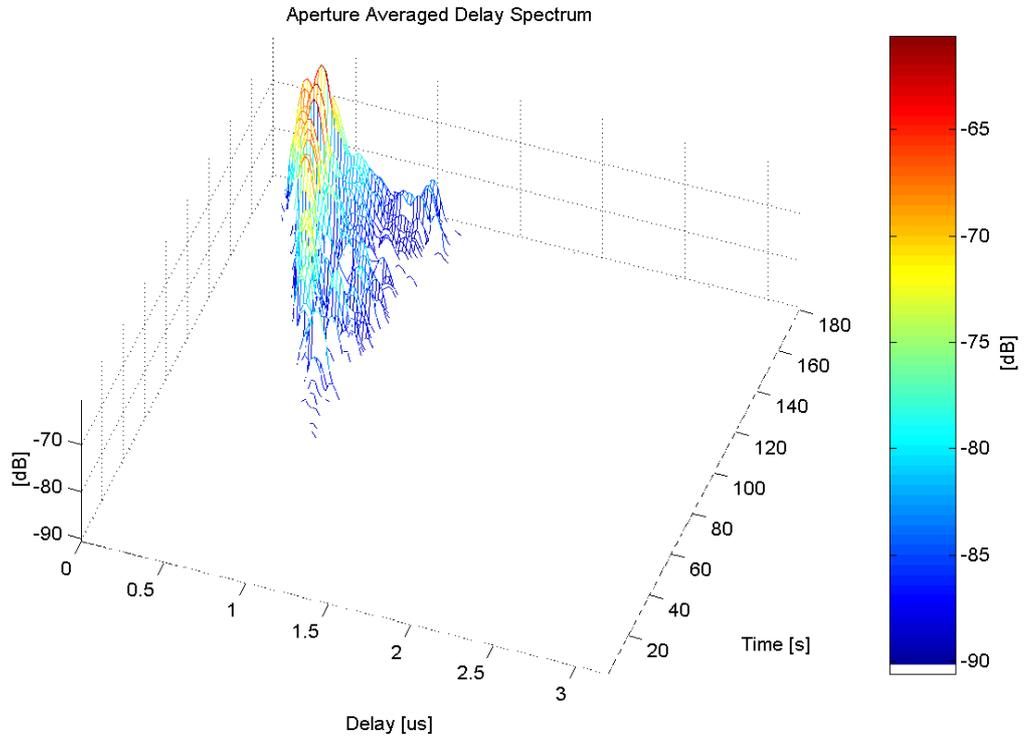


圖 3-11 中壢市區路徑 1 量測 AADS

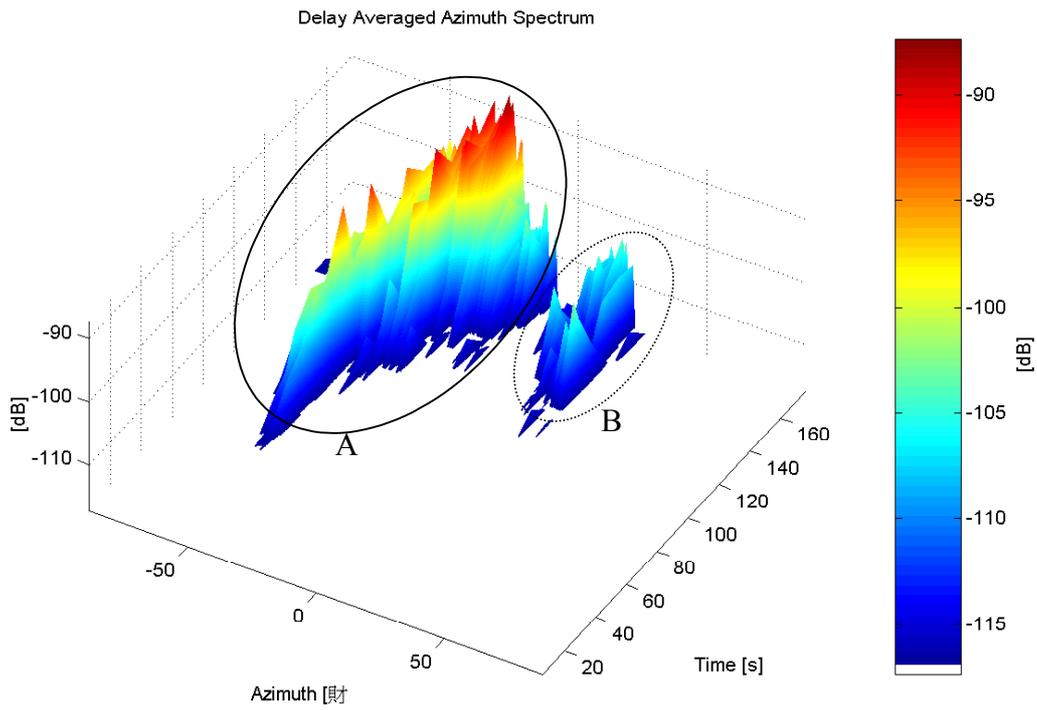


圖 3-12 中壢市區路徑 1 量測 DAAS

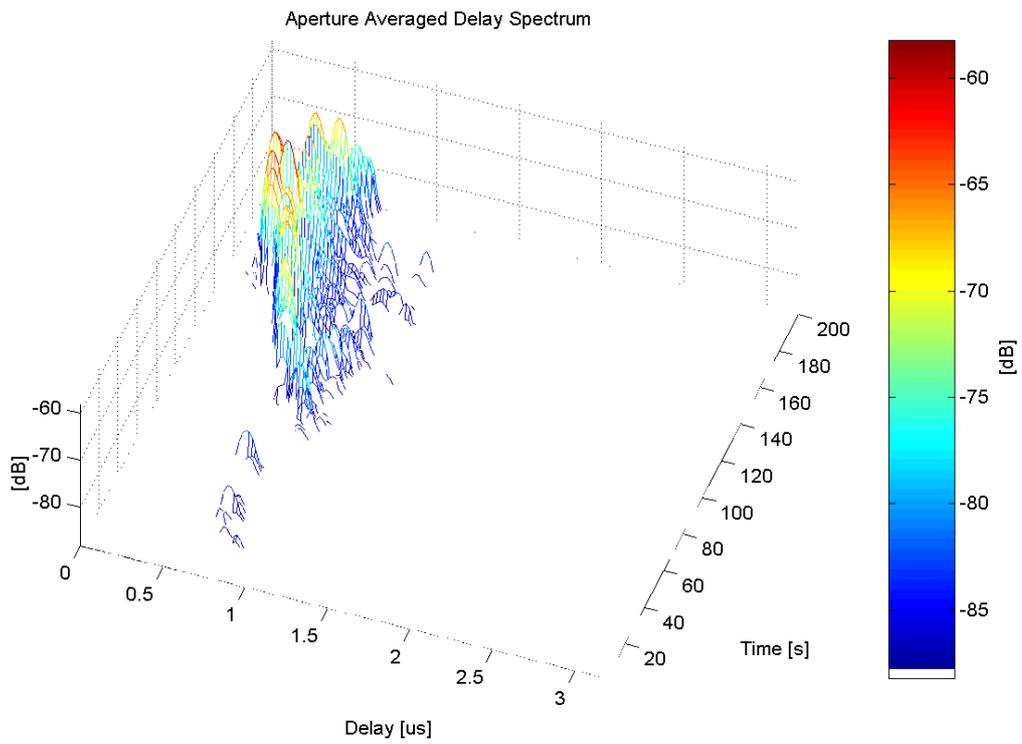


圖 3-13 中壢市區路徑 2 量測 AADS

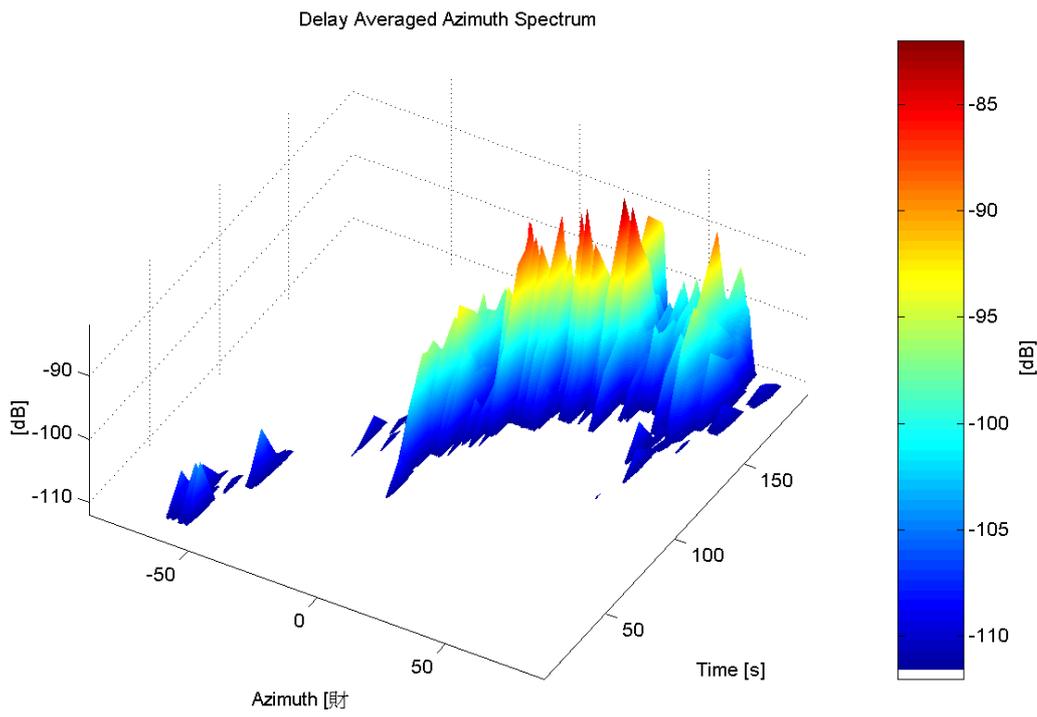


圖 3-14 中壢市區路徑 2 量測 DAAS

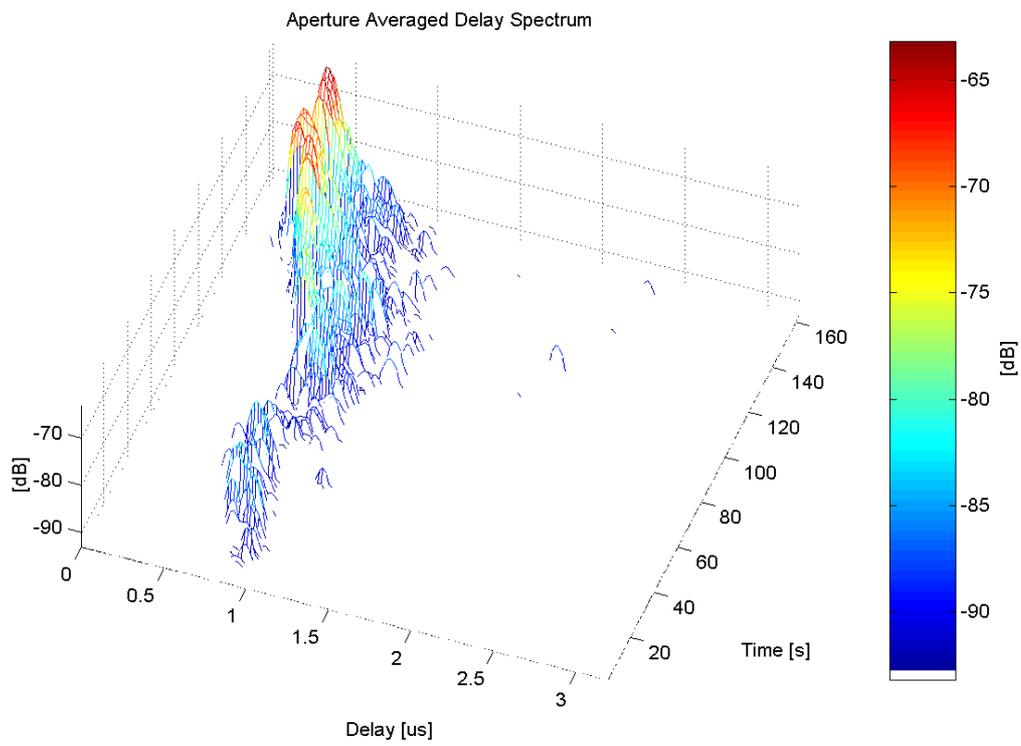


圖 3-15 中壢市區路徑 3 量測 AADS

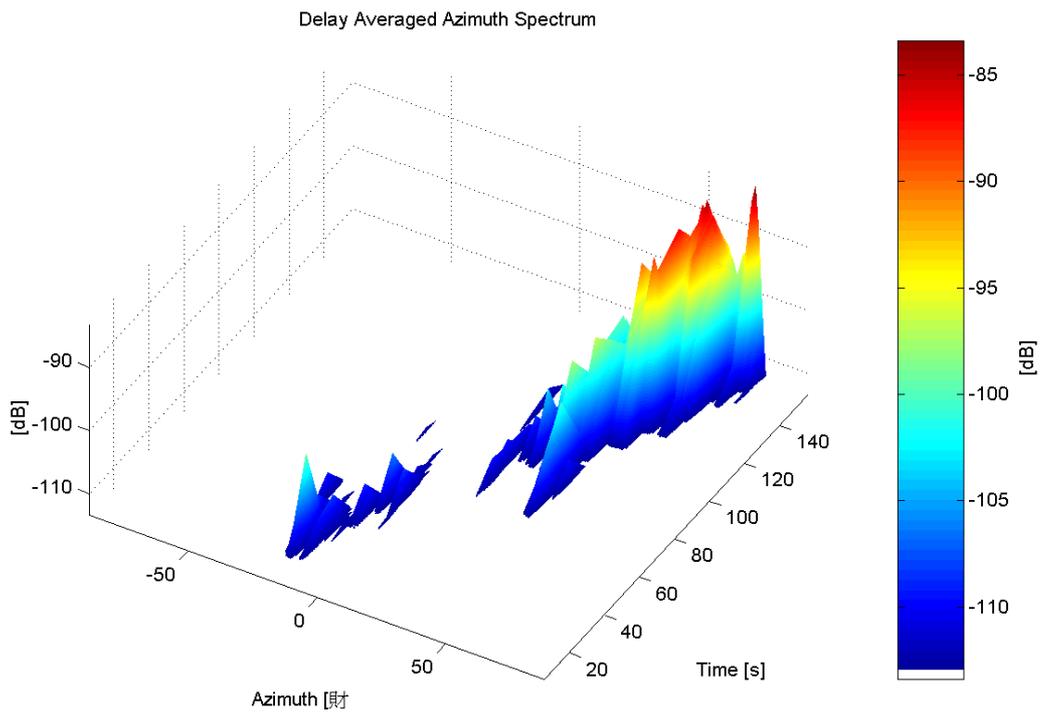


圖 3-16 中壢市區路徑 3 量測 DAAS

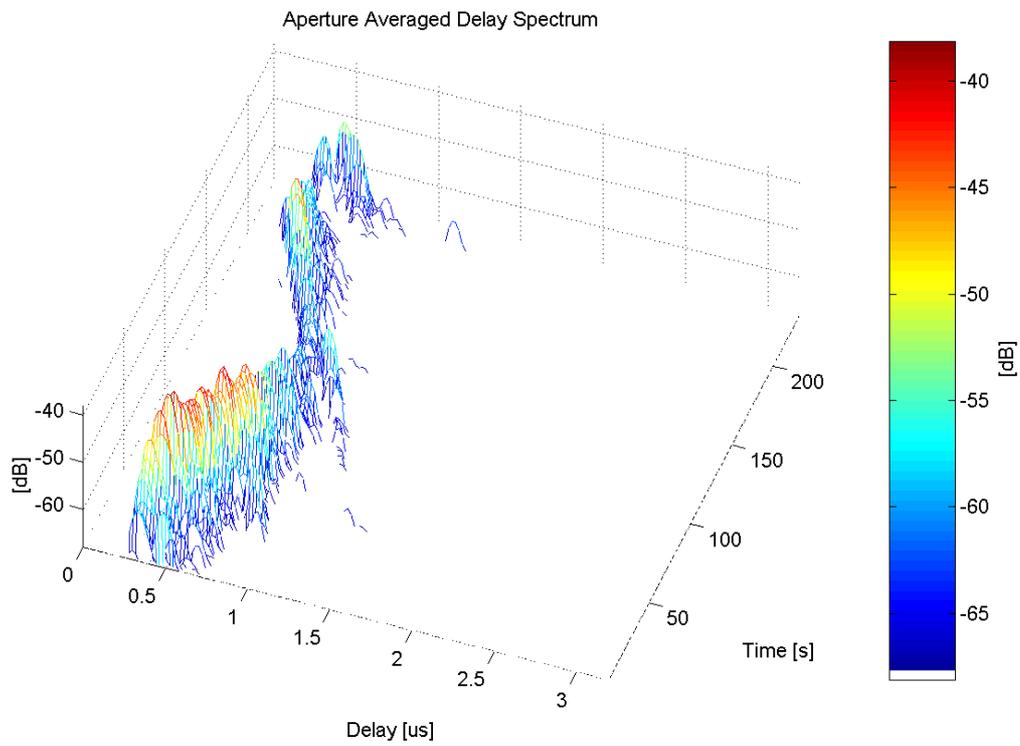


圖 3-17 中壢郊區路徑 1 量測 AADS

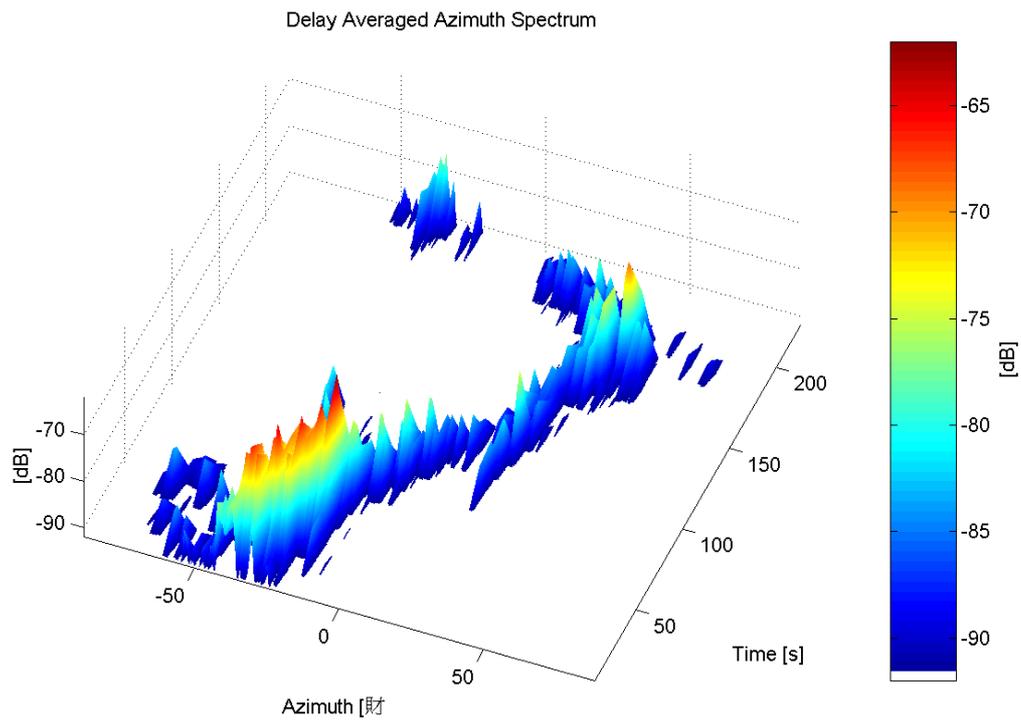


圖 3-18 中壢郊區路徑 1 量測 DAAS

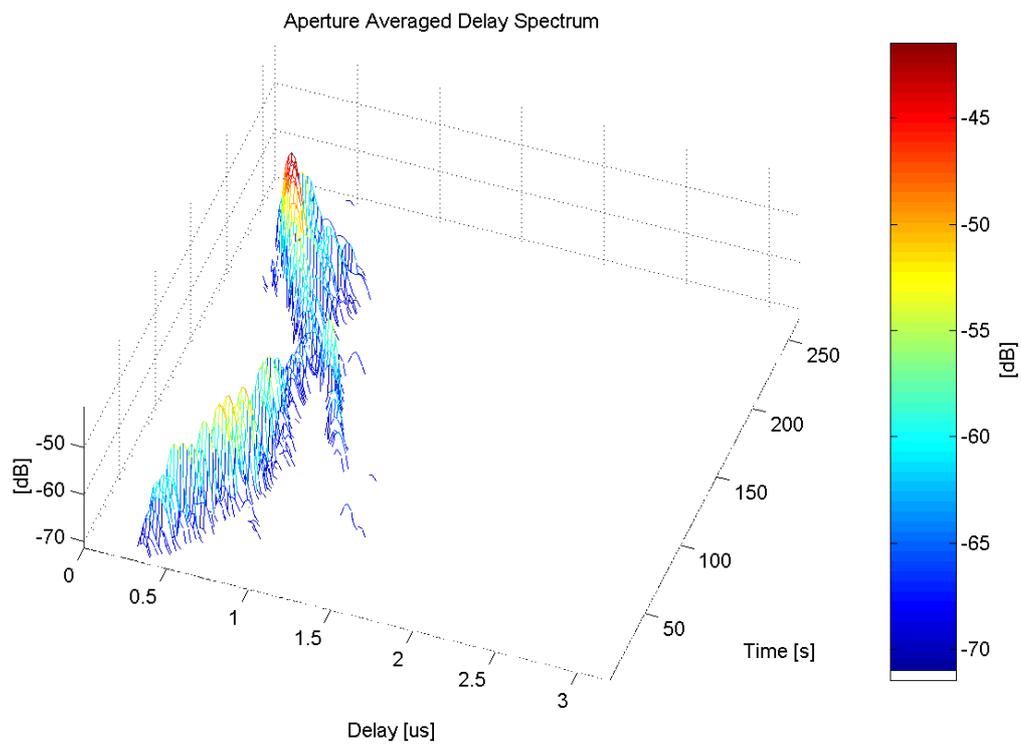


圖 3-19 中壢郊區路徑 2 量測 AADS

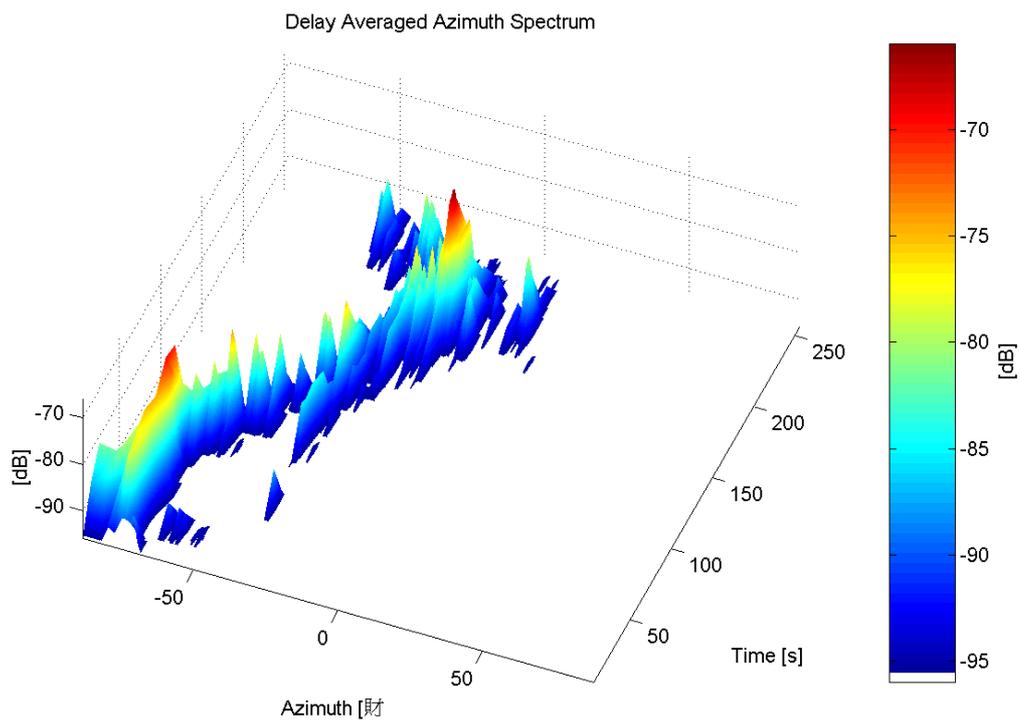


圖 3-20 中壢郊區路徑 2 量測 AADS

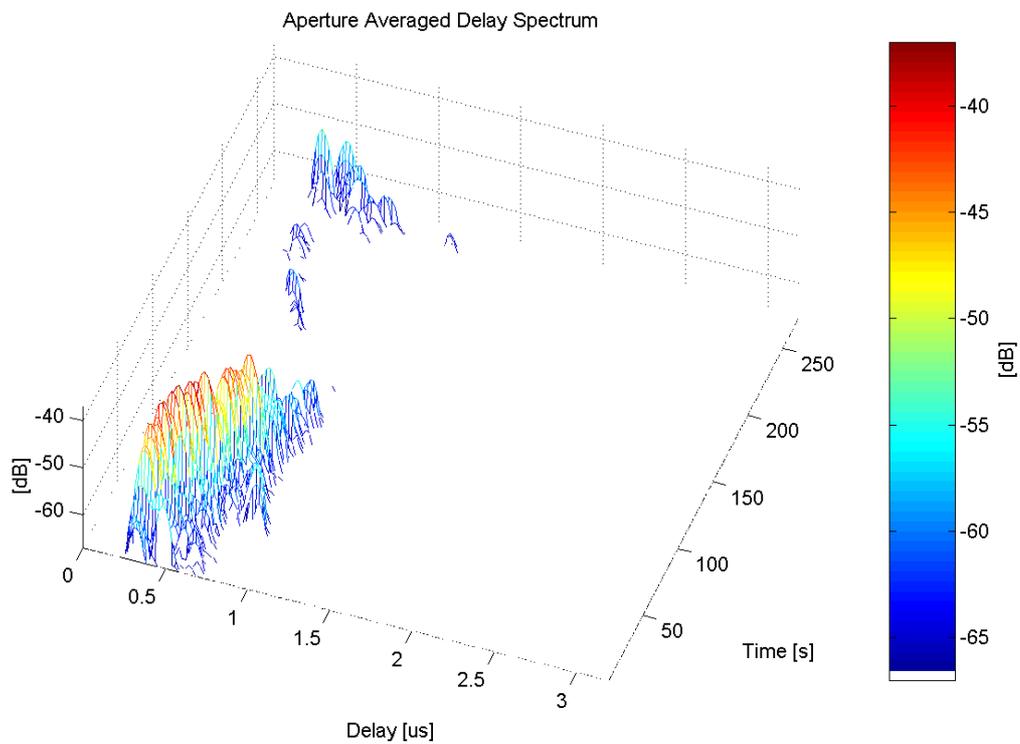


圖 3-21 中壢郊區路徑 3 量測 AADS

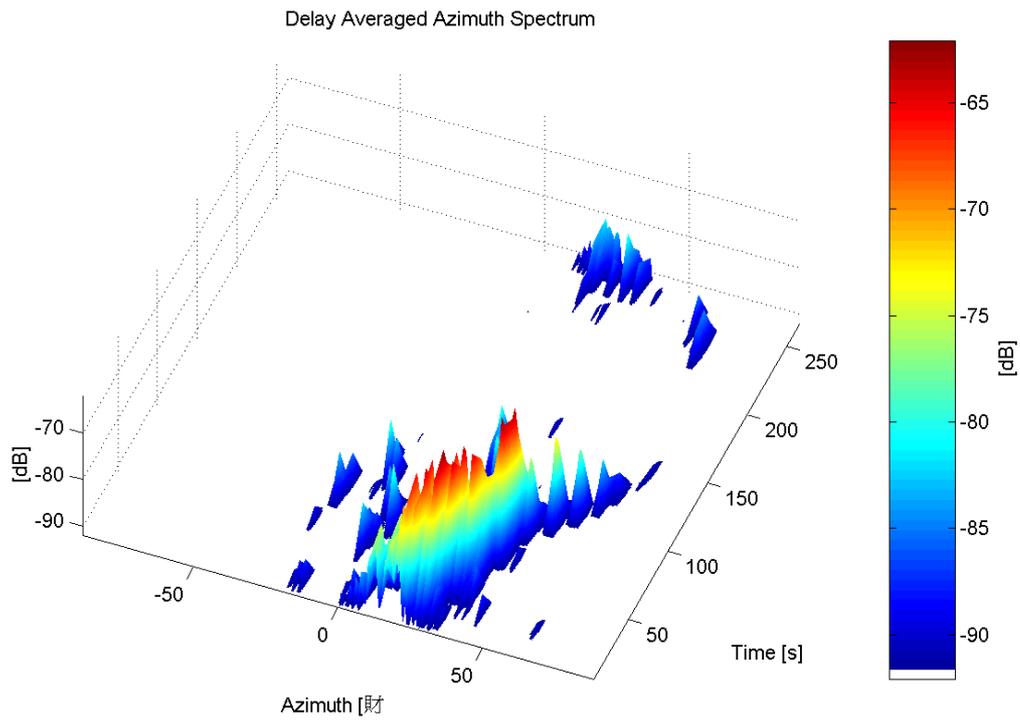


圖 3-22 中壢郊區路徑 3 量測 DAAS

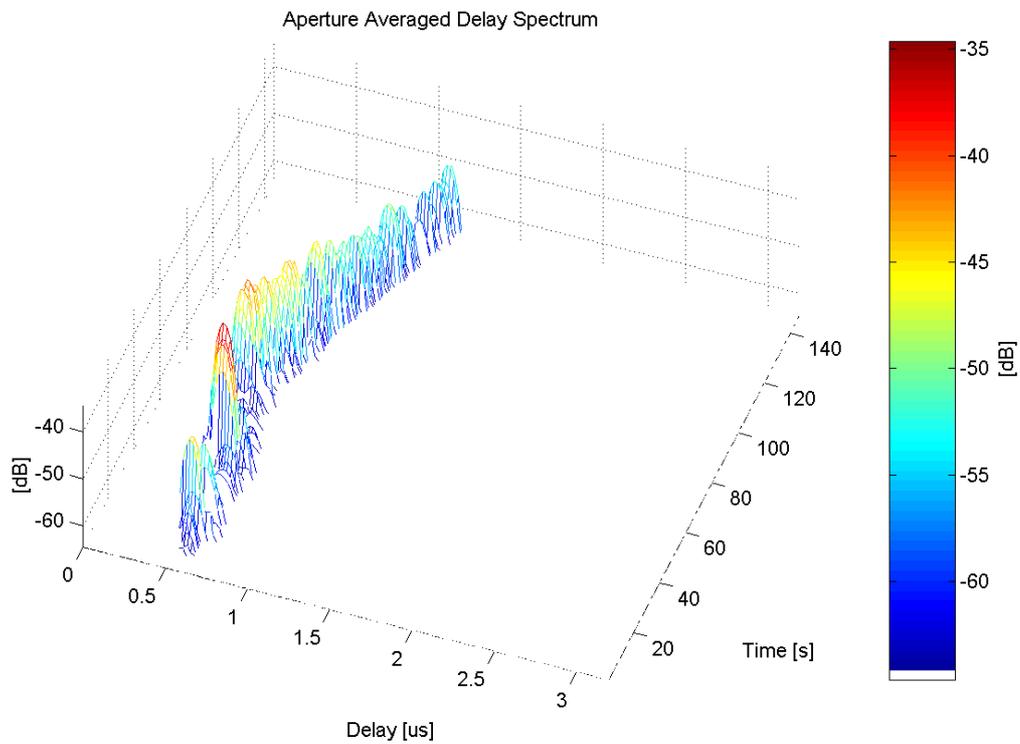


圖 3-23 中壢郊區路徑 4 量測 AADS

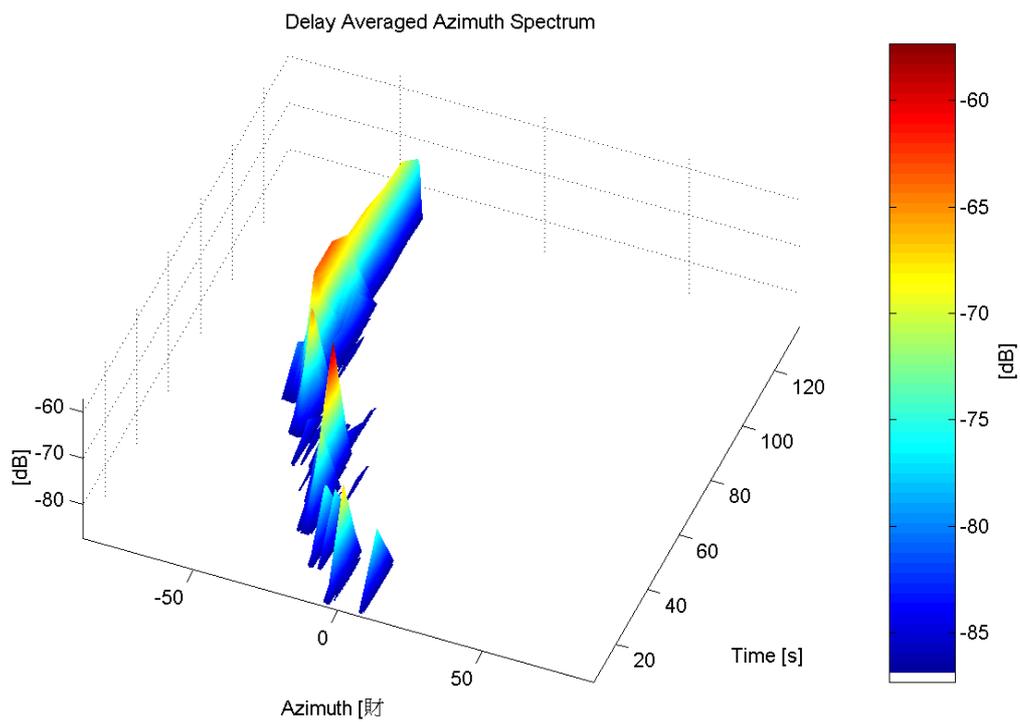


圖 3-24 中壢郊區路徑 4 量測 DAAS

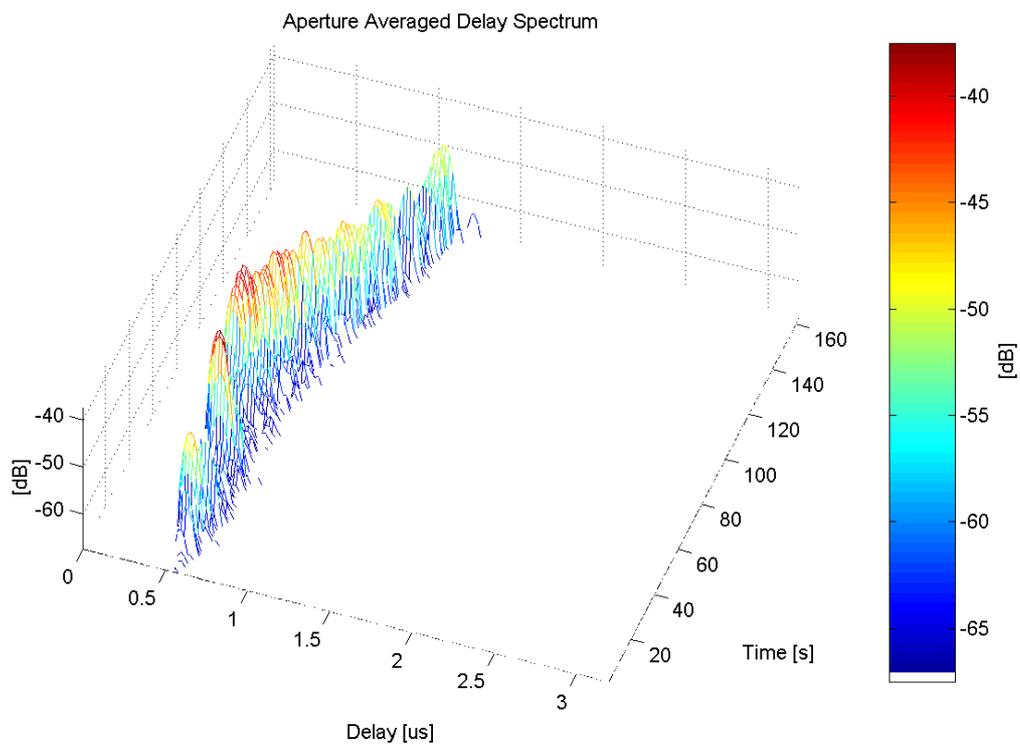


圖 3-25 中壢郊區路徑 5 量測 AADS

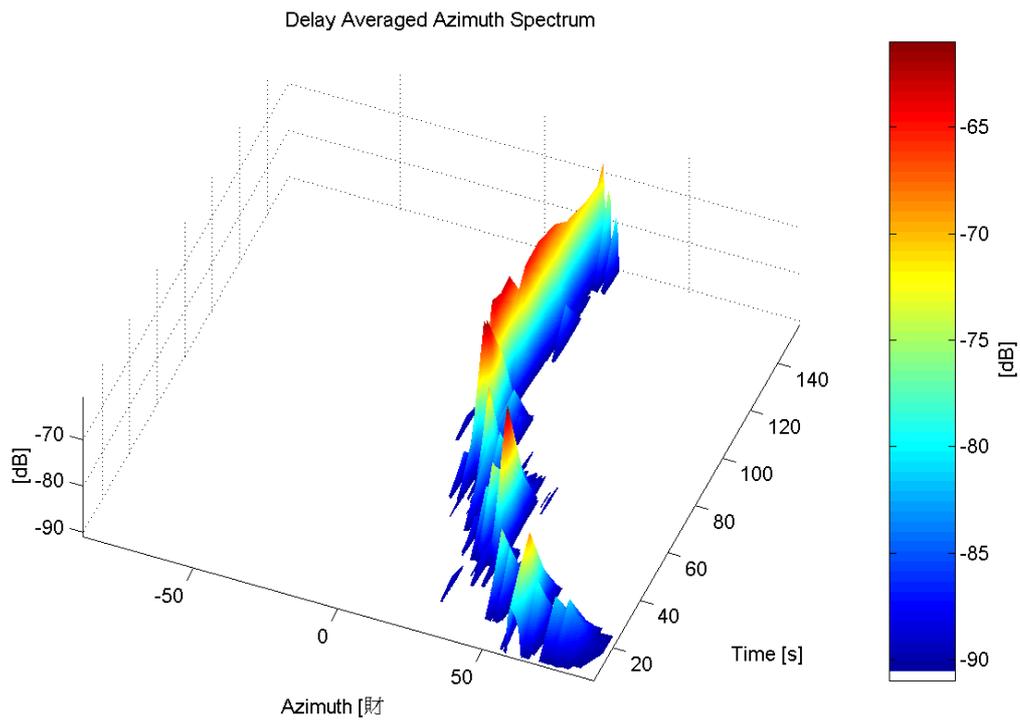


圖 3-26 中壢郊區路徑 5 量測 DAAS

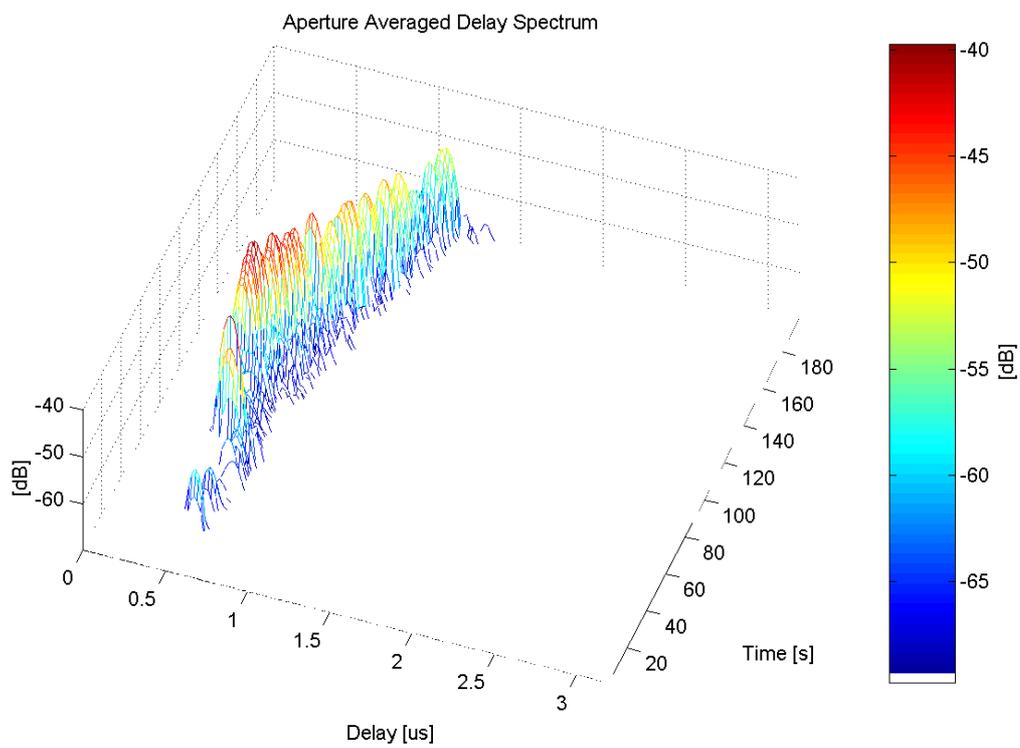


圖 3-27 中壢郊區路徑 6 量測 AADS

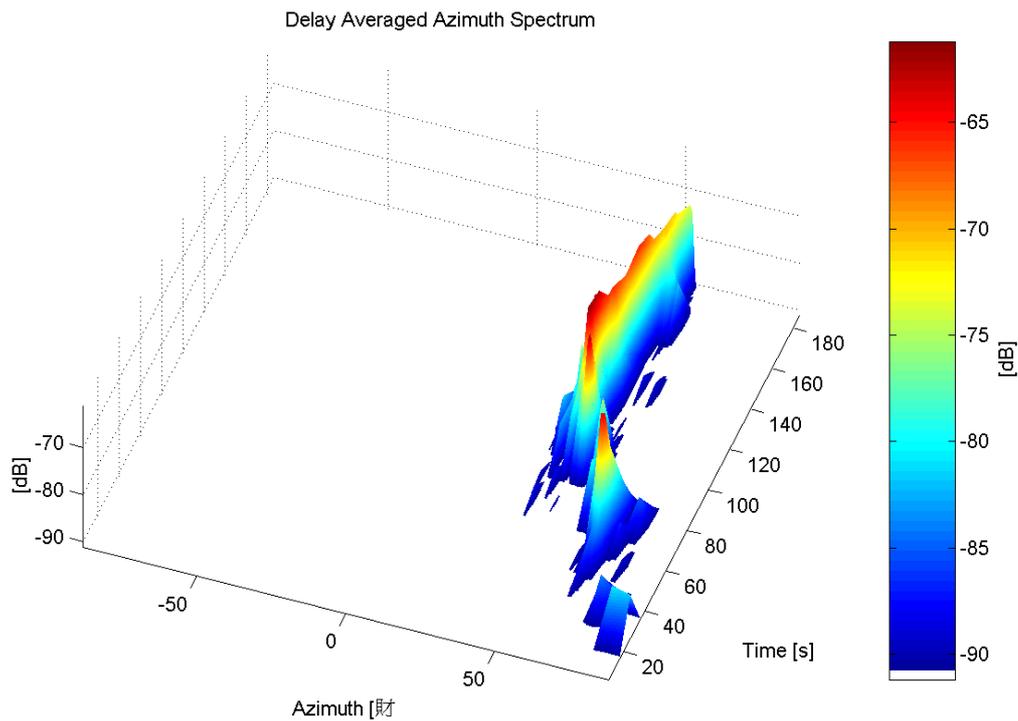


圖 3-28 中壠郊區路徑 6 量測 AADS

3.2 TOA 與 AOA 分析

TOA 與 AOA 量測分析方法已經在眾多文獻中廣泛探討，許多的研究已經提出可以用數學模型描述 TOA 與 AOA 的參數特性[1][2]，其中 TOA 可以用一個單邊的指數衰減函數（One-side exponential decaying function）來描述，AOA 則可以用截斷高斯或拉普拉斯函數（Truncated Gaussian or Laplacian function）來描述，經由量測結果與統計分析，我們發現 AOA 應該使用截斷拉普拉斯函數來表示會有較佳的結果，如圖 3-29 所示，因此對於 AOA 我們使用截斷拉普拉斯函數來做理論模擬。以下我們分別探討 TOA 與 AOA 之量測結果與數學模型的模擬結果。

3.2.1 台北市東區 TOA 分析

圖 3-30，圖 3-31 與圖 3-32 分別為信義路，敦化南路與大安路的量測與模

擬 TOA 結果，模擬結果與量測結果相當吻合。信義路平均的樓層高度介於敦化南路與大安路的樓層高度之間，電波傳播路徑大多經由屋頂繞射至接收端，然而因為建築物高度比大安路的建築物還要高，所以造成傳播延遲時間大於大安路的傳播延遲時間，該路段的傳播延遲時間大多介於 1000ns 以內。

敦化南路高樓林立，許多建築物高度已超過接收端所在位置，所以電波傳播機制大致可分為兩種情形，第一種傳播路徑經由屋頂繞射至接收端，第二種傳播路徑則是先反射後繞射的傳播路徑，原因乃是由高於接收端位置的建築物所造成的影響。由於這些傳播機制的影響，傳播延遲時間較信義路與大安路為長，大多在 2000ns 以內。

大安路段的兩側建物平均樓層高度比信義路與敦化南路的兩側建物平均樓層高度為低，所以路徑延遲時間小於信義路與敦化南路的路徑延遲時間，其傳播延遲時間大多在 800ns 以內。比較圖 3-30 至圖 3-32，可以發現在都會區中，量測路徑之街道寬度越寬或傳播環境周遭之建築物越高會導致較長的延遲時間。

3.2.2 中壢市區 TOA 分析

圖 3-33 為中壢市區路徑 1 (0 度) 的量測與模擬 TOA 結果，模擬結果與量測結果相當吻合。由於量測路徑大部分並沒有在接收天線有效範圍內，因此，接收路徑大部分需要經由有效接收範圍內之建築物反射至接收端，使傳播路徑加長，因此所需之傳播延遲時間也就隨之變長，該路徑的傳播延遲時間大多在 2500ns 以內。

圖 3-34 為中壢市區路徑 2 (45 度) 的量測與模擬 TOA 結果，模擬結果與量測結果亦相當吻合。由於量測路徑部分並沒有在接收天線有效範圍內，因此，部分的接收路徑需要經由有效接收範圍內之建築物反射至接收端，傳播路徑較長，使得需要更多的傳播延遲時間，但比路徑 1 狀況好，該路徑的傳播延遲時間大多在 1200ns 以內。

圖 3-35 為中壢市區路徑 3 (90 度) 的量測與模擬 TOA 結果，模擬結果與量測結果相當吻合。由於量測路徑大多在接收天線有效範圍以內 (-60 度~+60 度)，所以傳播路徑大多經由屋頂繞射至接收端，因此傳播延遲時間較短，大多介於 1200ns 以內，與路徑 2 結果類似。

比較圖 3-33 至圖 3-35，發現若行動台位於接收天線有效範圍內其延遲時間較短。

3.2.3 中壢郊區 TOA 分析

圖 3-36 至圖 3-41 為中壢郊區量測路徑 1 至量測路徑 6 之量測與模擬 TOA 結果，模擬結果與量測數據相當吻合。注意圖 3-38 中，接收脈衝延遲時間大於 1000ns 的發生機率仍相當高，這是由於-60 度方向的較高建築物所造成的，這些建物使得電波先經由這些建築物反射後才傳播至接收端，因此有較長的延遲時間。

3.2.4 都會市區與郊區之 TOA 比較

圖 3-42 至圖 3-44 為台北東區、中壢市區與中壢郊區之 TOA 比較結果。從圖中可以觀察到郊區的模擬結果較逼近量測結果，即指數衰減函數較適用模擬單純環境之 TOA 分佈，而複雜環境的模擬與量測數據誤差則較大。一般而言，郊區因為建築物密集度低，且建築物高度低，所以往往有視線內 (LOS) 傳播情形，而市區建築物密集度高，其樓層高度也高於其他傳播環境，以至於市區大多屬於 NLOS 傳播，導致傳播延遲時間大於郊區的延遲時間。

3.2.5 市區與郊區 AOA 比較

圖 3-45 至 3-47 為台北市東區、中壢市區、中壢郊區的量測與模擬 AOA 結果。台北市東區的傳播環境較中壢市區的傳播環境複雜，而中壢郊區的傳播環境最為單純，因此中壢郊區的 AOA 分佈最接近 Laplacian 函數，台北市區則由於建築物密集度高，散射效應影響無線電波傳播，導致模擬 AOA 值與量測值差異較大。

3.2.6 市區與郊區之聯合 TOA/AOA 機率密度分佈比較

圖 3-48、3-50 與 3-52 分別為大都會區、中小型都會區及郊區之聯合 TOA/AOA 機率密度分佈圖。我們可以明顯觀察到複雜傳播環境與單純傳播環境的 TOA/AOA 分佈差異性，複雜環境的 TOA 與 AOA 會有較大的分佈範圍，這是由於都會區的散射體較多且密集所造成，如圖 3-49、3-51 與 3-53 所示，從圖中可以觀察到郊區環境的散射體分佈顯然比大型或中小型都會區要來得稀疏。

從圖 3-48、3-50 與 3-52 中，可以觀察到 AOA 的擴展程度隨著 TOA 增加而有漸減的趨勢，這表示到達接收天線收到的有效路徑減少，應該是由造成 NLOS 情況的建物使多重路徑因多重繞射或反射而讓傳播功率大為減弱，於是多重路徑的數目降低，使得 AOA 擴展亦減少，而連接發射端與接收端的最短傳播路徑將會主宰接收信號的頻譜分佈。

3.2.7 都會區與郊區 TOA 及 AOA 之 CDF 比較

圖 3-54 與圖 3-55 為大都會區、中小型都會區及郊區量測 TOA 與 AOA 之累計機率密度分佈圖 (CDF)。從圖 3-54 中，我們可以明顯觀察到都會區與郊區之延遲時間差異，郊區因為存在較多的 LOS 情形，因此延遲時間較短。而當都會區規模較大時，也具有較長延遲時間的出現機會亦較大。

從圖 3-55 中，我們可以觀察到中小型都會區與郊區的 AOA 分佈大多集中

在 ± 30 度之內，與大型都會區的 ± 60 度有相當大的差異。這是因為在大都會區的傳播路徑大多為 NLOS 情形所造成的結果。

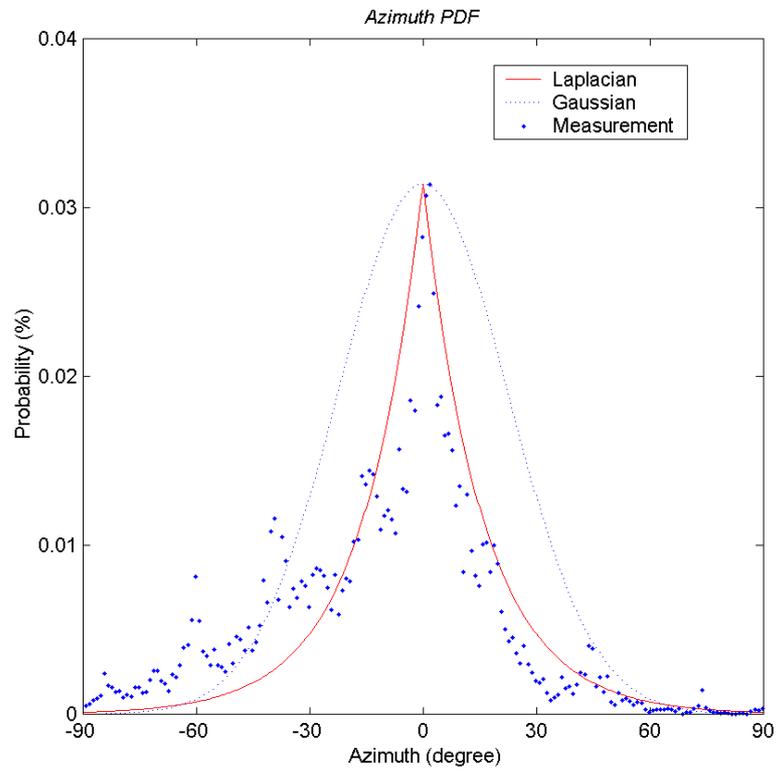


圖 3-29 台北市之 AOA 數值模擬與量測結果比較圖

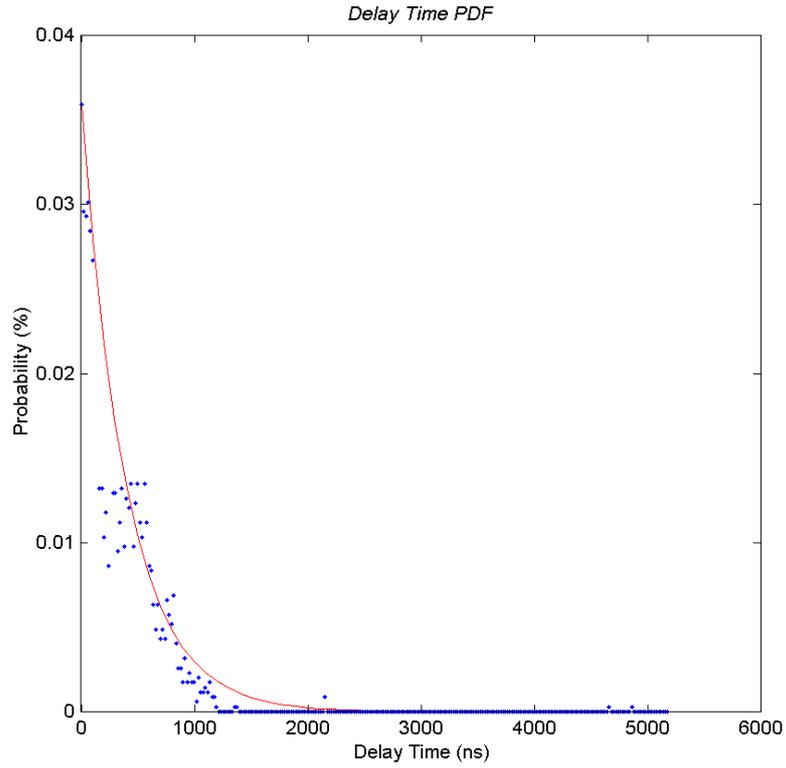


圖 3-30 信義路 TOA 量測與模擬結果

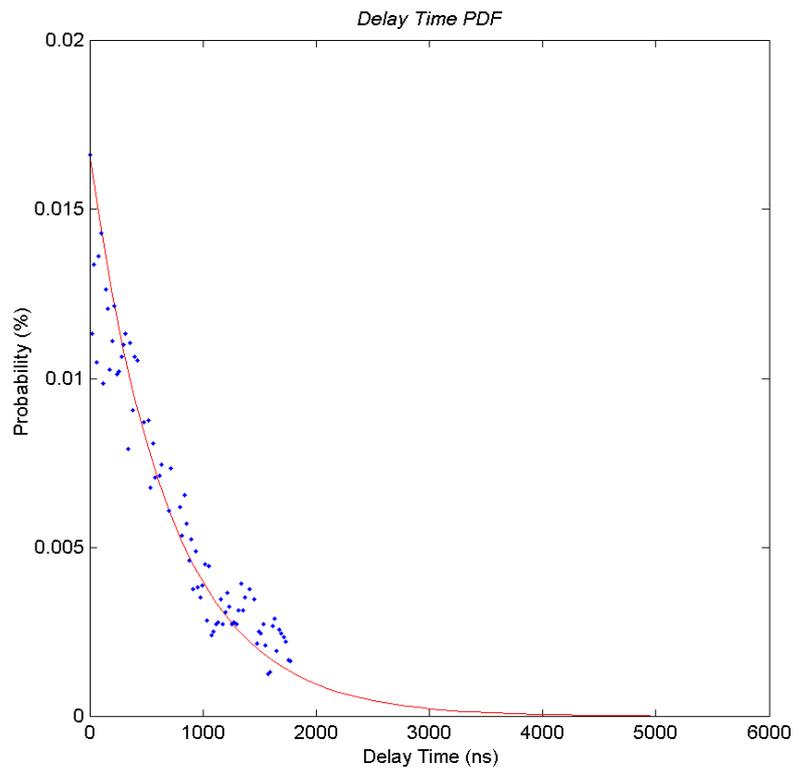


圖 3-31 敦化南路 TOA 量測與模擬結果

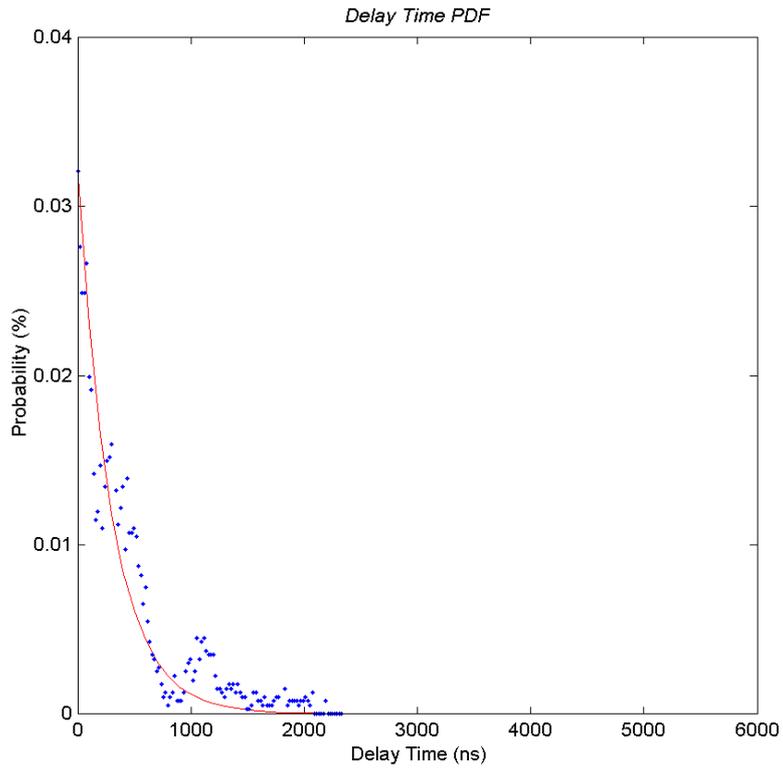


圖 3-32 大安路 TOA 量測與模擬結果

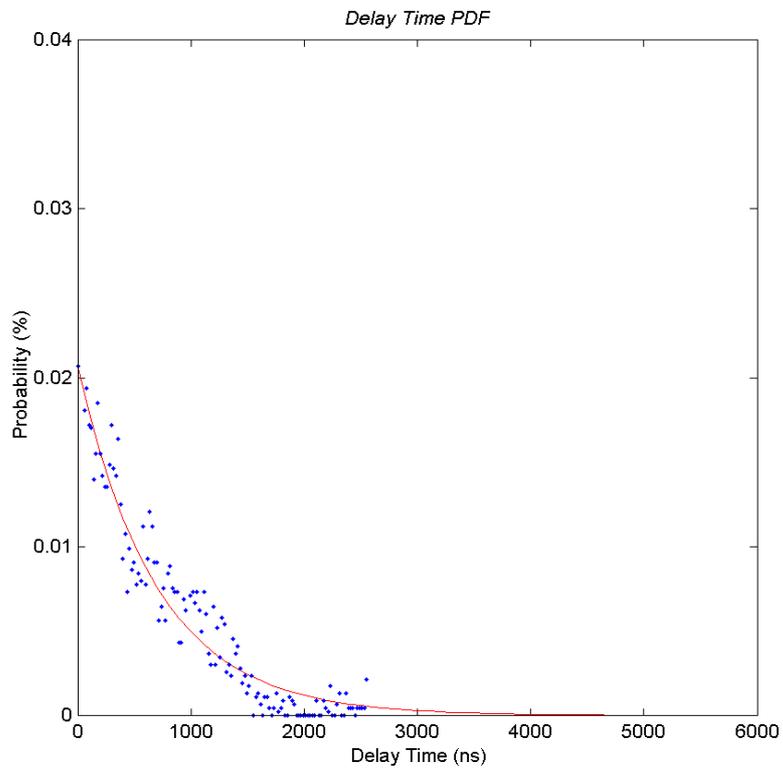


圖 3-33 中壢市區路徑 1 之 TOA 量測與模擬結果

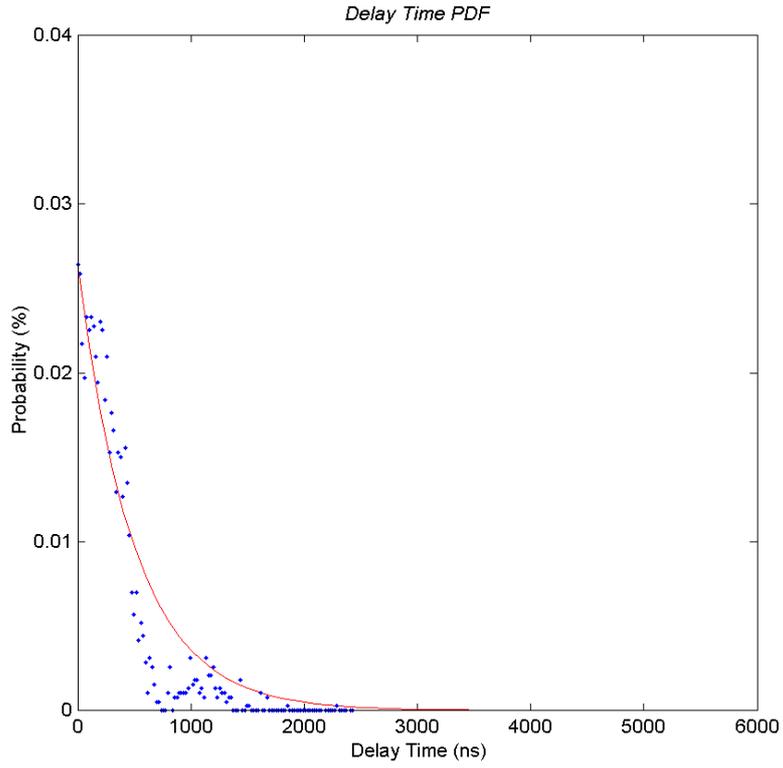


圖 3-34 中壢市區路徑 2 之 TOA 量測與模擬結果

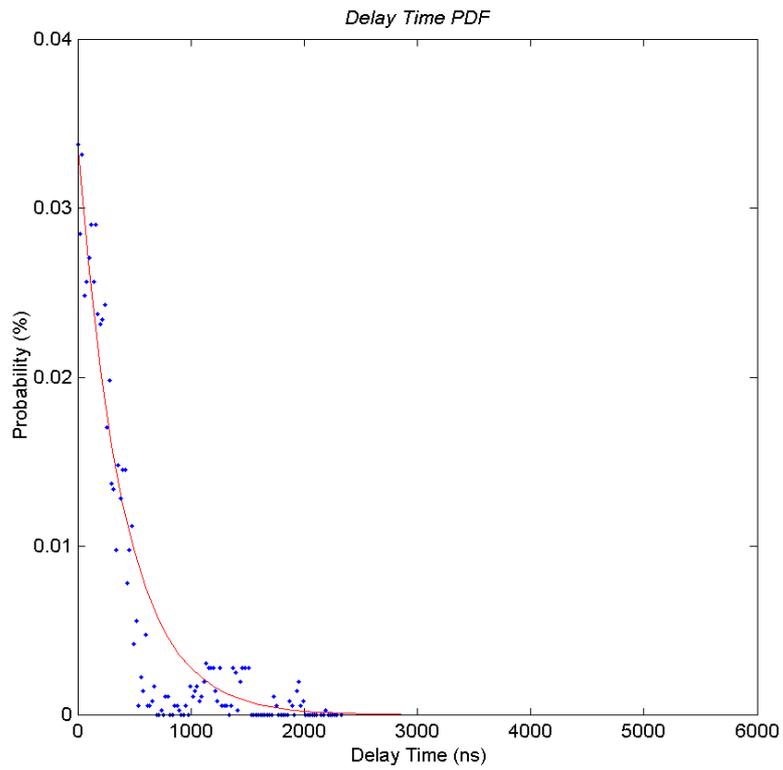


圖 3-35 中壢市區路徑 3 之 TOA 量測與模擬結果

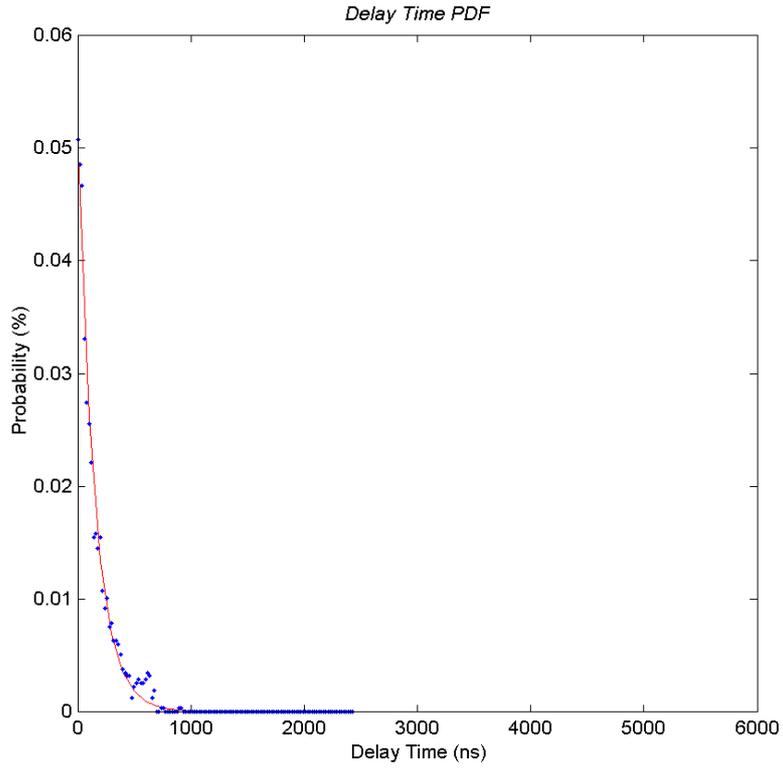


圖 3-36 中壢郊區路徑 1 之 TOA 量測與模擬結果

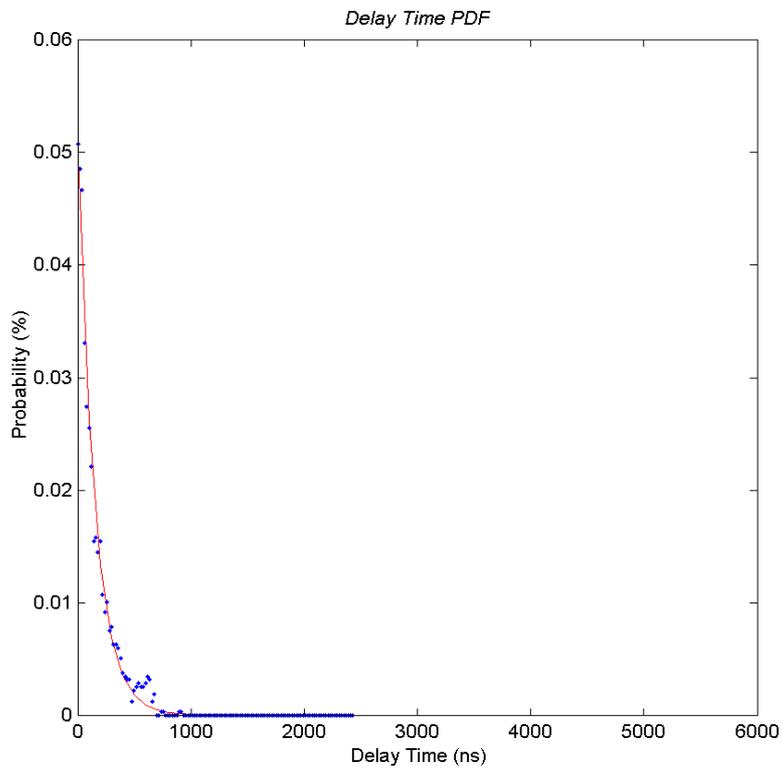


圖 3-37 中壢郊區路徑 2 之 TOA 量測與模擬結果

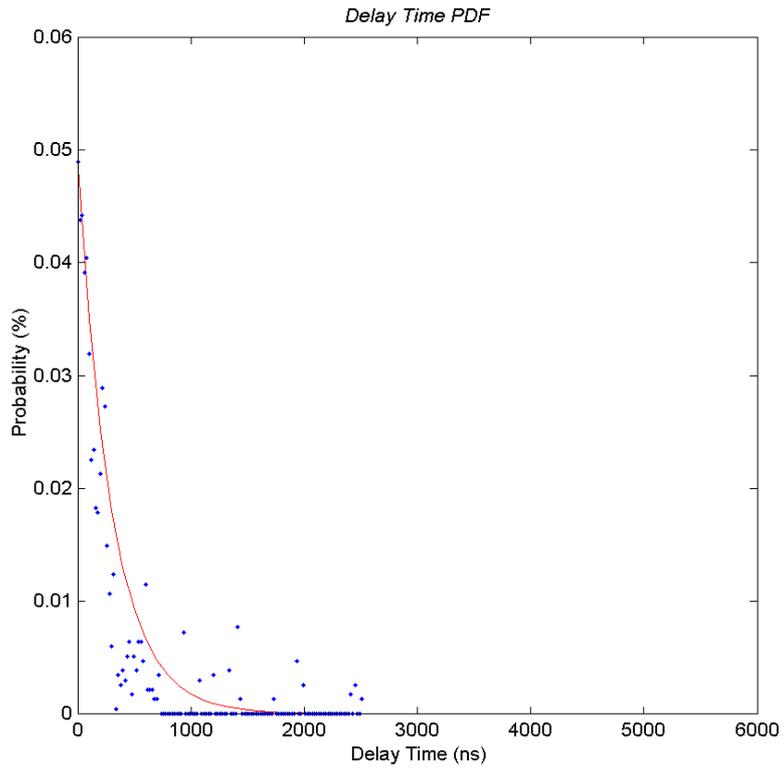


圖 3-38 中壢郊區路徑 3 之 TOA 量測與模擬結果

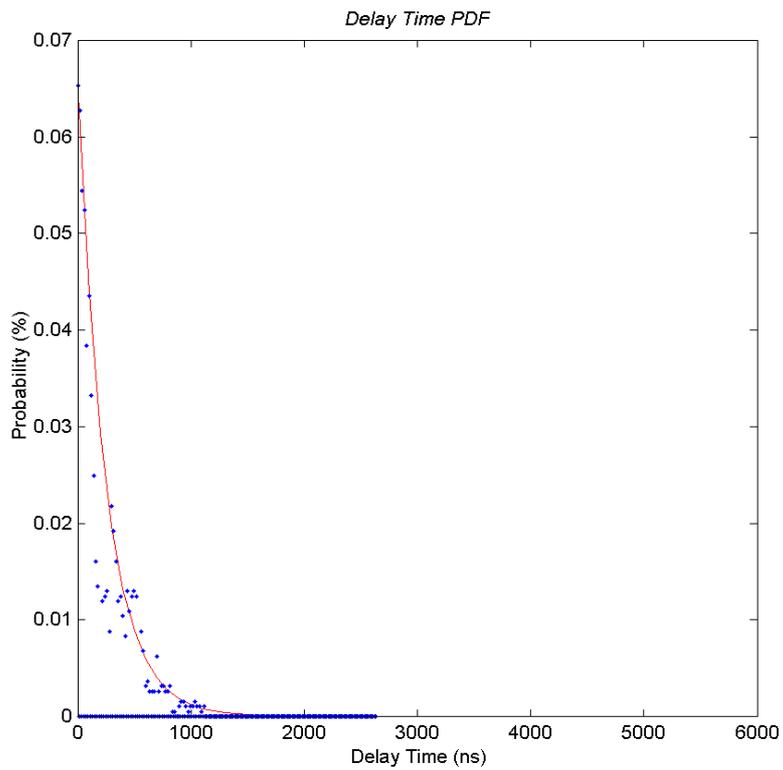


圖 3-39 中壢郊區路徑 4 之 TOA 量測與模擬結果

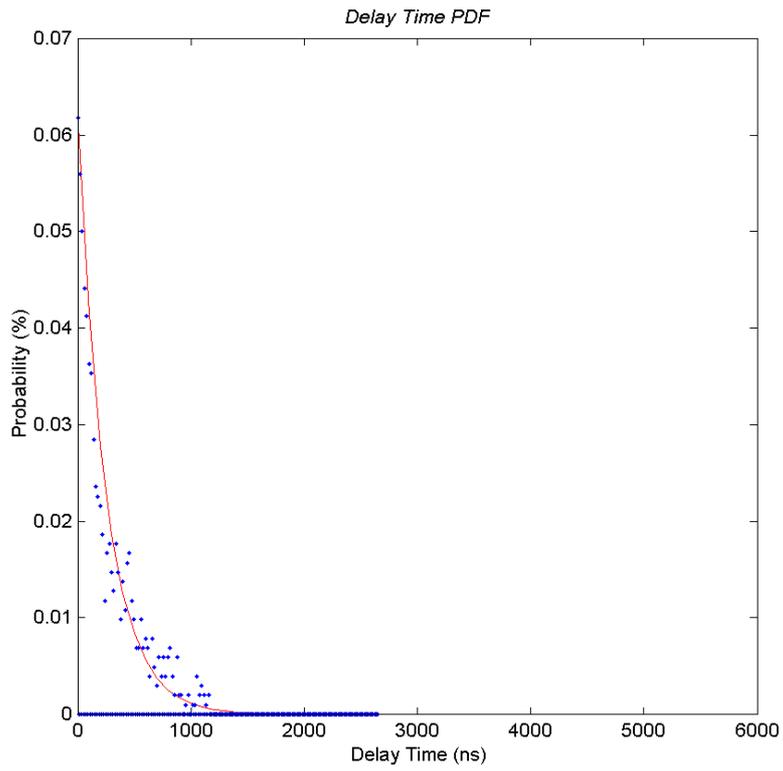


圖 3-40 中壢郊區路徑 5 之 TOA 量測與模擬結果

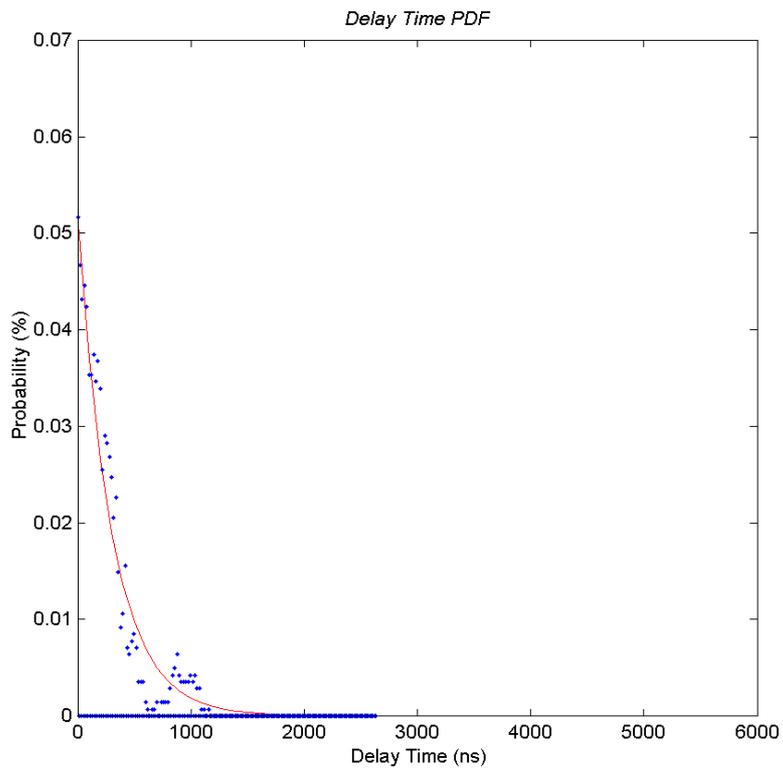


圖 3-41 中壢郊區路徑 6 之 TOA 量測與模擬結果

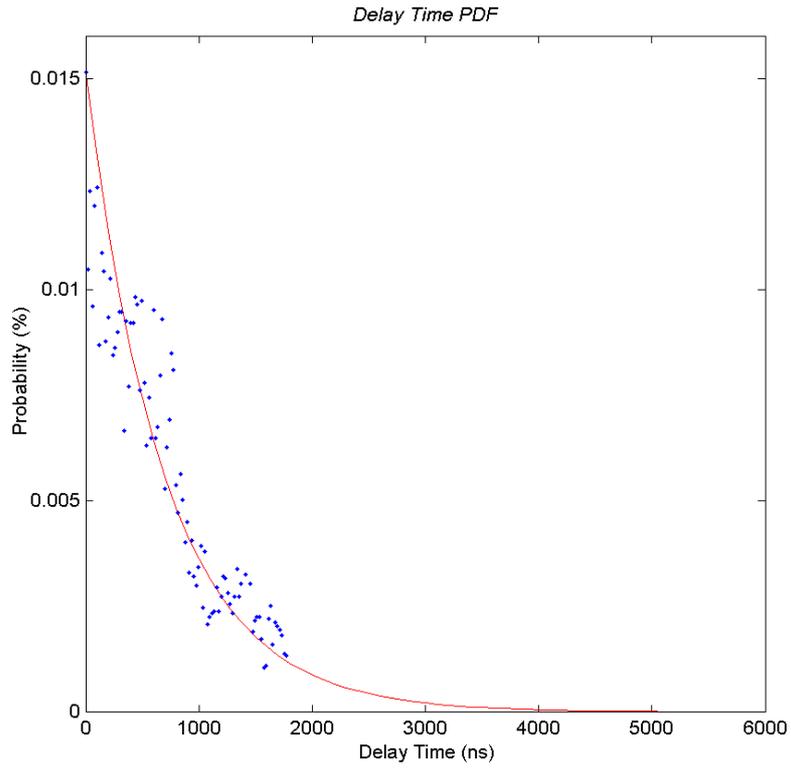


圖 3-42 台北東區之 TOA 量測與模擬結果

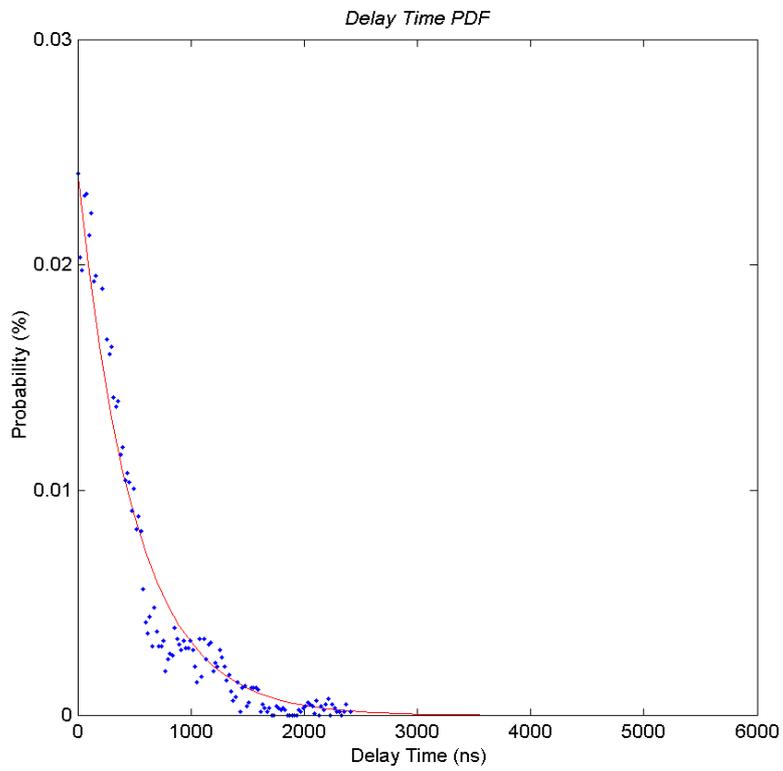


圖 3-43 中壢市區之 TOA 量測與模擬結果

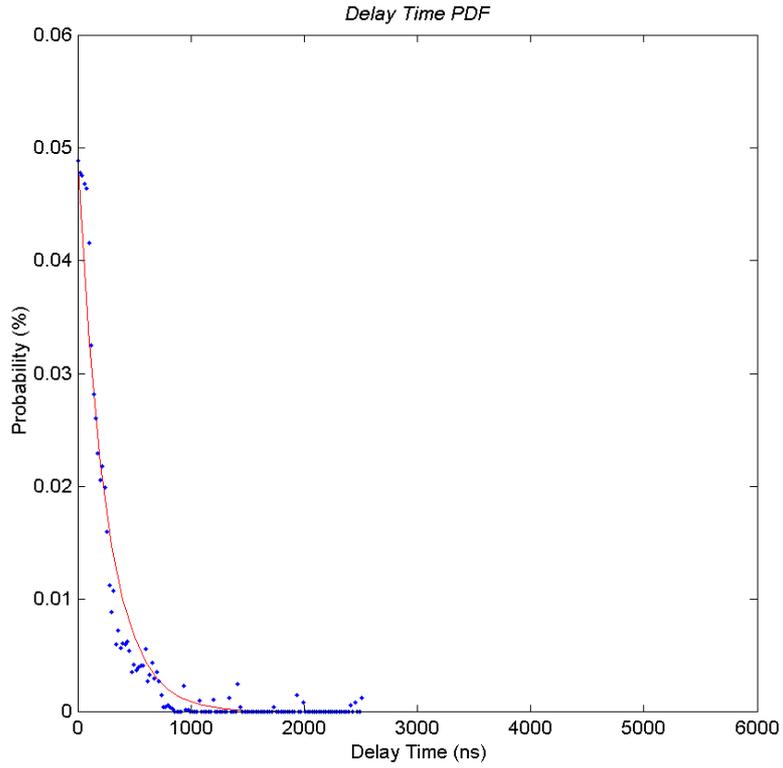


圖 3-44 中壢郊區之 TOA 量測與模擬結果

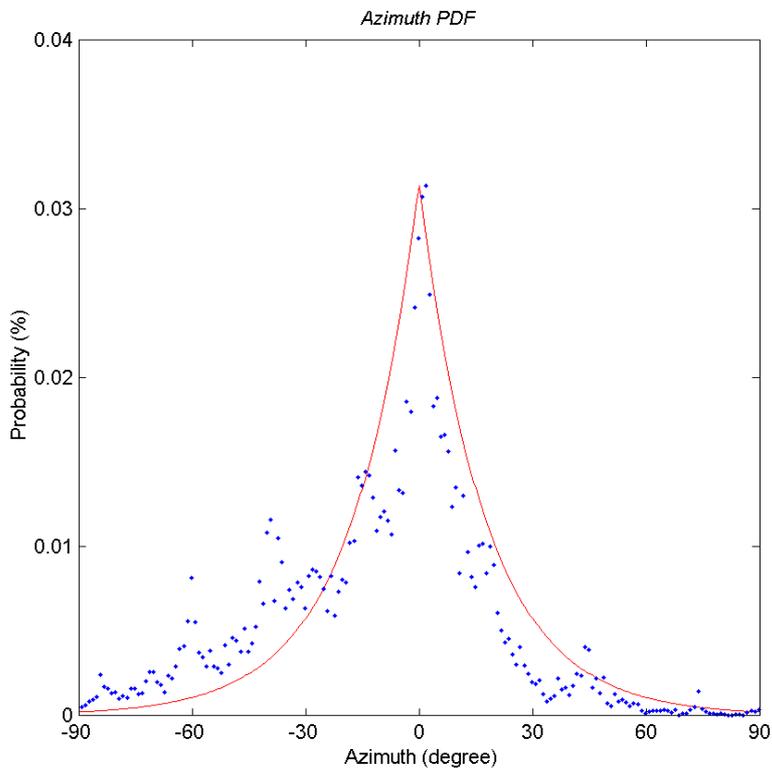


圖 3-45 台北東區之 AOA 量測與模擬結果

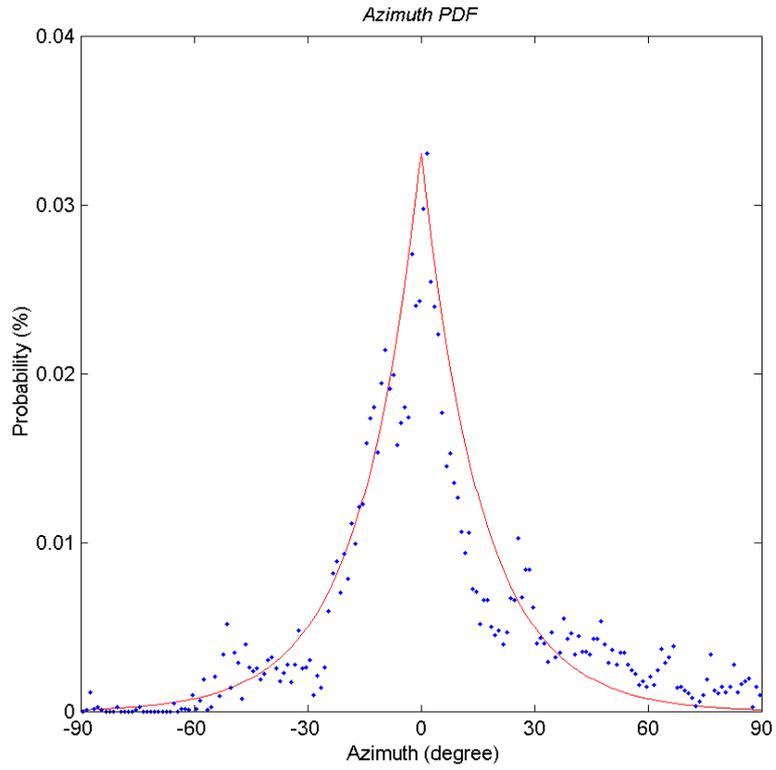


圖 3-46 中壢市區之 AOA 量測與模擬結果

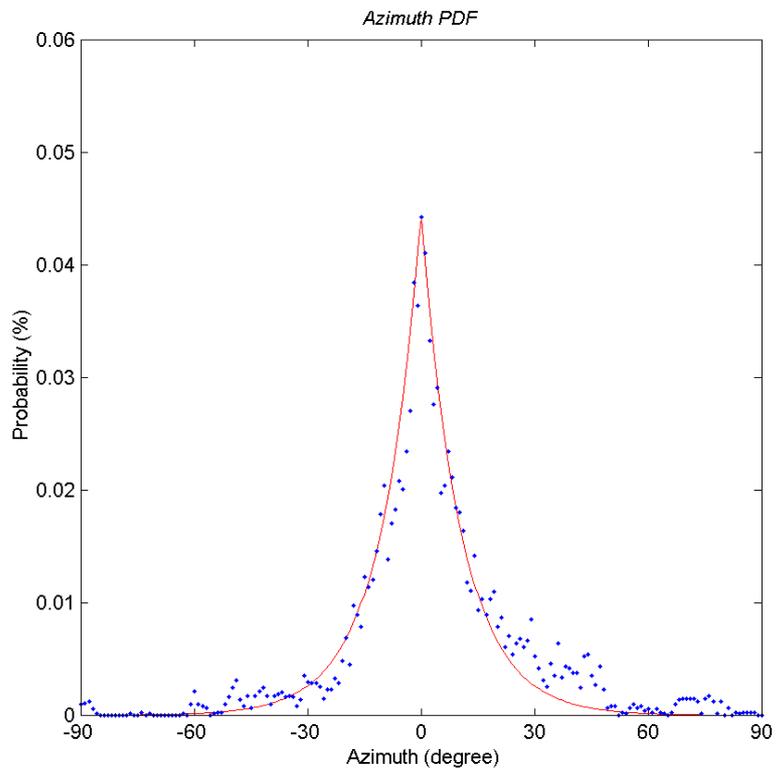


圖 3-47 中壢郊區之 AOA 量測與模擬結果

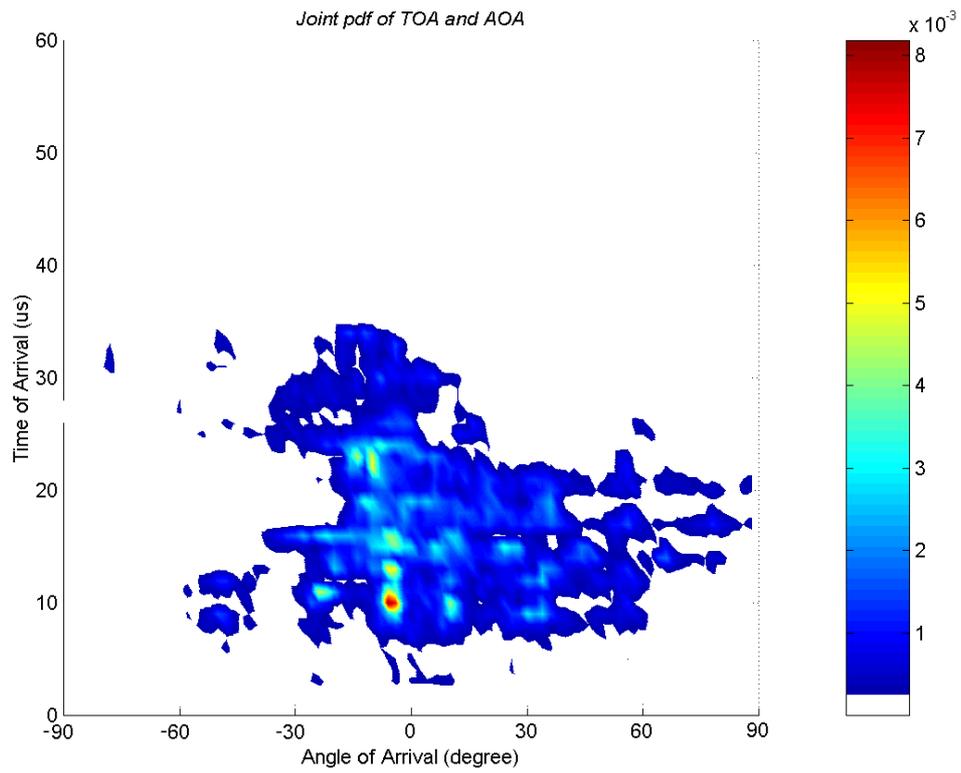


圖 3-48 大都會區之聯合 TOA/AOA 機率密度分佈

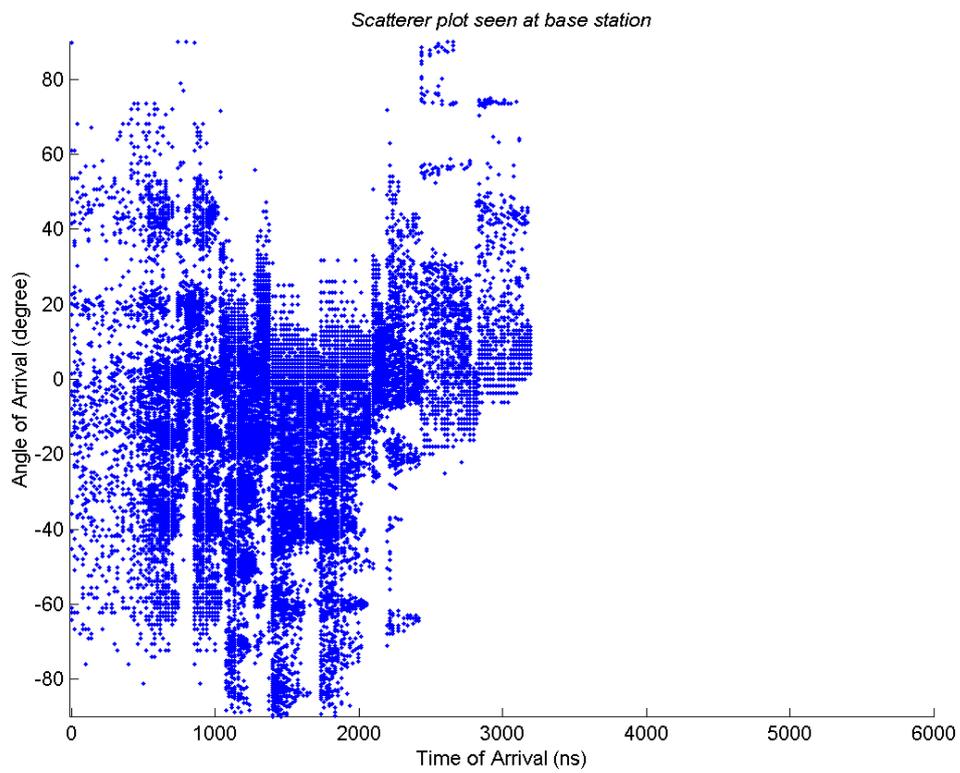


圖 3-49 大都會區之散射體分佈圖

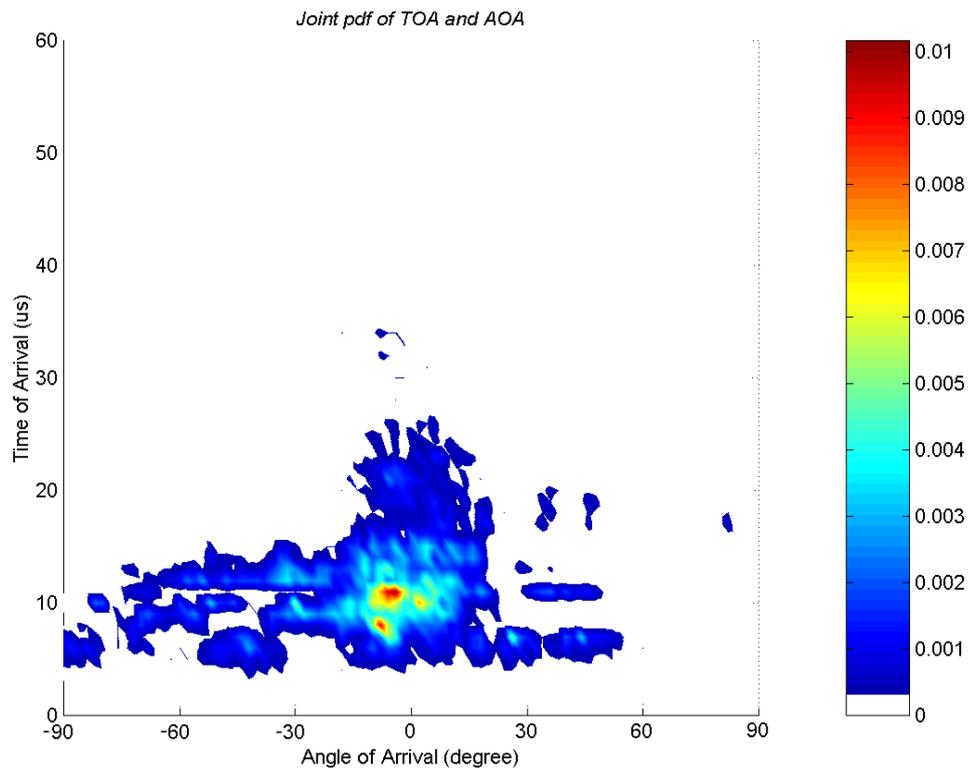


圖 3-50 中小型都會區之聯合 TOA/AOA 機率密度分佈

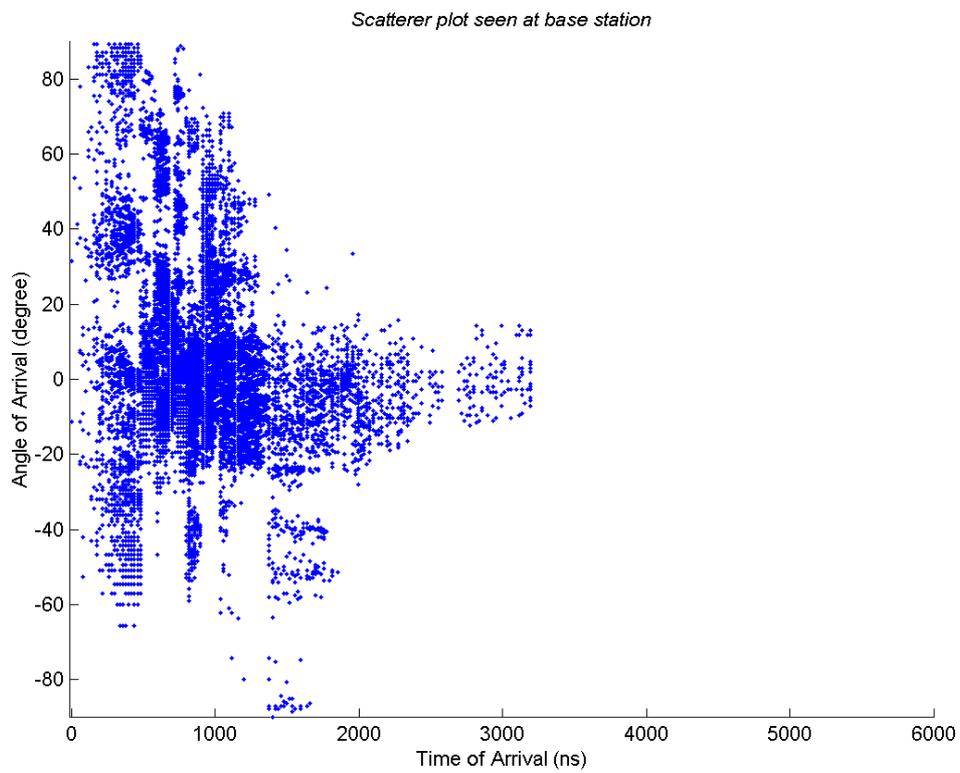


圖 3-51 中小型都會區之散射體分佈圖

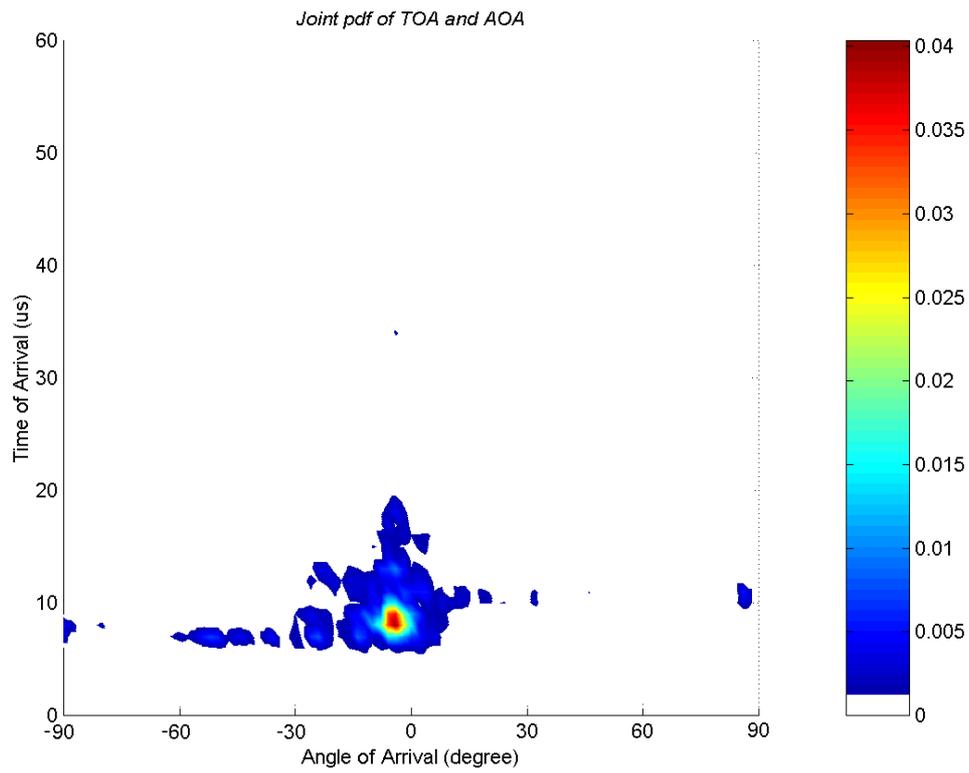


圖 3-52 郊區之聯合 TOA/AOA 機率密度分佈

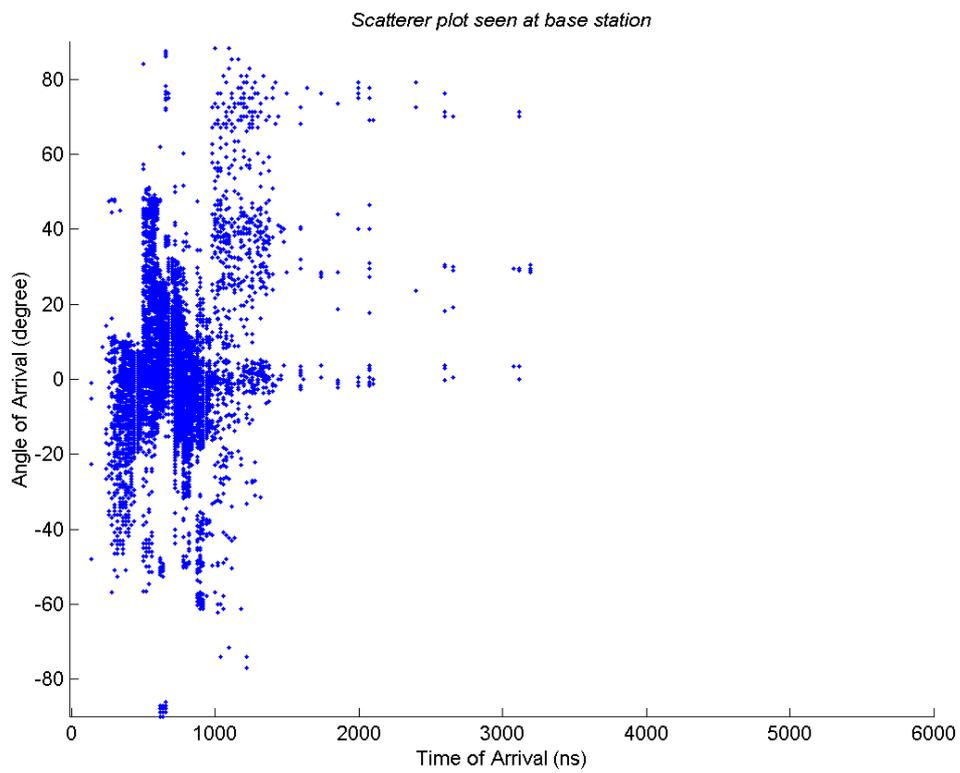


圖 3-53 郊區之散射體分佈圖

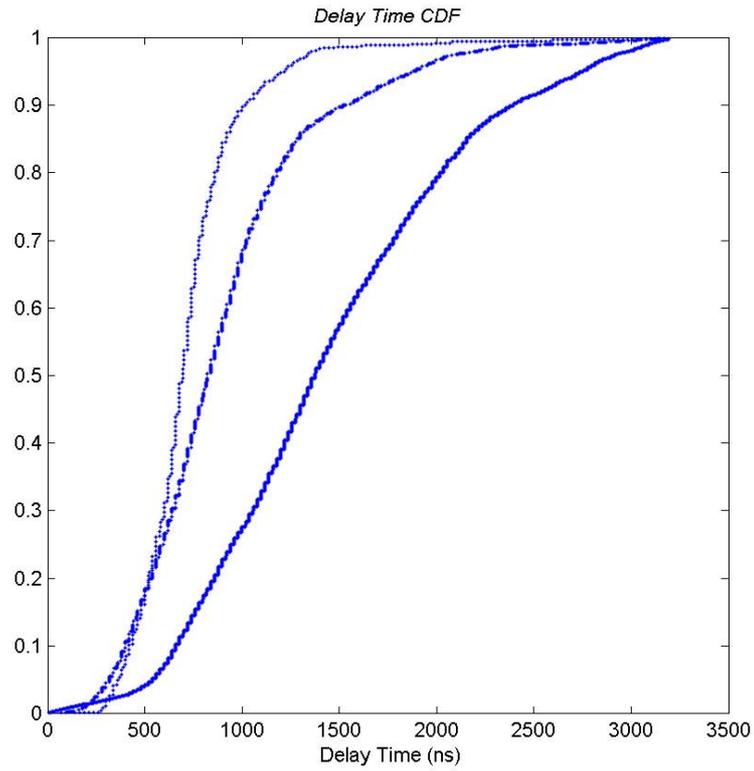


圖 3-54 大都會區、中小型都會與郊區之 TOA 量測與模擬結果

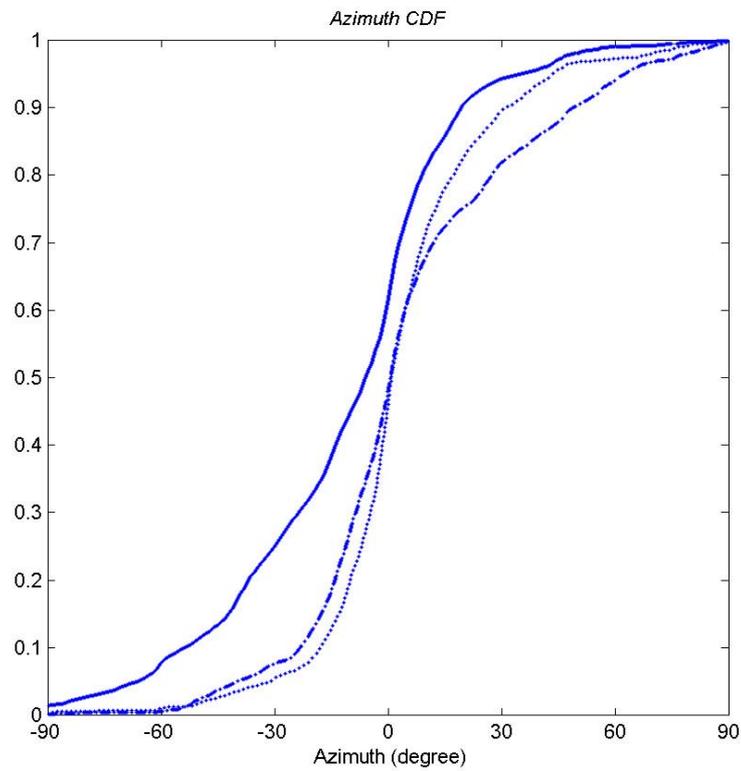


圖 3-55 大都會區、中小型都會與郊區之 AOA 量測與模擬結果

3.3 DS 與 AS 分析

從 3.1 與 3.2 節的量測分析結果中，我們發現到無論在都會區或郊區環境，傳播路徑大多集中在某一 TOA 與 AOA 範圍中，因此我們可以利用 DS 與 AS 參數來進行分析。DS 與 AS 是一個通道的時間與角度發散參數，其定義已經在文獻[3]中詳述。此外，AS 也是提供決定方向性天線指向性的重要參數。

3.3.1 台北市東區

圖 3-56 與圖 3-59 為信義路的量測 DS 與 AS 結果。由於該路段量測起始點位於信義路與復興南路交叉路口，兩側建築物多為高十七層以上之高樓，且道路兩旁種植約二層樓高的行道樹，故主要傳播效應為區域散射、屋頂繞射及遠端牆面反射，所以 DS 與 AS 比較大，並隨著量測行進距離之改變上下振盪。當行進距離增加時，建築物高度有下降之趨勢，此時屋頂繞射與區域散射為主要之傳播效應，遠端反射效應漸弱，DS 與 AS 也跟著漸漸降低。當量測距離到達約 270 公尺時，發射點位於信義路 74 巷巷口，由於此時為 LOS 環境，且基地台與行動台間距離最小，故 Delay Spread 與 Angel Spread 最小，約為 120ns 與 3 度；而當發射點位於巷口兩邊轉角附近時，此時屬於 NLOS 環境，除了之前的區域散射、屋頂繞射、遠端牆面反射外，還多了牆角繞射效應，故 DS 有突然增加之情形，AS 則沒有多大的變動，這是因為波傳播的方向被限制在巷道內。過了 74 巷巷口後，又恢復了 NLOS 環境，建築物高度又增加至十五層以上，且發射端與接收端的距離漸遠，因此 DS 與 AS 也漸漸增加。注意在行進距離約 310 公尺的十字路口效應，這是發生在當移動台通過信義路與敦化南路口時所造成。

圖 3-57 與圖 3-60 為敦化南路的量測 DS 與 AS 結果。由於敦化南路兩側皆為二十層以上大樓，所以大部份情況下皆為 NLOS 環境，主要傳播效為屋頂繞射與遠端繞射點散射，DS 約在 300 至 500ns 間振盪，AS 則約在 20 度左右。注

意整條敦化南路上皆有 AS 與 DS 突然變小之處，此乃由於接收天線陣列與發射端恰好能夠在大樓相鄰間隙形成 LOS 情形，可是由於道路兩旁建築物高度及密度依然偏高，因此 DS 與 AS 仍然偏高，且持續在一定範圍內振盪。由此路徑量測結果可知，較高建築物所形成之 NLOS 傳播環境使得 DS 與 AS 整體分佈雖然偏高，但變化卻較為平緩(上下振盪)。另外，路徑尾端的距離已愈來愈遠，建築物分佈情形也較為複雜，因此 AS 以及 DS 也逐漸上升。

圖 3-58 與圖 3-61 為大安路的量測 DS 與 AS 結果。由圖 3-59 可發現，量測距離小於 100 公尺時，由於該方向建築物極低，約只有 3 至 4 層樓高，且道路兩旁沒有種植行道樹，主要傳播機制為 LOS 傳播情形或屋頂繞射，故 DS 與 AS 很小，分別約在 50ns 與 5 度左右。當量測距離在 100 到 150 公尺之間時，該方向之建築物高度變成 7、8 層樓高，形成 NLOS 環境，造成繞射效應遽增，DS 與 AS 分別增至 250ns 與 20 度。接下來的一小段距離建築物又降為四層，且部分形成 LOS 環境，因此 AS 略有降低。量測距離到達 180 公尺之後，基地台與行動台之間成為 NLOS，並且該方向上的建築物高度也與天線陣列高度相當抑或是更高，因此各種傳遞波的傳播情形也較為複雜，特別是西南方向存在有許多高樓大廈，且建築物造型及分佈均不規則，使得 AS 分佈變動更劇烈，此時 DS 分佈趨勢大體上與 AS 相似，量測距離從 150 公尺到 300 公尺之間，有著與 AS 相似的震盪情形，惟在接近 300 公尺左右有一遞減趨勢，可能是由於對應該方向的大安路的東側建築物較低，儘管並非 LOS 情形，但是無線電波仍可在不受嚴重干擾下到達接收端。當超過 400 公尺後，建築物較高且為 NLOS 情形，接收端與發射端距離漸遠，所以 AS 與 DS 也逐漸增加。

3.3.2 中壢市區

圖 3-62 為中壢市區路徑 1 到路徑 3 (天線陣列從 0 度轉至 90 度) 的 DS 量測結果，可以觀察到 0 度的 DS 有隨量測行進時間遞減的趨勢，45 度時則大致為上下震盪，90 度時則是在緩慢遞增後又漸漸減少的情形。當指向 0 度時，

行動台從 NLOS 情形出發且已經超出天線陣列的有效範圍外，接收脈衝經過之傳播路徑較長，因此 DS 較大，隨時間增加，行動台開始進入天線有效範圍且開始有 LOS 情形出現，因此 DS 也逐漸減少。當天線陣列朝向 45 度時，行動台幾乎都在有效範圍內，且量測路徑大致呈現左右對稱的情形，行動台在整條路徑上的距離與基地台變化亦不大，因此 DS 的變化也較為接近。當指向 90 度時，趨勢與 0 度大致相反，可是變化較為和緩，當量測時間超過 120 秒後 DS 開始遞減，此時行動台雖逐漸遠離天線陣列有效範圍，並由於 LOS 情形逐漸出現，因此使 DS 下降。

圖 3-63 為中壢市區路徑 1 到路徑 3（天線陣列從 0 度轉至 90 度）的 AS 量測結果，其趨勢與 DS 相當接近。從 DS 與 AS 的量測結果來看，對於同一條道路使用不同的天線陣列指向會對量測結果有顯著的影響，這也表示天線方向性對無線通訊的品質好壞有顯著的影響。

3.3.3 中壢郊區

圖 3-64 為郊區量測路徑 1 到 3 的 DS 與 AS 量測結果（天線陣列分別指向北向 0 度、60 度與-60 度），郊區環境較為單純，因此我們可以發現天線陣列即使指向不同方向，DS 的改變並不會太大，可是對 AS 卻有顯著的影響。從圖 3-65 可以觀察到 0 度的 AS 變化不大，可是+60 與-60 度的 AS 卻分別有遞減與遞增的趨勢，這是因為行動台進入與離開天線陣列有效範圍且 LOS 情形開始存在所造成的結果，LOS 時脈衝多由行動台方向被接收，因此 AS 也會較為集中。對於量測路徑 4 到 6（天線陣列分別指向東向 0 度、-30 度與-90 度）的 DS 與 AS 量測結果（圖 3-66 與 67），其趨勢與路徑 1 到 3 相當接近，與路徑 1 道路徑 3 同樣的傳播機制亦可解釋路徑 4 到路徑 6 的 DS 與 AS 變化情形。

3.3.4 市區與郊區 DS 與 AS 之 CDF 比較

圖 3-68 為都會區與郊區的 DS 累計機率密度分佈圖，圖中可以觀察到大都

會區、小型都會區與郊區的 DS 有明顯的差異性。郊區有約百分之九十的 DS 都低於 100ns，而中小型都會區與大都會區的 DS 則為 250 ns 與 380ns。這可能是由於較多的 LOS 情形使得 DS 較小。可是在郊區環境中，仍有百分之十的 DS 範圍從 100 到 400ns。因此，相較於都會區環境，郊區的 DS 變化性可能亦較高，這可能是因為郊區的較高建物數目比其他區域為少，它們雖然會造成較大的 DS，但因數目少因此所造成的較大 DS 亦相對明顯。在都會區環境中，即使是不同的量測路徑，其 DS 也較為接近，變化也較小。

圖 3-69 為都會區與郊區的 AS 累計機率密度分佈圖。我們可以觀察到郊區環境約有一半的 AS 集中在 10 度左右，都會區則約為 16 度左右。因此，都會區環境的 AS 通常比郊區環境為大，這是由於都會區 NLOS 環境較多所造成。

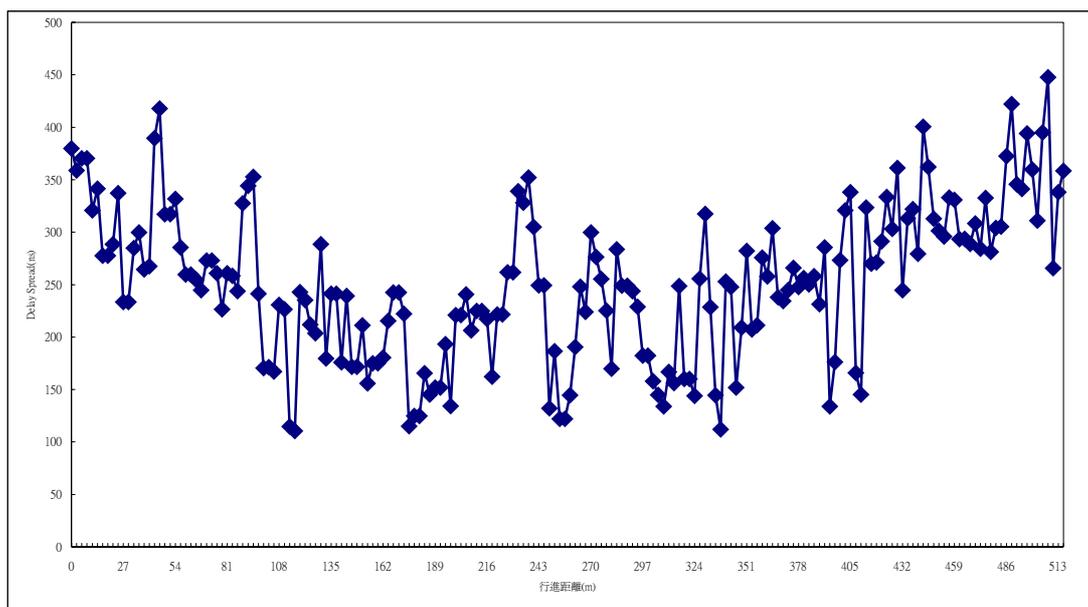


圖 3-56 信義路之量測 DS

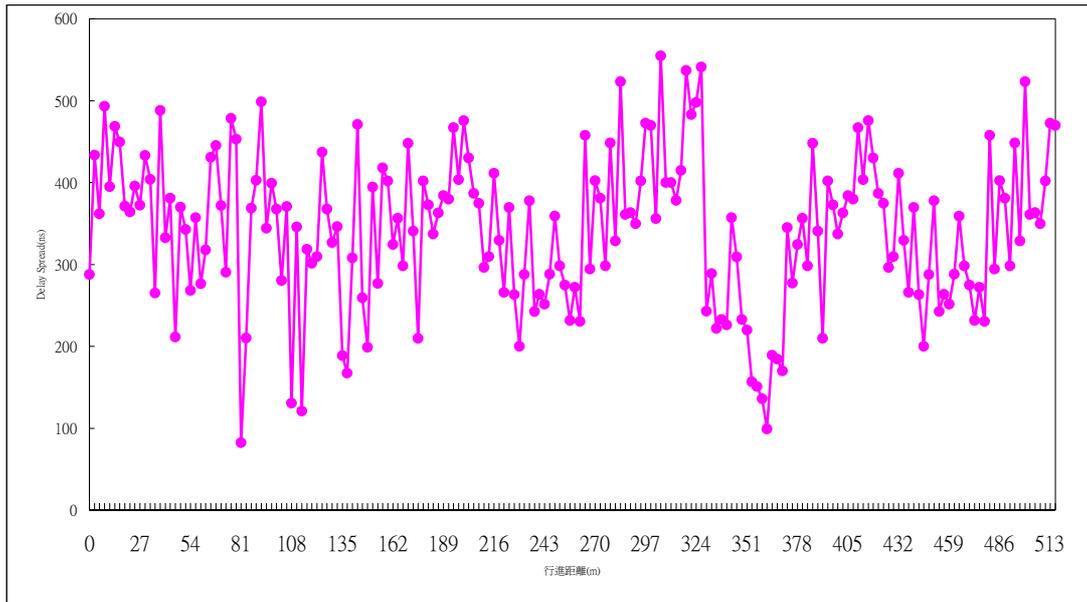


圖 3-57 敦化南路之量測 DS

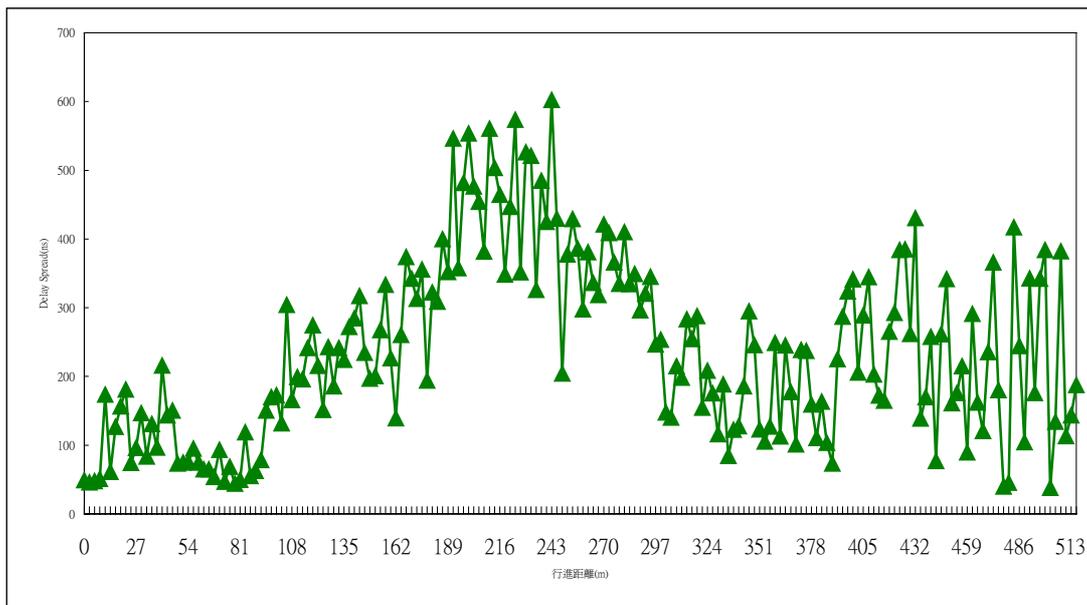


圖 3-58 大安路之量測 DS

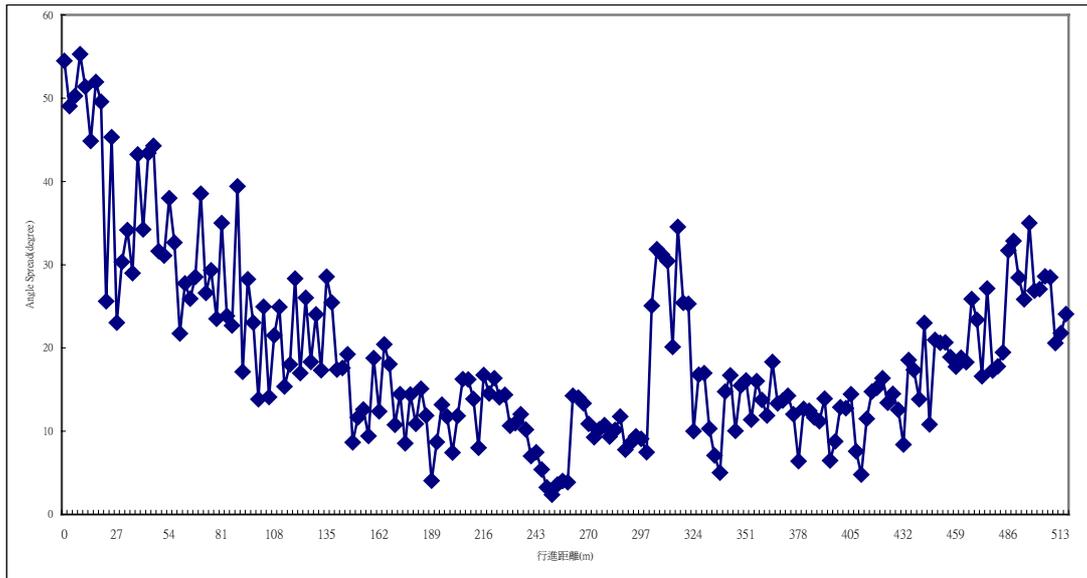


圖 3-59 信義路之量測 AS

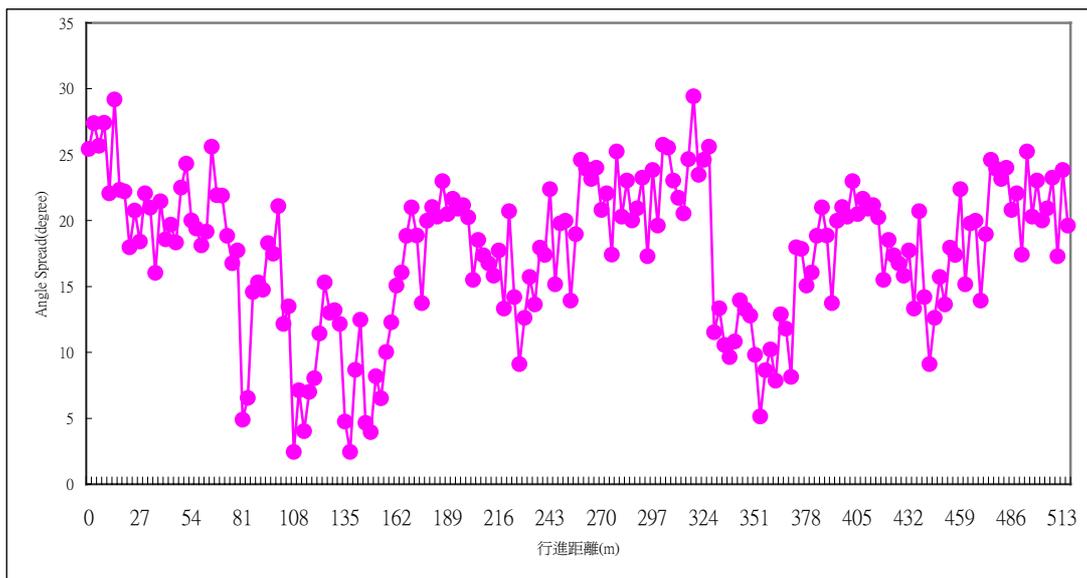


圖 3-60 敦化南路之量測 AS

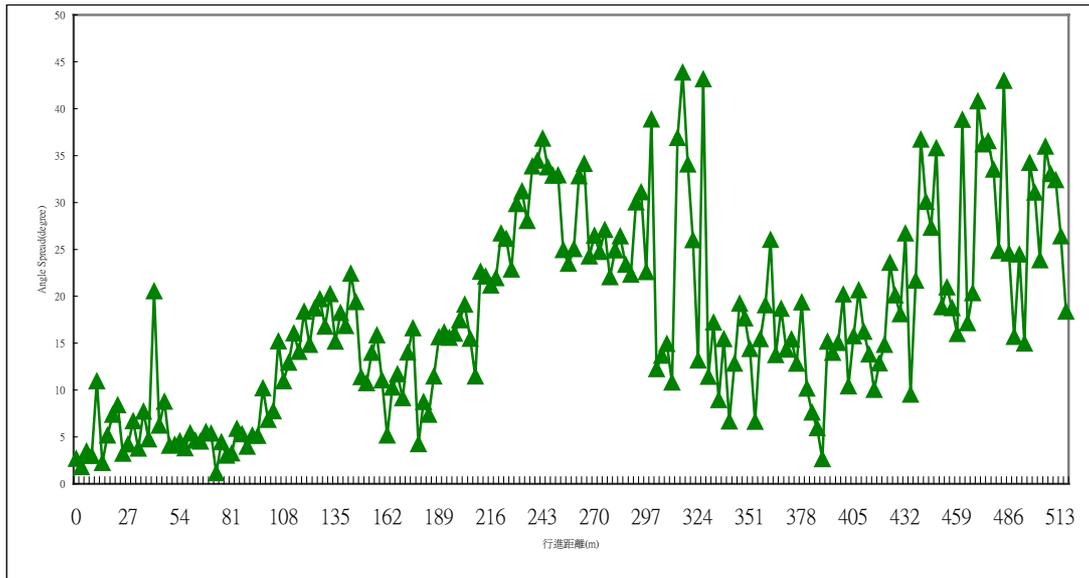


圖 3-61 大安路之量測 AS

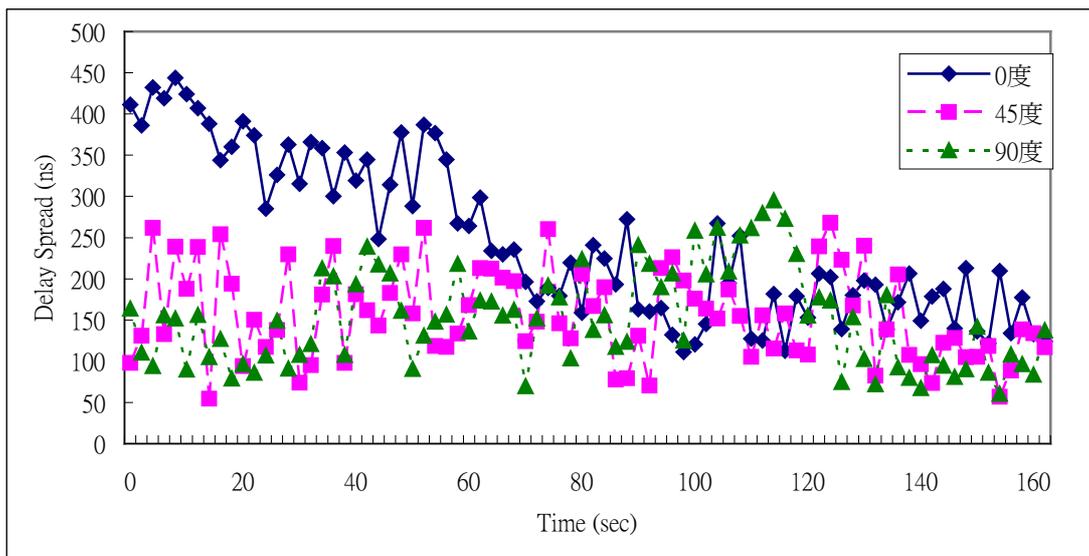


圖 3-62 中壢市區量測 DS

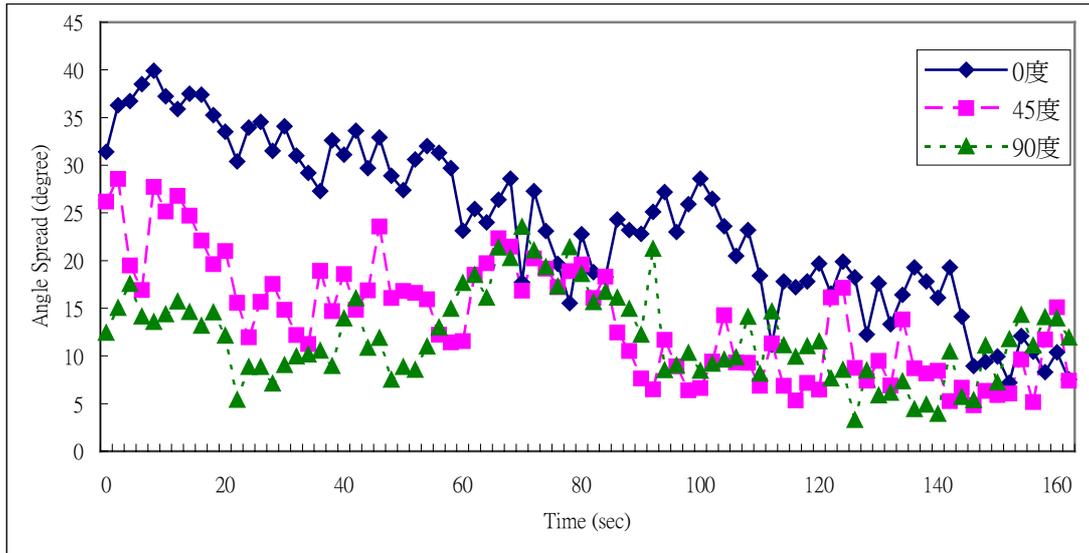


圖 3-63 中壢市區量測 AS

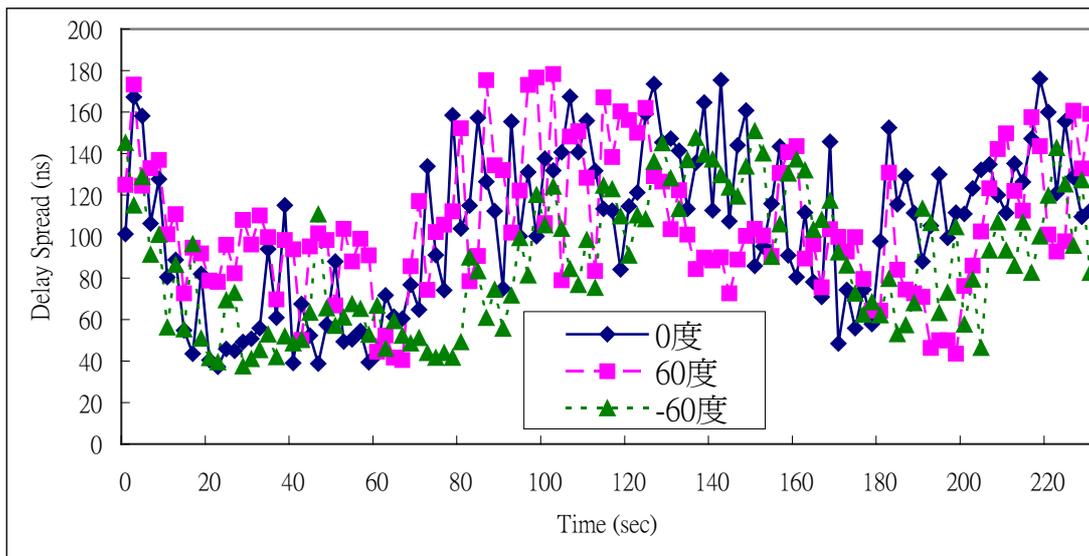


圖 3-64 中壢郊區路徑 1 至 3 之量測 DS

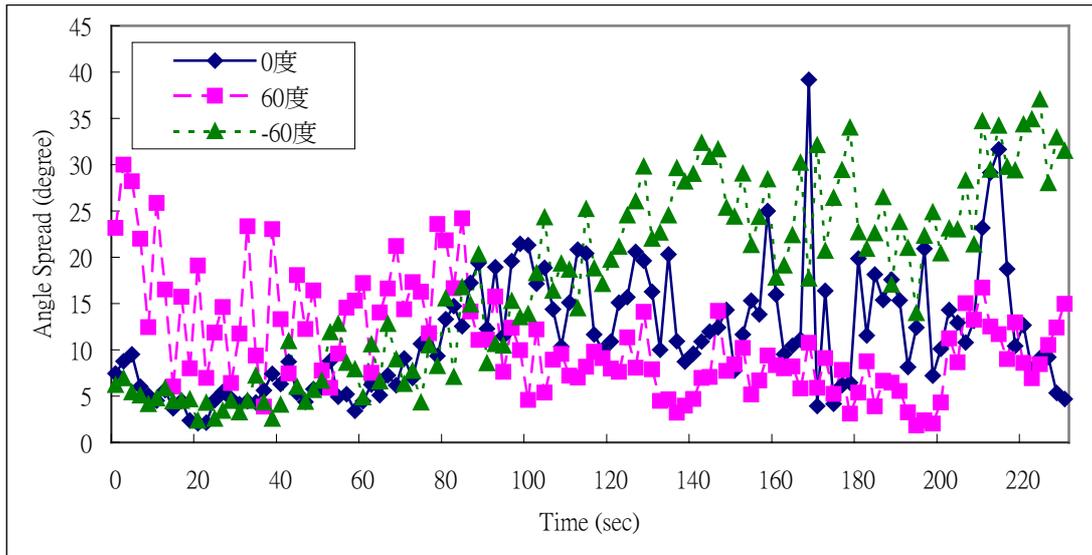


圖 3-65 中壢郊區路徑 1 至 3 之量測 AS

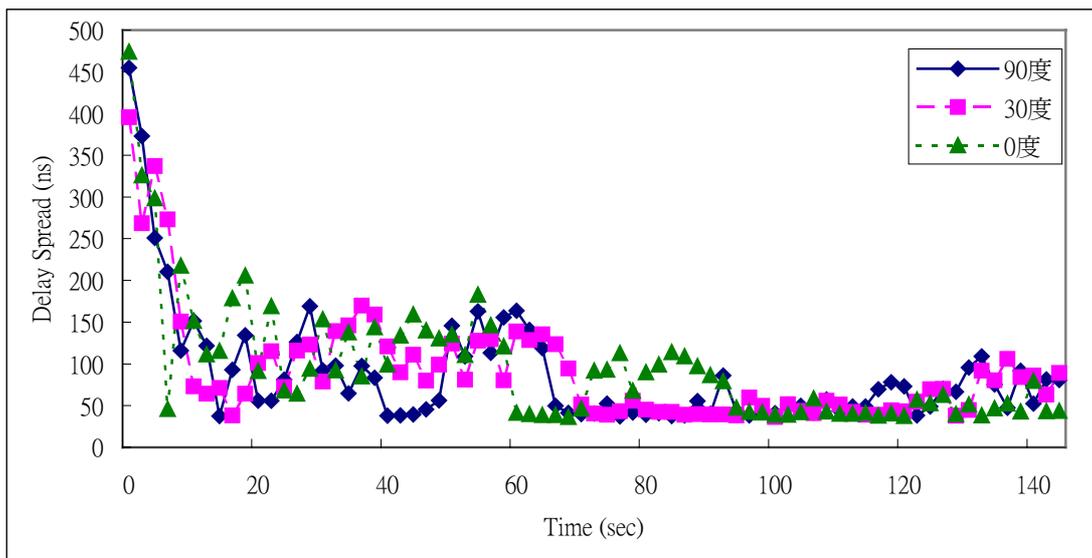


圖 3-66 中壢郊區路徑 4 至 6 之量測 DS

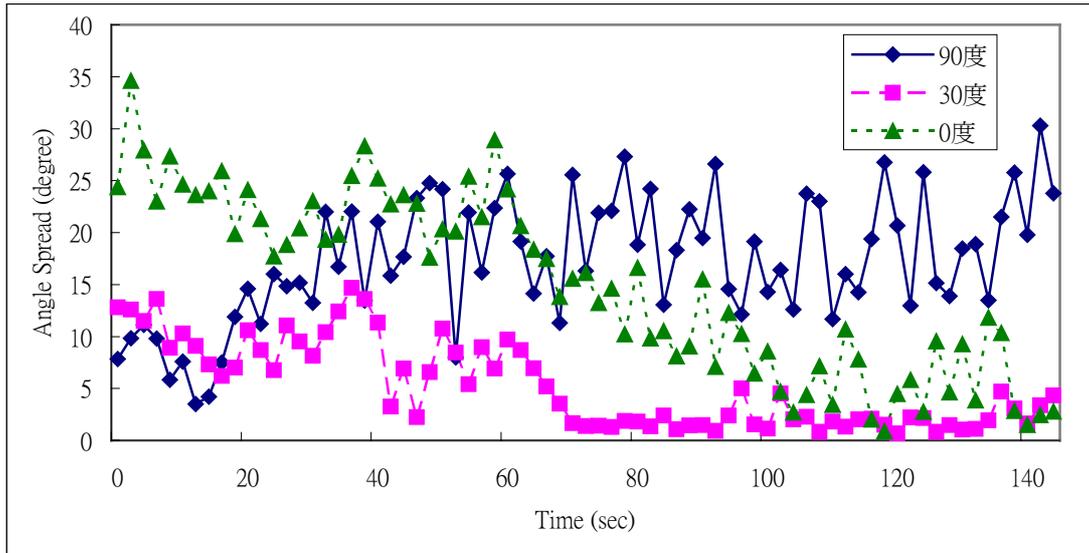


圖 3-67 中壢郊區路徑 4 至 6 之量測 AS

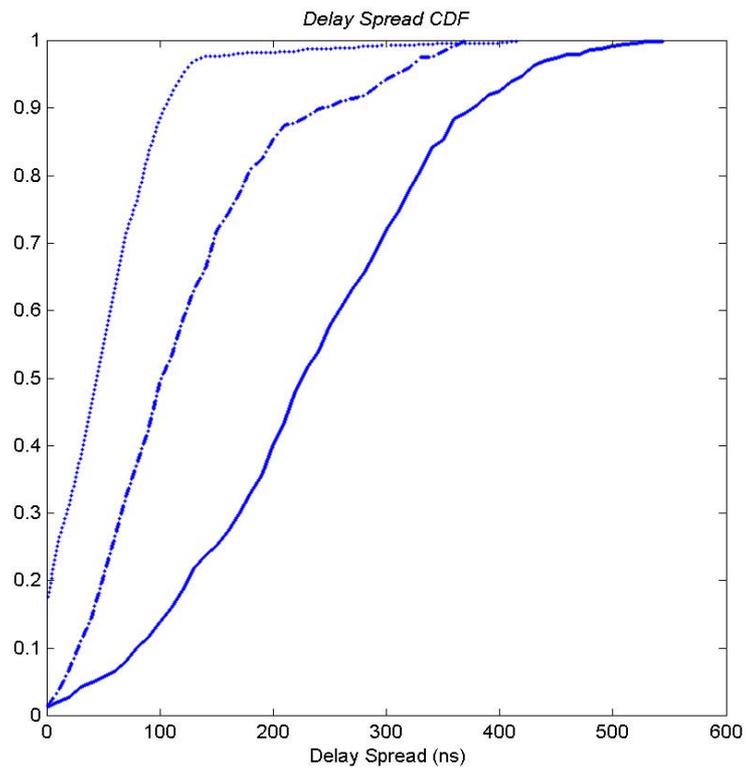


圖 3-68 大都會區、中小型都會區與郊區 DS 之 CDF

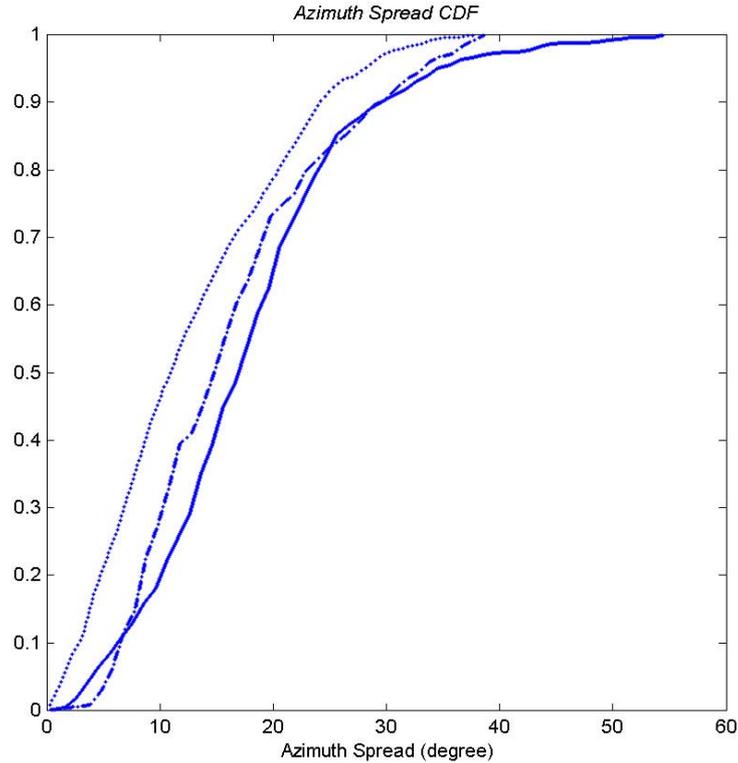


圖 3-69 大都會區、中小型都會區與郊區 AS 之 CDF

第四章 建構及驗證空-時通道實體模型

吾人所發展之空-時通道實體模型為一適應環境性電波傳播模型 SSPM (Site-Specific Propagation Model)，包含考量電波在垂直剖面與水平剖面之傳播情形，簡述如下。(1)垂直剖面：考量垂直剖面方向之多重路徑之電波貢獻，多重路徑波包含多重屋頂繞射波、地面反射波及直接波。(2)水平剖面：考慮橫向方向之反射波及轉角繞射波之貢獻。

4.1 實體傳播模型

在無線通信系統中，由於市區建築密度較高，電波在此環境中傳播時，介於發射天線與接收天線之間的電波傳播路徑通常被不同高度及彼此間不同距離建築物所阻擋，造成電波實際傳播射線路徑非常複雜，因此吾人為能精確又

快速預估電波傳播，首先利用化簡射線傳輸矩陣法將複雜之電波傳播問題作簡化，以處理垂直剖面之電波傳播射線如圖 4-1(a)所示。應用化簡射線傳輸矩陣法 (Modified Ray-transmission- matrix-method, MRTM)能夠追蹤越過建築物屋頂之 N 次繞射波路徑化簡射線傳輸矩陣法。雙射線模型(Two ray model)，如圖 4-2 所示，可以處理直接波與地面反射波。當在三維環境時，除了包括二維模型外，再加入了建築物之反射波(3D-R)及牆面之繞射波(3D-R-D)，三維模型中追蹤計算反射波及繞射波如圖 4-1(b)所示，應用映像定理及均勻繞射理論分別追蹤存在於建築物牆壁及牆角之反射點與繞射點，最後利用幾何光學理論及均勻繞射理論計算電波傳播路徑損失值。適應環境傳播模型其簡要流程說明如圖 4-3 所示。

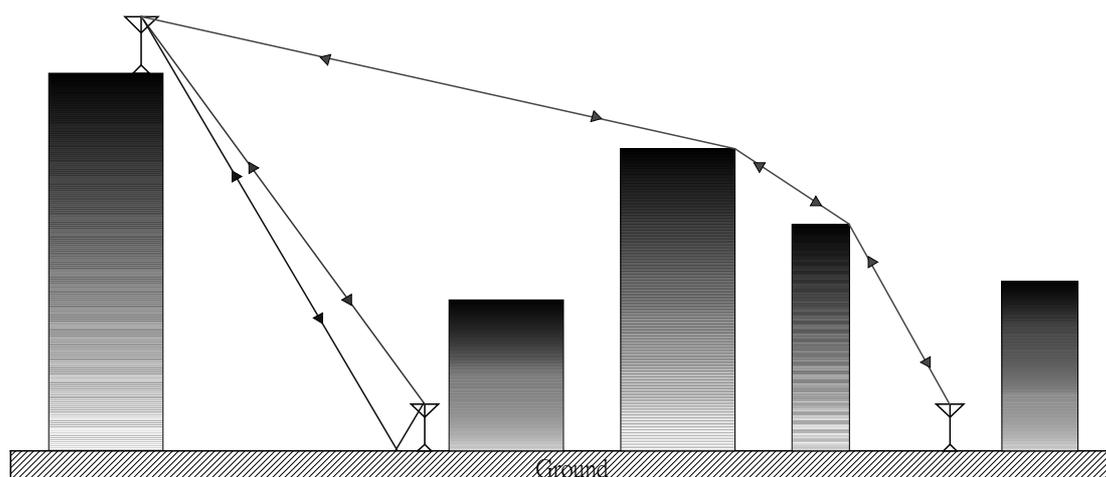


圖 4-1(a) 二維電波傳播主要路徑

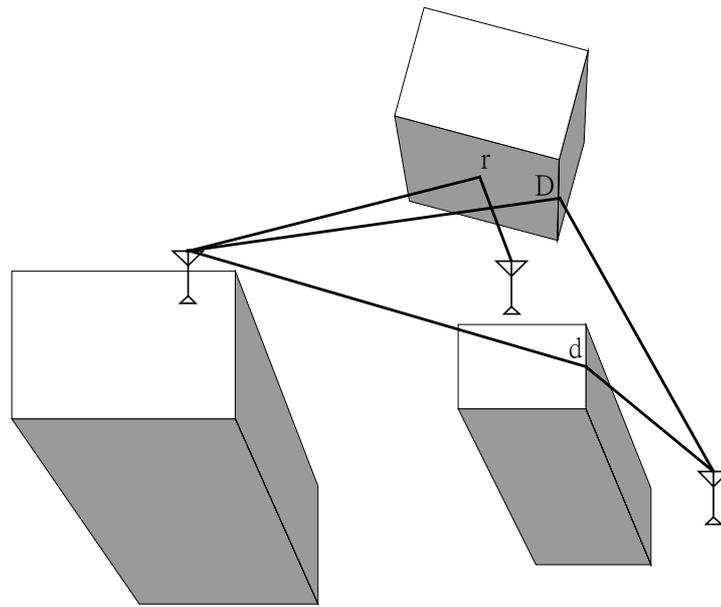
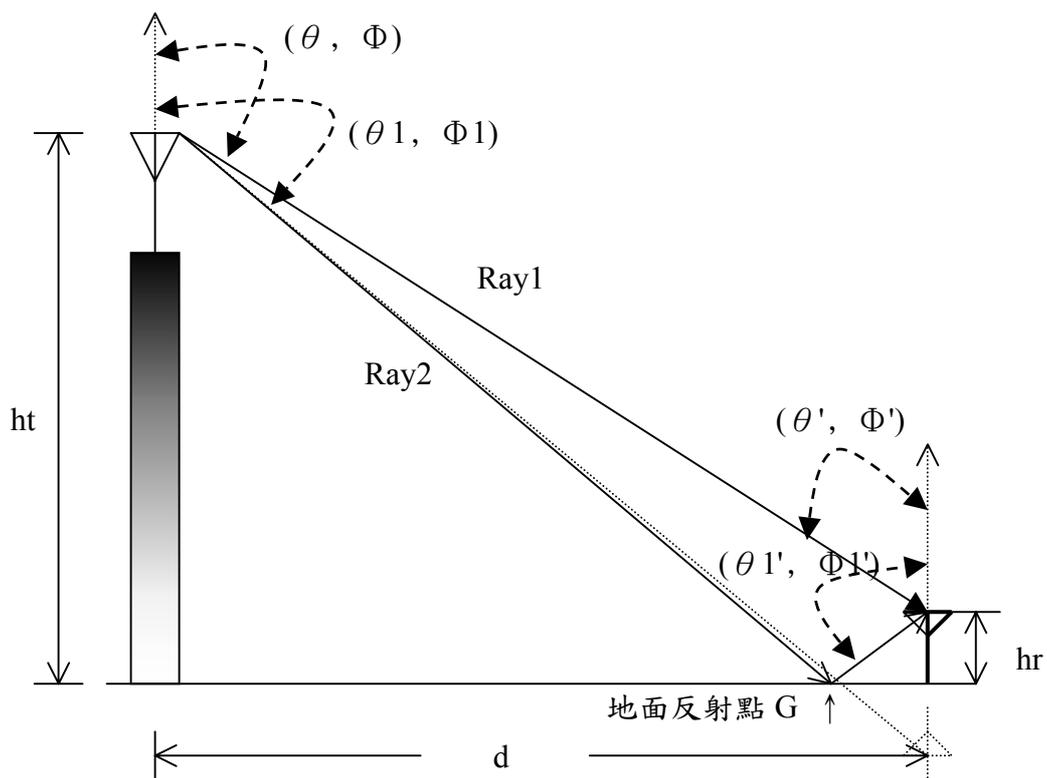


圖 4-1(b) 三維電波傳播主要路徑， r 表示反射點， d 表示屋頂繞射點， D 表示牆角繞射點



* 假設地面平坦及地球曲率不計

* 地面反射點作標 $(0, \frac{ht \cdot d}{ht + d}, 0)$

圖 4-2 雙射線模式

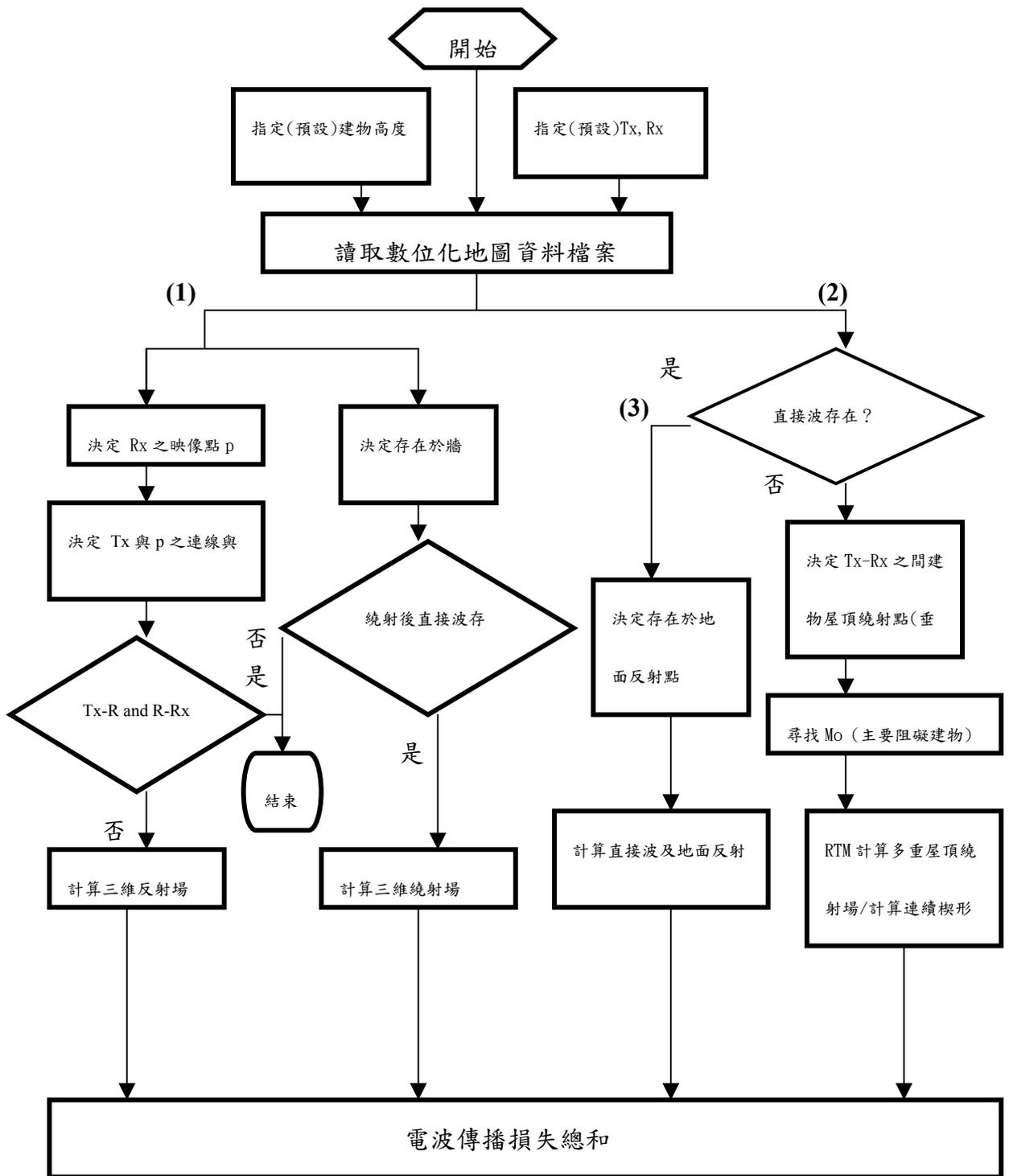


圖 4-3 適應環境電波傳播模式流程圖

實體電波傳播模型中包含了直接、反射、繞射波之計算，這些場可分別由不同射線來表示，每種傳播機制可由4.2至4.4節中所提到的理論加以計算。對於在接收點 i^{th} 射線的複數向量電場可用下列公式表示：

$$\vec{E} = \vec{E}_0 \cdot G_{ti} \cdot G_{ri} \cdot L_i(d) \cdot L_D(\phi_i) \cdot \prod_j \overline{\overline{D}}_j \cdot \prod_k \overline{\overline{\Gamma}}_k \quad (4-1)$$

其中 \vec{E}_0 是在一公尺處的電場， G_{ti} 、 G_{ri} 是發射及接收天線的輻射場圖(radiation pattern)。 $L_i(d)$ 、 $L_D(\phi_i)$ 分別是路徑長度為 d 的 i^{th} 射線之路徑損失及 i^{th} 射線與 ϕ_i 相關之繞射損失[4]如圖4-4(b)。 $\overline{\overline{D}}$ 及 $\overline{\overline{\Gamma}}$ 分別為第 i^{th} 射線傳播中的第 j^{th} 繞射及第 k^{th} 反射係數，兩者可用4.2及4.3節的公式算出，這兩個係數在三度空間中均為3x3的矩陣，這裡我們分別使用射線固定座標系統及邊緣作標系統，所以可簡化為2x2之矩陣。在此要注意的是(4-1)式中，吾人並未將散射場列入考慮。因為大部份的情形其振幅比specular之反射場來得小。在圖4-4(a)中，specular反射射線(路徑線段以 r_1 ， r_2 表示)正比於 $1/(r_1 + r_2)^2$ 。然而，diffuse散射電場由路徑線段 s_1 ， s_2 組成正比於 $1/(s_1 s_2)^2$ 。此乘積關係是由於當射線入射散射面重新輻射後所生額外擴散損失。它只有在接收點靠近散射點時，電場才有顯著的變化。然而，擴散成份的振幅比specular成份隨距離的衰減來得快，因此在計算時可將其忽略，最後利用如下公式計總和平均電波衰落損失。

$$\vec{E}_T = \vec{E}_{T,2D} + \vec{E}_{T,3D} \quad (4-2)$$

$$P_L = 20 \log_{10} \frac{\vec{E}_T}{\vec{E}_i(1m)} \quad (4-3)$$

其中 $\vec{E}_{T,2D}$ 二維接收端向量複數電場強度總和， $\vec{E}_{T,3D}$ 三維接收端向量複數電場強度總和， \vec{E}_T 為接收端向量複數電場強度總和， $\vec{E}_i(1m)$ 為距發射天線1m電場強度。

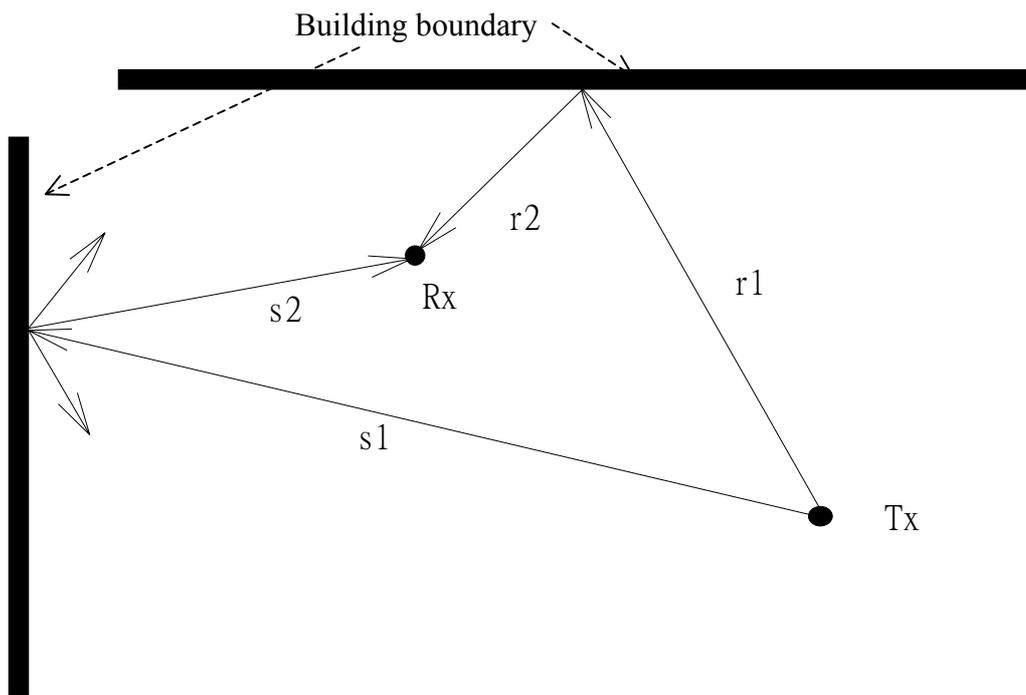


圖 4-4(a) 鏡面反射及散射

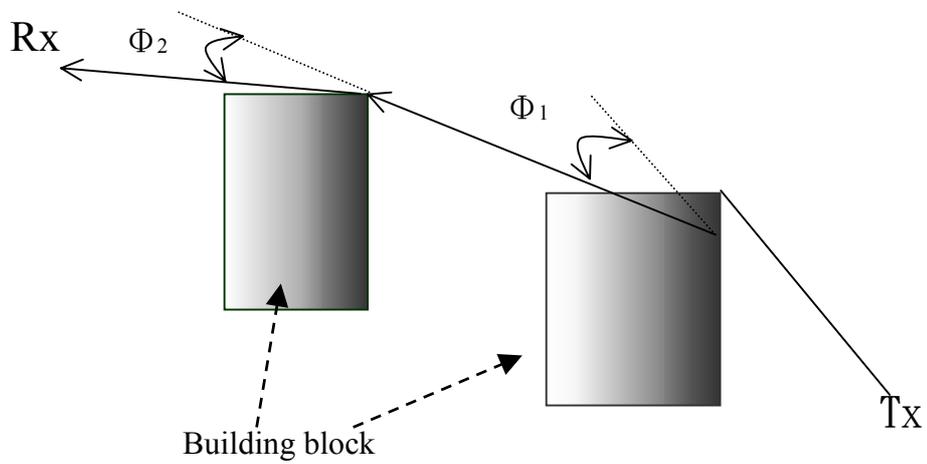


圖 4-4(b) 繞射

4.2 二維射線傳輸矩陣之化簡

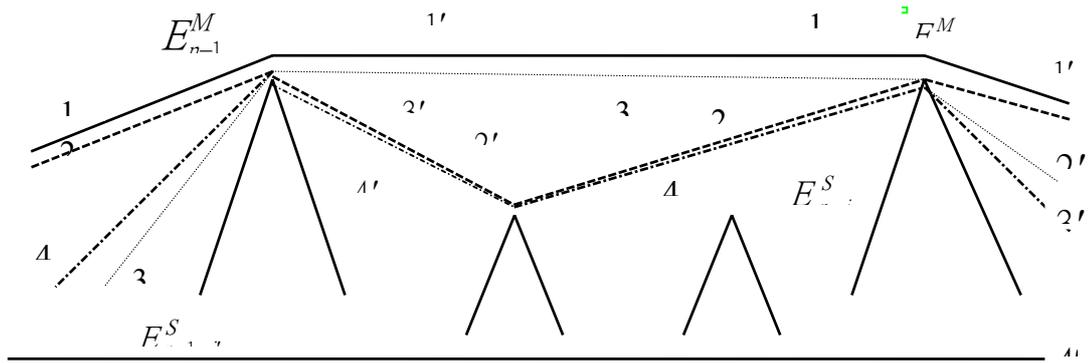
都會區高架天線與接收天線之間常有不同大小、形狀、面向建築物阻擋尤其傳播路徑愈遠時其阻礙建物愈多且複雜，為了簡化問題及加速計算機執行速率，利用射線傳輸矩陣法(RTM)[5]處理垂直剖面多重繞射問題，因(RTM)方法中次要阻礙建物(SO)影響不大故忽略之；僅考慮主要阻礙建物(MO)並把其入射角及繞射角加以修改以合乎實際情況，吾人則以化簡射線傳輸矩陣法(MRTM)稱之，首先將介於發射端及接收端的垂直剖面上的沿線之建築物分 N 個主要阻礙建築物(Main Obstacle, MO) 和次要阻礙建築物(secondary obstacle, SO)兩類。其定義如下:直接阻斷兩相鄰 OB 之間之直接路徑的建築物為主要建築物(MO)。第一個 MO 為發射站，而最後一個 MO 為接收端。最後，發射站到接收端之間的垂直剖面將被這些 MO 分成 N 個區段。在每個區段中，如果介於兩相鄰 MO 之間的建築物的高度足夠阻擋由這兩相鄰 MO 所決定之 Fresnel zone，則這些建築物被定義為次要阻礙建築物(SO)。

圖 4-5 所示為第 n 個區段中由 MO_{n-1} 至 MO_n 的所有主要的傳播射線。該二維射線傳輸模型中假設所有 SO 與 SO、MO 與 SO、SO 與 MO 之間之直接繞射射線的貢獻可以忽略，只考慮 MO 對 MO 的繞射射線的貢獻。

經由 MO_{n-1} 到 MO_n 的入射波 E_n^M 的射線的總和如下:

$$E_n^M = E_{n-1}^M T_{n-2, n-1, n}^{MMM} \quad (4-4)$$

這些傳輸係數(transmission coefficient) $T_{\alpha\beta\gamma}^{XYZ}$ 包含繞射和路徑損失。上標 XYZ 表示阻礙建築物的型態，主要阻礙建築物。下標 $\alpha\beta\gamma$ 為對應阻礙建築物的序號。



obstacles MO_{n-1} SO_j SO_{j+1} MO_n

Profile sections

$n-1$ | n | $n+1$

| Incident | Diffraction | Line Type | Path Description |
|----------|-------------|-----------|---|
| 1 | 1' | ————— | MO_{n-1} —————> MO_n |
| 2 | 2' | - - - - - | MO_{n-1} —————> SO_j ———> MO_n |
| 3 | 3' | | $SO_{j'}$ —————> MO_{n-1} ———> MO_n |
| 4 | 4' | - - - - - | $SO_{j'}$ —————> MO_{n-1} ———> SO_j |

圖 4-5 射線傳輸矩陣法(RTM)

然後將第n個 MO_n 的入射波 E_n^M 組合成一個入射波向量 \vec{E}_n ，即可得到一含有射線傳輸矩陣(RTM)的公式：

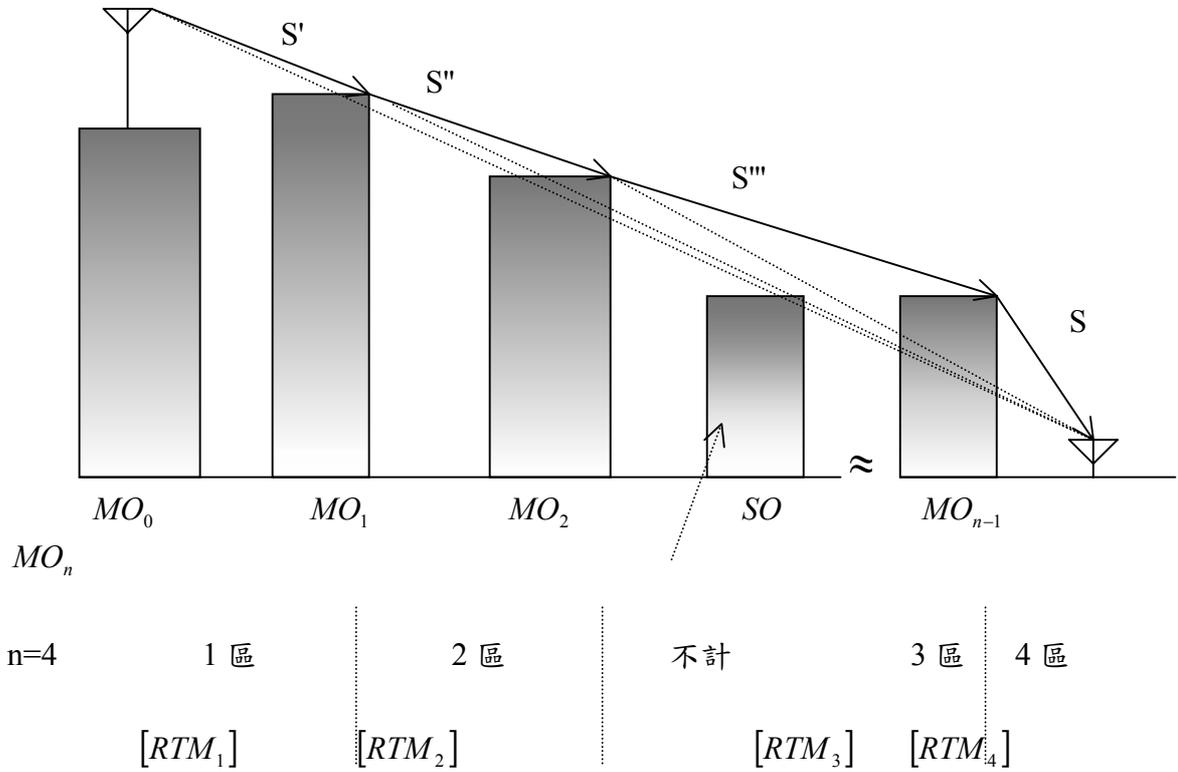
$$\vec{E}_n = [RTM_n] \cdot \vec{E}_{n-1} \quad (4-5)$$

$$[E_n^M] = [T_{n-2,n-1,n}^{MMM}] \cdot [E_{n-1}^M] \quad (4-6)$$

射線傳輸矩陣將主要阻礙建築物 MO_{n-1} 的 " $j_{tot} + 1$ " 個入射射線和主要阻礙建築物 MO_n 的 " $j_{tot} + 1$ " 個入射射線電場結合在一起，最後將垂直剖面N個區段中的單一射線傳輸矩陣 RTM_j 乘起來，便可得到二維射線傳輸模型所預測的傳播電場 \vec{E}_R 如圖4-6:

$$\vec{E}_R = [RTM_n][RTM_{n-1}] \cdots [RTM_1] \cdot \vec{E}_T \quad (4-7)$$

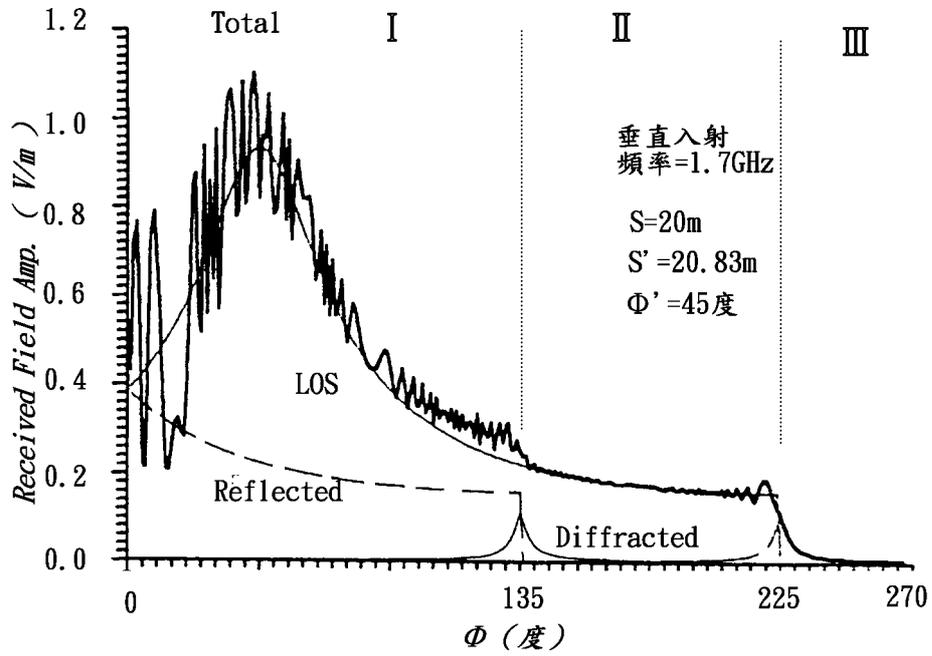
上述處理二維垂直剖面問題應用二維繞射公式；其繞射角與電波衰落損失之關係如圖4-7，得知在遮蔽區（第三區）繞射角愈大其損失愈大。



$$\vec{E}_R = K \frac{\vec{E}_i}{\xi'} \cdot e^{-jKS'} \cdot A_1 \cdot \overline{D}_1 \cdot e^{-jKS''} \cdot A_2 \cdot \overline{D}_2 \cdot e^{-jKS'''} \cdot A_3 \cdot \overline{D}_3 \cdot e^{-jKS}$$

$$\begin{matrix} [RTM_1] & [RTM_2] & [RTM_3] & [RTM_4] \end{matrix}$$

圖 4-6 多重屋頂繞射(MRTM)



$0^\circ < \Phi < 135^\circ$ I 區 ; $135^\circ \leq \Phi \leq 225^\circ$ II 區 ; $225^\circ \leq \Phi < 270^\circ$ III

區

圖 4-7(a) 電場分佈圖，球形波垂直入射於導體楔形物

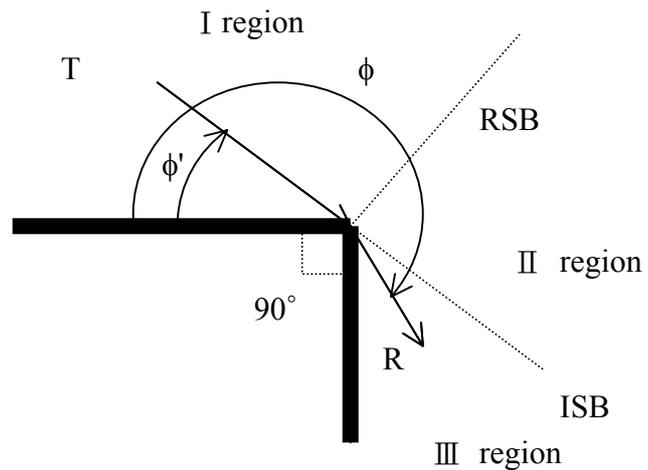


圖 4-7(b) 二維繞射幾何關係圖

4.3 三維射線追跡

實際電波傳播路徑為三維問題，為追蹤其傳播路徑，根據史耐爾反射定理 (Snell's law of reflection) 及映象法則追蹤存在於每棟建築物牆面之反射點;並應用凱勒繞射理論 (Keller's law of diffraction) [6]追蹤其存在於每棟建物轉角之繞射點，再判斷是否為有效之反射點或繞射點，為了合於實際電波傳播環境中建物；牆面可任意形狀(多邊形)。

4.3.1 搜尋反射點及繞射點方法

有效反射點搜尋是把建築物外緣(牆面)以向量形式處理並求其平面方程式及其法向量，並找出相對於所屬平面之映象點 (Image point)，連接發射點與接收點成直線；並判斷該直線是否與牆面相交 [7],並判斷其反射點是否有效,連接發射端與其反射點、反射點與接收點形成反射波射線，其射線所經路徑必須不受建築物阻擋，其射線所經之反射點稱之有效一次反射點，最後如圖 4-8 必須符合如下結果。

$$N_1 \sin(\hat{n}, \hat{s}_1) = N_2 \sin(\hat{n}, \hat{s}_2) \quad (\text{Snell's law}) \quad (4-8)$$

$$\hat{S}_2 = \hat{S}_1 - 2(\hat{n} \cdot \hat{S}_1)\hat{n} \quad (4-9)$$

其中 N_1, N_2 分別為，為介質 1，介質 2 折射率

有效繞射點存在於建物牆角或屋頂，根據 Keller's law (入射角等於繞射角) 已知發射天線、接收天線、繞射轉角(屋頂)座標在根據(4-10)式即可求出繞射點位於轉角之繞射點(或屋頂)位置，連接發射端與繞射點、繞射點與接收端形成繞射波射線(三維繞射波)，該射線所經路徑必不受建築物阻擋其所經之繞射點始為有效一次繞射點，繞射點位於建築物轉角之 XY 平面座標，而其繞射點位於該轉角之地面高度以如下公式表示：

$$h_Q = \frac{h_T d_R + h_R d_T}{d_T + d_R} \quad (4-10)$$

其中 h_T 為發射天線高度、 h_R 為接收天線高度、 d_T 為發射天線與轉角間距離(地平面)、 d_R 為接收天線與轉角間距離(地平面)。

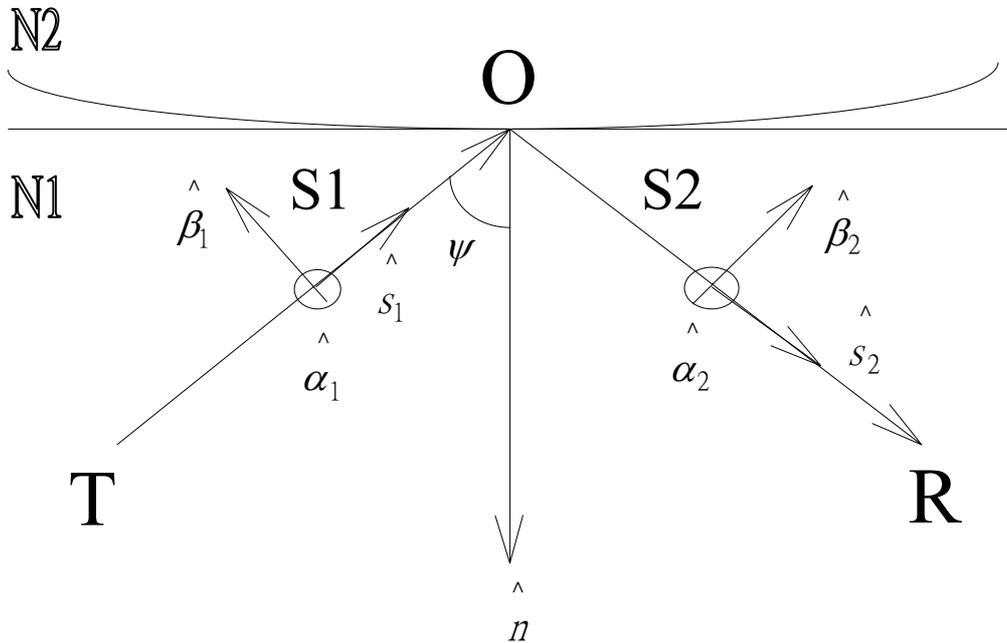


圖 4-8 射線固定(反射)座標系統

4.3.2 射線固定座標系統

為了考慮電波在三維空間的電波傳播問題及電場極化方向，反射係數必須表示成 3×3 的矩陣，通常矩陣內的元素難以計算。但經由射線固定座標系統轉換，只需用 2×2 矩陣表示即可，且矩陣元素較容易計算。在此舉例當電波入射一界面時，如何利用射線固定座標系統(Ray-fixed coordinate system)[8]計算其反射電場。在圖 4-8 中，一射線由 T 方向入射一界面和此界面相交於 O 點，然後反射朝向接收點 R。在位置 O 的反射場 $\vec{E}^r(x, y, z)$ 可由入射場 $\vec{E}^i(x, y, z)$ 及反射矩陣 \vec{R} 決定，公式如下：

$$\vec{E}^r(x, y, z) = \vec{R} \cdot \vec{E}^i(x, y, z) \quad (4-11)$$

其中

$$\bar{R} = \begin{bmatrix} R_{xx} & R_{xy} & R_{xz} \\ R_{yx} & R_{yy} & R_{yz} \\ R_{zx} & R_{zy} & R_{zz} \end{bmatrix} \quad (4-12)$$

\bar{R} 為一3x3矩陣以(x,y,z)座標表示，此為一全區性座標系統(global coordinate system)。在圖4-8中利用射線固定座標系統，入射場、反射場的射線固定座標分別以 $(\hat{s}_1, \hat{\alpha}_1, \hat{\beta}_1)$ 及 $(\hat{s}_2, \hat{\alpha}_2, \hat{\beta}_2)$ 表示。 \hat{s}_1 為發射點T至反射點O的入射單位向量， \hat{s}_2 為反射點O至接收點R的反射單位向量， n 為界面的法向量。其中 α_i 及 β_i , $i=1,2$ 可定義為:

$$\begin{aligned} \hat{\alpha}_1 &= \hat{s}_1 \times n / |\hat{s}_1 \times n|, & \hat{\beta}_1 &= \hat{s}_1 \times \hat{\alpha}_1 / |\hat{s}_1 \times \hat{\alpha}_1| \\ \hat{\alpha}_2 &= \hat{s}_2 \times n / |\hat{s}_2 \times n|, & \hat{\beta}_2 &= \hat{s}_2 \times \hat{\alpha}_2 / |\hat{s}_2 \times \hat{\alpha}_2| \end{aligned} \quad (4-13)$$

$\hat{\beta}_1$ 為入射面上的單位向量， $\hat{\beta}_2$ 為反射面上的單位向量。 $(\hat{s}_1, \hat{\alpha}_1, \hat{\beta}_1)$ 及 $(\hat{s}_2, \hat{\alpha}_2, \hat{\beta}_2)$ 分別構成所謂的入射及反射射線固定座標，它們是屬於區域性座標系統(local coordinate system)。在 $(\hat{s}_1, \hat{\alpha}_1, \hat{\beta}_1)$ 及 $(\hat{s}_2, \hat{\alpha}_2, \hat{\beta}_2)$ 座標系統， $\bar{E}^i(x, y, z)$ 及 $\bar{E}^r(x, y, z)$ 可分別由 $(E_{\alpha_1}^i, E_{\beta_1}^i, E_{s_1}^i)$ 及 $(E_{\alpha_2}^r, E_{\beta_2}^r, E_{s_2}^r)$ 表示。如果使用上述固定座標系統，沿著射線方向，入射及反射場皆為零，亦即 $E_{s_1}^i = E_{s_2}^r = 0$ 。因此，(4-11)式可簡化為:

$$\bar{E}_o^i(x, y, z) = \hat{\alpha}_1 \bar{E}_{\alpha_1}^i + \hat{\beta}_1 \bar{E}_{\beta_1}^i = \begin{bmatrix} E_{\alpha_1}^i \\ E_{\beta_1}^i \end{bmatrix} \quad (4-14)$$

$$\bar{E}_o^r(x, y, z) = \hat{\alpha}_2 \bar{E}_{\alpha_2}^r + \hat{\beta}_2 \bar{E}_{\beta_2}^r = \begin{bmatrix} E_{\alpha_2}^r \\ E_{\beta_2}^r \end{bmatrix} \quad (4-15)$$

$$\bar{R} = \begin{bmatrix} R_{\alpha\alpha} & R_{\alpha\beta} \\ R_{\beta\alpha} & R_{\beta\beta} \end{bmatrix} \quad (4-16)$$

其中 $R_{\alpha\alpha} = R_s$ $R_{\beta\beta} = R_p$ $R_{\alpha\beta} = R_{\beta\alpha} = 0$ 。此處 R_s 及 R_p 分別為垂直與平行極化反射係數，和入射角及入射界面介電係數有關。

4.3.3 反射係數

因為在吾人的傳播環境中皆為較短距離的傳播，所以並不考慮地球曲率的問題，並假設反射界面為局部平坦及建築物材質均勻。反射波的振幅(amplitude)及相位(phase)與界面反射點的反射係數有關。反射係數會依電波極化為水平極化(horizontal polarization)或垂直極化(vertical polarization)的不同而不同，再加上反射的界面並非完全導體也非完全絕緣體，所以反射係數會與反射界面的相對介電常數(dielectric constant) ϵ 及導電率(conductivity) σ 有關，由於地面及建物的牆面材質、面向、構造相當複雜，吾人選取平均介電常數(dielectric constant) ϵ 及導電率(conductivity) σ [9]，計算地面及建物牆面的傅斯耐爾反射係數。

平行極化波反射係數 R_h 為[10]

$$R_{\text{perpendicular}} = R_h = \frac{\cos \psi - \sqrt{(\epsilon_r - jx) - \sin^2 \psi}}{\cos \psi + \sqrt{(\epsilon_r - jx) - \sin^2 \psi}} \quad (4-17)$$

其中 ψ 為入射角，如圖4-1所示， $x = \frac{\sigma}{\omega \epsilon_0}$ ， ω 為發射電波的角頻率 (angular frequency)， ϵ_r 為相對介電係數 (relative dielectric constant)。垂直極化波反射係數 R_v 為

$$R_{\text{parallel}} = R_v = \frac{(\epsilon_r - jx) \cos \psi - \sqrt{(\epsilon_r - jx) - \sin^2 \psi}}{(\epsilon_r - jx) \cos \psi + \sqrt{(\epsilon_r - jx) - \sin^2 \psi}} \quad (4-18)$$

其中(4-18)式中 R_v 等於(4-16)式中 $R_{\alpha\alpha}$ ，(4-17)式中 R_h 等於(4-16)式中 $R_{\beta\beta}$ 。

4.3.4 雙射線模型

雙射線模型 (Two ray model) [11]是由直接波(Ray1，如圖 4-2)，與地面反射波(Ray2)組合而成，因都會區傳播距離較短，所以並不考慮地球曲率問題，並假設反射地面為平坦的。地面反射波的振幅及相位與地面反射點的反射係數有關。地面反射係數會依電波極化為平行極化或垂直極化的不同而不同，再加

上地表並非完美導體也非完美絕緣體，所以反射係數會與地表的介電常數及導電率有關，為了考慮電波在三維空間的傳播問題及電場極化方向必需應用本章第 4.2.3 節所敘述之射線固定座標系統原理處理，由前節所述之電波極化係以入射平面為參考；電場垂直於入射平面(與水平面平行)稱之水平極化電場；平行於入射平面（與水平面垂直）稱之垂直極化電場，雙射線模型其合成電場表示如下：

$$\vec{E}_{\text{two-ray-model}} = \left| \vec{E}_{\text{LOS}} - \vec{E}_{\text{R}} \right| \quad (4-19)$$

直接波如圖 2.2 其公式表示如下：

$$\vec{E}_{\text{LOS}} = k_1 k_2 \frac{e^{-jkR_d}}{R_d} \sin \theta \sin \theta' (\hat{e}_\theta \cdot \hat{e}_{\theta'}) \quad (4-20)$$

地面反射波如圖 4-2 其公式表示如下：

$$\vec{E}_{\text{R}} = k_1 k_2 \frac{e^{-jk(R_1+R_2)}}{R_1 + R_2} \sin \theta_1 \sin \theta_1' \cdot (K_h \cdot R_h \cdot \hat{e}_h + K_v \cdot R_v \cdot \hat{e}_v) \quad (4-21)$$

其中

R_d 為直接波路徑長度， $R_1 + R_2$ 為反射波路徑長度，

\vec{E}_{LOS} 為直接路徑之場強值； \vec{E}_{R} 為反射波路徑之場強值

K_h : 入射電場在反射點所佔平行極化的比例

K_v : 入射電場在反射點所佔垂直極化的比例

\hat{e}_h : 反射的平行極化電場在接收點的方向向量

\hat{e}_v : 反射的垂直極化電場在接收點的方向向量

R_h : 同(4-17)式

R_v : 同(4-18)式

4.4 繞射損失之計算

本論文將以均勻繞射理論[6]作為計算繞射波傳播損失，如同 4.2.3 節考慮反射波時一樣，考慮電波傳播、電場極化方向及化簡繞射係數時必須把原有全區域座標系統轉化成區域座標系統，所以處理繞射波時也必須使用邊緣座標系統(Edge-fixed coordinate system)。又因實際繞射問題，大部份考慮三維問題即斜向入射楔形物體（如牆角、屋頂）如圖 4-9(a)所示，吾人處理牆角繞射(corner diffraction)時應用三維繞射公式；處理屋頂繞射(over rooftop diffraction)時則假設為垂直入射，可化簡為二維問題，當接收端距離發射端很遠時，中間有建築物阻隔，則必須考慮 N 次繞射，可利用 4.2.2 節化簡射線傳輸矩陣方法計算 N 次繞射電場。

4.4.1 邊緣固定座標系統

為了計算建築物牆面之反射場，我們使用射線固定座標系統，把入射場解構成垂直於入射平面及平行於入射平面的場，而其入射線、反射線、垂直於界面之法向量皆在共平面上，因此可簡化 2*2 矩陣反射係數，然而繞射係數卻不適用；因其繞射係數無法消去繞射係數 3*3 矩陣中 7 個元素；所以無法化簡繞射係數。

以楔形物邊緣為參考座標軸，以入射線與邊緣向量構成入射平面；繞射線與邊緣向量構成繞射平面，其關係如圖 4-9(a)說明如下[12]:

$$\hat{\phi}' = \frac{-\hat{e} \times \hat{s}'}{|\hat{e} \times \hat{s}'|} ; \text{垂直於入射平面之單位向量} \quad (4-22)$$

$$\hat{\beta}'_0 = \hat{\phi}' \times \hat{s}' ; \text{平行於入射平面之單位向量} \quad (4-23)$$

$$\hat{\phi} = \frac{\hat{e} \times \hat{s}}{|\hat{e} \times \hat{s}|} ; \text{垂直於繞射平面之單位向量} \quad (4-24)$$

$$\hat{\beta}_0 = \hat{\phi} \times \hat{s} ; \text{平行於繞射平面之單位向量} \quad (4-25)$$

由(2-22)~(2-25)推導得知如下:

$$s'_t = |\hat{s}' - (\hat{s}' \cdot \hat{e})| \quad ; \quad s'_t = s' \sin \beta_0 \quad ; \quad \hat{s}'_t = \frac{\hat{s}' - (\hat{s}' \cdot \hat{e})\hat{e}}{|\hat{s}' - (\hat{s}' \cdot \hat{e})|} \quad (4-26)$$

$$\hat{s}_t = |\hat{s} - (\hat{s} \cdot \hat{e})| \quad ; \quad s_t = s \sin \beta_0 \quad ; \quad \hat{s}_t = \frac{\hat{s} - (\hat{s} \cdot \hat{e})\hat{e}}{|\hat{s} - (\hat{s} \cdot \hat{e})|} \quad (4-27)$$

$$\hat{t}_0 = \hat{n}_0 \times \hat{e}$$

由(2-22)~(2-27)得知入射角及繞射角如下:

$$\phi' = \pi - [\pi - \cos^{-1}(-\hat{s}'_t \cdot \hat{t}_0)] \text{sgn}(-\hat{s}'_t \cdot \hat{n}_0) \quad ; \quad \text{入射角} \quad (4-28)$$

$$\phi = \pi - [\pi - \cos^{-1}(-\hat{s}_t \cdot \hat{t}_0)] \text{sgn}(-\hat{s}_t \cdot \hat{n}_0) \quad ; \quad \text{繞射角} \quad (4-29)$$

$0 \leq \phi, \phi' \leq n\pi \quad ; \quad \alpha = (2 - n\pi) \quad ; \quad \text{入射角及繞射角限制範圍}$

\hat{n}_0 為參考面(O face)之單位法向量, \hat{e} 為 \hat{Z} 方向之單位向量

入射場與繞射場之關係:

$$\vec{E}^i = E_{\beta_0}^i \hat{\beta}'_0 + E_{\phi}^i \hat{\phi}' \quad (4-30a)$$

$$\vec{E}^d = E_{\beta_0}^i \hat{\beta}_0 + E_{\phi}^i \hat{\phi} \quad (4-30b)$$

任意極化入射場解構成邊緣座標分量:

$$E_{\beta_0}^i = E^i \cdot \hat{\beta}'_0 \quad (4-31)$$

$$E_{\phi}^i = E^i \cdot \hat{\phi}' \quad (4-32)$$

由上式得繞射場:

$$\vec{E}^d = \vec{E}^i(Q_D) \cdot \overline{\overline{D}} \sqrt{\frac{s'}{s(s+s')}} e^{-jks} \quad ; \quad \overline{\overline{D}} = -\hat{\beta}'_0 \hat{\beta}_0 D_s - \hat{\phi}' \hat{\phi} D_h \quad (4-33)$$

其中 D_s 是軟邊界繞射係數 ; D_h 是硬邊界繞射係數

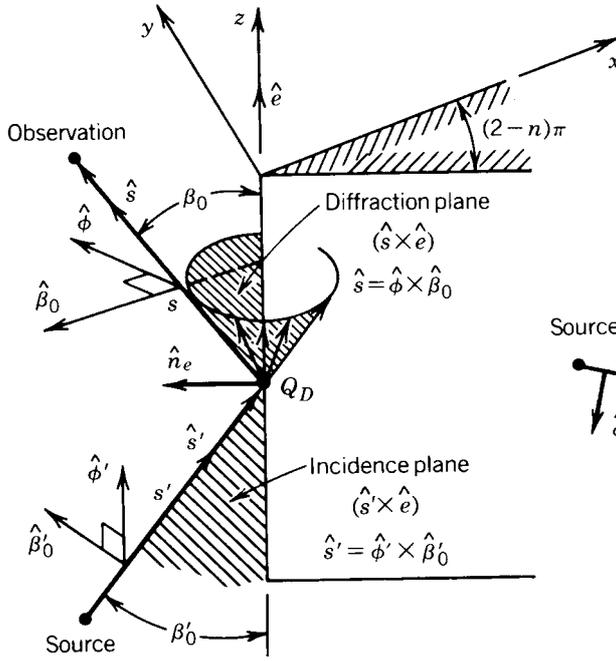


圖 4-9(a) 三維(斜向)繞射

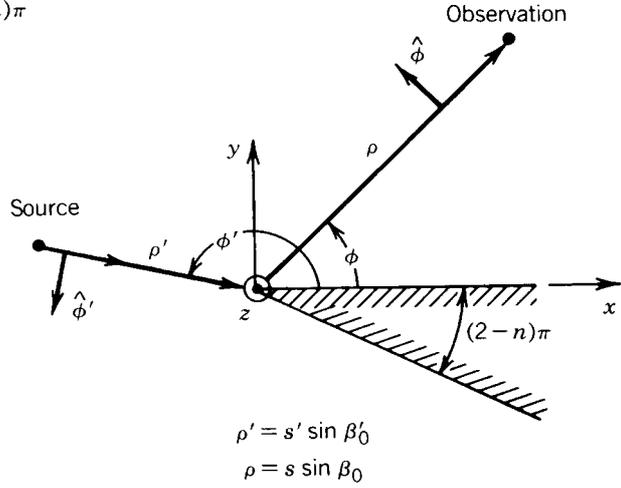


圖 4-9(b) 鳥瞰圖

4.4.2 三維均勻繞射公式

故如圖4-9(a)所示，我們可以將繞射電場分為平行及垂直於繞射面的分量 $E_{\beta_0}^d$ 及 E_{ϕ}^d ，以矩陣的形式重新表示(4-33) [13]：

$$\begin{bmatrix} E_{\beta_0}^d(s) \\ E_{\phi}^d(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} D_s & 0 \\ 0 & D_h \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_{\beta_0}^i(Q_D) \\ E_{\phi}^i(Q_D) \end{bmatrix} A(s', s) e^{-j\beta s} \quad (4-34)$$

其中， $E_{\beta_0}^i(Q_D) = \hat{\beta}'_0 \cdot \bar{E}^i$ 是入射電場在繞射點 Q_D 處平行於入射平面的分量， $E_{\phi}^i(Q_D) = \hat{\phi}' \cdot \bar{E}^i$ 入射電場在繞射點 Q_D 處垂直於入射平面的分量； D_s 、 D_h 是繞射係數。

繞射係數 D_s 、 D_h 可表示成下列的形式，

$$D_s(L; \phi, \phi'; n; \beta) = D^i(L, \phi - \phi', n, \beta'_0) - D^r(L, \phi + \phi', n, \beta'_0) \quad (4-35)$$

$$D_h(L; \phi, \phi'; n; \beta'_0) = D^i(L, \phi - \phi', n, \beta'_0) + D^r(L, \phi + \phi', n, \beta'_0) \quad (4-36)$$

其中

$$D^i(L, \phi - \phi', n, \beta'_0) = -\frac{e^{-j(z'/4)}}{2n\sqrt{2\pi k} \sin(\beta'_0)} \left\{ \cot \left[\frac{\pi + (\phi - \phi')}{2n} \right] F \left[kLg^+(\phi - \phi') \right] \right\}$$

$$+ \cot\left[\frac{\pi - (\phi - \phi')}{2n}\right] F[kLg^-(\phi - \phi')] \} \quad (4-37)$$

$$D^r(L, \phi - \phi', n, \beta'_0) = -\frac{e^{-j(\pi/4)}}{2n\sqrt{2\pi k \sin(\beta'_0)}} \left\{ \cot\left[\frac{\pi + (\phi + \phi')}{2n}\right] F[kLg^+(\phi + \phi')] \right. \\ \left. + \cot\left[\frac{\pi - (\phi + \phi')}{2n}\right] F[kLg^-(\phi + \phi')] \right\} \quad (4-38)$$

此處，L為距離參數(distance parameter)， $k = 2\pi/\lambda$ 是自由空間中的波數(wave number)， λ 是入射波長，楔形體的夾角為 $(n-2)\pi$ 。角度 ϕ' 及 ϕ ，分別是入射射線及繞射射線相對於楔形體的角度。在(4-37)、(4-38)二式中函數F為過渡函數(transition function)

$$F[kLg^\pm(\phi - \phi')] \equiv 2j \sqrt{kLg^\pm(\phi - \phi')} \int_{\sqrt{kLg^\pm(\phi - \phi')}}^{\infty} e^{-j\tau^2} d\tau \quad (4-39)$$

其中， $g^\pm(\phi - \phi') = 1 + \cos[(\phi - \phi') - 2\pi n N^\pm]$ ， N^\pm 為滿足下列方程式的最接近整數

$$2\pi n N^+ - (\phi - \phi') = \pi \quad (4-40)$$

$$2\pi n N^- - (\phi - \phi') = -\pi \quad (4-41)$$

距離參數L可用射線固定座系統表示成下列的形式：

$$(1) s \sin^2(\beta'_0) : \text{平面波入射} \quad (4-42)$$

$$(2) \frac{\rho\rho'}{\rho + \rho'} : \text{圓柱波入射} (\rho = s \sin(\beta_0), \rho' = s' \sin(\beta_0)) \quad (4-43)$$

$$(3) \frac{ss' \sin^2(\beta'_0)}{s + s'} : \text{球面波入射} \quad (4-44)$$

而空間衰減因子(spatial attenuation factor) $A(s, s')$ 為：

$$(1) \frac{1}{\sqrt{s}} : \text{平面波入射} \quad (4-45)$$

$$(2) \frac{1}{\sqrt{\rho}} : \text{圓柱波入射} (\rho = s \sin(\beta_0)) \quad (4-46)$$

$$(3) \sqrt{\frac{s'}{s(s + s')}} : \text{球面波入射} \quad (4-47)$$

在正向入射(normal incidence)的情況下， $\beta_0 = \beta'_0 = \frac{\pi}{2}$ 。

以上公式所列為理想導體楔形物均勻繞射理論公式，考慮實際情形一般建築物為介質材質不同於導體其應用之繞射公式稱之阻抗面楔形物均勻繞射理論公式[12]其繞射係數公式如(4-37)及(4-38)應修改如下：

$$D^i(L, \phi - \phi', n, \beta'_0) = -\frac{e^{-j(\pi/4)}}{2n\sqrt{2\pi k \sin(\beta'_0)}} \left\{ \cot\left[\frac{\pi + (\phi - \phi')}{2n}\right] F[kLg^+(\phi - \phi')] \right. \\ \left. + \cot\left[\frac{\pi - (\phi - \phi')}{2n}\right] F[kLg^-(\phi - \phi')] \right\} \quad (4-48)$$

$$D^r(L, \phi - \phi', n, \beta'_0) = -\frac{e^{-j(\pi/4)}}{2n\sqrt{2\pi k \sin(\beta'_0)}} \left\{ R_o^{\perp} \cot\left[\frac{\pi + (\phi + \phi')}{2n}\right] F[kLg^+(\phi + \phi')] \right. \\ \left. + R_n^{\perp} \cot\left[\frac{\pi - (\phi + \phi')}{2n}\right] F[kLg^-(\phi + \phi')] \right\} \quad (4-49)$$

其中(4-49)式 R_o^{\perp} ， R_n^{\perp} 分別為o平面平行(垂直)極化反射係數如圖4-9(b)，n平面平行(垂直)極化反射係數，對於o面 ϕ' 為入射角，對於n面 $n\pi - \phi$ 為反射角，對於完全導體其 R_o^{\perp} ， R_n^{\perp} 值等於 ∓ 1 代入(4-48)式及(4-49)式等於(4-37)式及(4-38)式。

4.4.3 二維均勻繞射公式

雖然實際繞射現象大部分屬於三維問題(斜向入射)，但為了簡化演算法則，加快程式執行效率，在不失準確件下[15]把RTM方法中繞射問題簡化成二維繞射(垂直入射)其二維繞射公式如前節所述把 $\beta_0 = \beta'_0 = \frac{\pi}{2}$ 值代入三維均勻繞射公式即可，n次繞射波計算吾人以圖4-6有三次二維繞射為例利用MRTM方法計算其繞射電場如下：

$$\vec{E}_R = k \underbrace{\frac{\vec{E}_i}{S'}}_{[RTM_1]} \cdot \underbrace{e^{-jkS'} A_1 \cdot \overline{D_1}}_{[RTM_2]} \cdot \underbrace{e^{-jkS''} A_2 \cdot \overline{D_2}}_{[RTM_3]} \cdot \underbrace{e^{-jkS'''} A_3 \cdot \overline{D_3}}_{[RTM_4]} \cdot e^{-jkS} \quad (4-50)$$

$$\text{其中 } A_1 = \sqrt{\frac{S'}{S'(S'+S)}}, \quad A_2 = \sqrt{\frac{S''}{S'''(S'''+S'')}}, \quad A_3 = \sqrt{\frac{S'''}{S(S+S''')}}$$

$$L_1 = \frac{s's''}{s'+s''}, \quad L_2 = \frac{s''s'''}{s''+s'''}, \quad L_3 = \frac{s''s'''}{s'''+s''}$$

4.5 連續楔形體繞射之計算

在都會區環境中，基地台天線所架設位置周遭建築物通常會高於基地台天線的有效高度，相鄰建築物阻礙效應可用連續的楔形屋頂繞射(diffraction by two consecutive wedges)模型描述之，如圖 4-10 所示。圖中的建築物之寬度 S'' 為發射端與接收端之垂直剖面與建築物相交所截出之寬度，建築物的楔形夾角為 $(2-n)\pi$ ，本論文為簡化運算且在不失合理性的考量下，假設所有建築物 $n_1 = n_2 = 1.5$ ，即建築物的楔形夾角為 $\frac{\pi}{2}$ ，則接收端之繞射電場 E_2^d 與發射端之電場關係如下[16]：

$$E_2^d = [E_2^i \cdot D_2 + \frac{1}{2jK} \frac{\partial D_2}{\partial \phi'} \frac{\partial E_2^i}{\partial u_2}] \cdot \sqrt{\frac{S' + S''}{S(S' + S'')}} \cdot e^{-j \cdot K \cdot S} \quad (4-51)$$

$$E_2^i = E_1^d = E_1^i \cdot D_1 \cdot \sqrt{\frac{S'}{S''(S' + S'')}} \cdot e^{-j \cdot K \cdot S''} \quad (2-52)$$

其中 S' 為發射端與第①個繞射點的距離； S'' 為第①與第②個繞射點的距離； S 為第二個繞射點的距離； K 為波數； D_1 為第①個繞射點的繞射係數：

$$D_1 = \frac{-e^{-j\frac{\pi}{4}}}{2n_1\sqrt{2\pi K}} \cdot \left\{ \cot\left(\frac{\pi + (\phi_1 - \phi_1')}{2n_1}\right) \cdot F(KLa^+(\phi_1 - \phi_1')) \right. \\ + \cot\left(\frac{\pi - (\phi_1 - \phi_1')}{2n_1}\right) \cdot F(KLa^-(\phi_1 - \phi_1')) \\ + R_o \cdot \cot\left(\frac{\pi - (\phi_1 + \phi_1')}{2n_1}\right) \cdot F(KLa^-(\phi_1 + \phi_1')) \\ \left. + R_n \cdot \cot\left(\frac{\pi + (\phi_1 + \phi_1')}{2n_1}\right) \cdot F(KLa^+(\phi_1 + \phi_1')) \right\} \quad (4-53)$$

其中 $F(x)$ 與式(4-39)同為過渡函數；當入射波為平行極化波時，反射係數為：

$$R_o = \frac{\sin \phi'_1 - \sqrt{\hat{\epsilon} - \cos^2 \phi'_1}}{\sin \phi'_1 + \sqrt{\hat{\epsilon} - \cos^2 \phi'_1}} \cdot e^{-j \frac{4\pi}{\lambda} \Delta h \sin \phi'_1}$$

$$R_n = -1 \quad , \quad (4-54)$$

當入射波為垂直極化時，反射係數為：

$$R_o = \frac{\hat{\epsilon} \sin \phi'_1 - \sqrt{\hat{\epsilon} - \cos^2 \phi'_1}}{\hat{\epsilon} \sin \phi'_1 + \sqrt{\hat{\epsilon} - \cos^2 \phi'_1}} \cdot e^{-j \frac{4\pi}{\lambda} \Delta h \sin \phi'_1}$$

$$R_n = -1 \quad , \quad (4-55)$$

其中 $\hat{\epsilon} = \epsilon_r - jx$ 為介電常數； Δh 為當地表面粗糙度的標準差，由[17]：

$$\Delta h = \begin{cases} 10 & , \text{for urban} \\ 5 & , \text{for suburban} \end{cases}$$

在考慮第②個繞射點時，由於入射波幾乎是平行地入射至繞射點（grazing incidence），因此繞射係數 D_2 應修正為：

$$D_2 = \frac{-e^{-j \frac{\pi}{4}}}{2n_2 \sqrt{2\pi K}} \cdot \left\{ G_o \left[\cot \left(\frac{\pi - (\phi_2 - \phi'_2)}{2n_2} \right) \cdot F(KLa^-(\phi_2 - \phi'_2)) \right. \right.$$

$$+ R_o \cdot \cot \left(\frac{\pi - (\phi_2 + \phi'_2)}{2n_2} \right) \cdot F(KLa^-(\phi_2 + \phi'_2))$$

$$+ G_n \left[\cot \left(\frac{\pi + (\phi_2 - \phi'_2)}{2n_2} \right) \cdot F(KLa^+(\phi_2 - \phi'_2)) \right.$$

$$\left. \left. + R_n \cdot \cot \left(\frac{\pi + (\phi_2 + \phi'_2)}{2n_2} \right) \cdot F(KLa^+(\phi_2 + \phi'_2)) \right] \right\} \quad (4-56)$$

其中 G 因子為入射場強與入射場加上反射場強的比率，考慮 grazing incidence 及 finite conductivity：

$$G_o = \begin{cases} \frac{1}{1+R_o} & , \phi'_2 = 0, |1+R_o| > 0 \\ \frac{1}{2} & , \phi'_2 = n\pi \\ 0 & , \text{otherwise} \end{cases}$$

$$G_n = \begin{cases} \frac{1}{1+R_n} & , \phi_2' = n\pi, |1+R_n| > 0 \\ \frac{1}{2} & , \phi_2' = 0 \\ 1 & , otherwise \end{cases} \quad (4-57)$$

為了考慮有限到導電係數的粗糙楔形體，式(4-51)加入了 $\partial D_2 / \partial \phi_2'$ 項：

$$\frac{\partial D_2}{\partial \phi_2'} = \frac{-e^{-j\frac{\pi}{4}}}{2n_2\sqrt{2\pi K}} \cdot \left\{ \cot\left(\frac{\pi - (\phi_2 + \phi_2')}{2n_2}\right) \cdot F(KLa^-(\phi_2 + \phi_2')) \cdot \frac{\partial R_o}{\partial \varphi} + \frac{1}{2n_2} \cdot F_4 \right\} \quad (4-58)$$

$$\text{其中：} \varphi = \begin{cases} 0 & , for R_o \\ \frac{3}{2}\pi - \phi_2 & , for R_n \end{cases}$$

$$\frac{\partial R_o}{\partial \varphi} = \begin{cases} 2(\hat{\epsilon}_r - 1)^{\frac{3}{2}} & , \text{水平極化} \\ 2\epsilon_r(\hat{\epsilon}_r - 1)^{\frac{3}{2}} & , \text{垂直極化} \end{cases}$$

$$F_4 = \left[\csc^2\left(\frac{\pi + (\phi_2 - \phi_2')}{2n_2}\right) \cdot F_s(KLa^+(\phi_2 - \phi_2')) - \csc^2\left(\frac{\pi - (\phi_2 - \phi_2')}{2n_2}\right) \cdot F_s(KLa^-(\phi_2 - \phi_2')) \right. \\ \left. + R_o \cdot \csc^2\left(\frac{\pi - (\phi_2 + \phi_2')}{2n_2}\right) \cdot F_s(KLa^-(\phi_2 + \phi_2')) \right. \\ \left. - R_n \cdot \csc^2\left(\frac{\pi + (\phi_2 + \phi_2')}{2n_2}\right) \cdot F_s(KLa^+(\phi_2 + \phi_2')) \right] \quad (4-59)$$

其中 $F_s(x) = 2jx(1-F(x))$ ， $F(x)$ 為過渡函數。由圖 4-10，第①個繞射點的

$\partial E_1 / \partial u_1 = 0$ ，然而考慮第②個繞射點的 E_2^i ：

$$\frac{\partial E_2^i}{\partial u_2} = E_1^i \cdot \sqrt{\frac{S'}{S''(S'+S'')}} \cdot e^{-jKS''} \cdot \frac{\partial D_1}{\partial \phi_1} \left(-\frac{1}{S''} \right) \quad (4-60)$$

$$\frac{\partial D_1}{\partial \phi_1} = \frac{-e^{-j\frac{\pi}{4}}}{2n_1\sqrt{2\pi K}} \cdot \left\{ -\cot\left(\frac{\pi - (\phi_1 + \phi_1')}{2n_1}\right) \cdot F(KLa^+(\phi_1 + \phi_1')) \cdot \frac{\partial R_n}{\partial \varphi} + \frac{1}{2n_1} \cdot F_4 \right\}$$

$$\frac{\partial R_n}{\partial \varphi} = \frac{\partial R_o}{\partial \varphi} \quad (\text{如式 4-58 中的 } \frac{\partial R_o}{\partial \varphi})$$

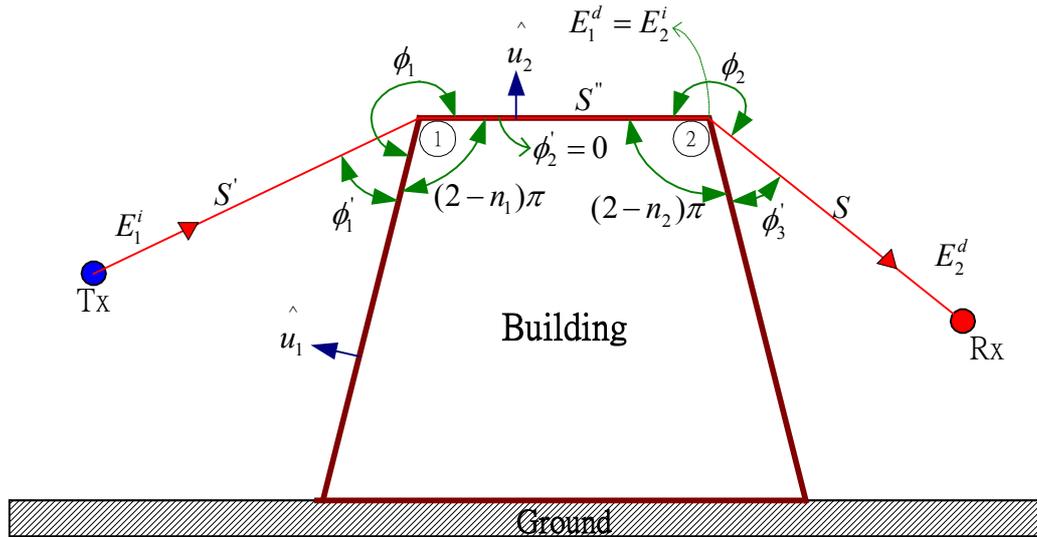


圖 4-10 連續楔形體屋頂繞射

在都會區其行動接收天線一般位於低處，易受接收天線之鄰近建物遮蔽，其繞射幾何關係如圖 4-7(b)所示屬於第 III 區，無直接波及反射波電場貢獻，僅剩繞射電場部份；因此電波衰落損失極大，若在第 II 區則存在直接波與繞射波電場，繞射波電場相對於直接波極小故圖 4-7(a)顯示少許干涉現象(相位不同造成)，在第 I 區直接波、反射波及繞射波都會影響，但由於反射場夠大；造成總和電場干涉現象嚴重，在非視線波(NLOS)傳播環境情況下處理屋頂繞射時，接收端距離阻礙建築物近遠影響其繞射角之大小；當距離阻礙建築物近時稱之深陰影區(deep shadow area)當距離阻礙建築物遠時稱之輕陰影區(slight shadow area)，如圖 4-7(a)所示第 III 區當阻礙建築物遮蔽欲深時其繞射角愈大；電波傳播損失愈大，同理繞射角愈小；電波傳播損失愈小。

4.6 空-時通道實體模型之驗證

吾人利用第二章於交通大學光復校區之 TOA 與 AOA 量測結果驗證所發展之空-時通道實體模型，即適應環境性傳播模型 SSPM (Site-Specific propagation Model)，並比較兩者在 Delay Azimuth Spectrum 之差異。

4.6.1 Site 1

(I) Path 1

圖 4-11 為距離起點 20 公尺實體傳播模型估算之 Power Azimuth Spectrum (PAS)之結果。圖中右上角的子圖為實體模型估算所繪出之各射線傳播路徑圖，標記 A 的脈衝為直接波；標記 B 的脈衝為受到工五館左下角牆角繞射所造成；標記 C 的脈衝是由工五館之牆面反射所造成；標記 D 的脈衝是由工五館右下角牆角繞射所造成；標記 E 的脈衝是由管二館下方牆角繞射所造成；標記 F 的脈衝則為管二館下方牆面反射所產生。圖 4-12 為該定點量測值之 PAS，由圖 4-11 對應圖 4-12 可發現主要的傳播路徑大多可利用實體模型計算得，但由量測圖 4-13 可知，每一個主要的射線附近皆伴隨數條功率較小或相近的射線，此傳播叢集的現象乃極有可能由於該反射點或繞射點附近的散射效應（包括牆壁表面的不規則、窗戶、牆角邊緣的不規則等原因），使得射線形成一個叢集入射至接收陣列天線。圖 4-11 中的直接波、反射波與牆角繞射波與量測值幾乎吻合，每條的誤差皆在 angle resolution 之內，但實體模型並未考慮出散射效應，例如圖 4-12 標記 B 附近較小的脈衝。

圖 4-13、圖 4-14 分別為實體模型估算值、量測值所繪出的 PDS，其中標記 A~F 所代表之脈衝與上述相同。圖 4-13 的 x 軸為過量延遲時間，而在此定點第一個到達的射線為標記 A 的直接波，對應到圖 4-14 標記 A 脈衝為 141.4ns，因此圖 4-13 的預估值加上 141.4ns 應該與圖 4-14 之量測值對應，標記 B~D 之誤差值皆在 time resolution 之內，而標記 E、F 則誤差分別為 20.5ns 與 15ns，此誤差可能是由於電子地圖距離誤差或地形坡度所造成。圖 4-15 則將實體模型估算之 TOA 與 AOA 結合繪出的 Delay-Azimuth Spectrum (DAS)，其中 delay 軸乃是將實體模型所估算出之過量延遲時間(excess delay time)加上 141.4ns（圖 4-14 中，標記 A 脈衝之 TOA），與量測值相當接近，由此可知量測所得之相對 TOA 與預估值非常吻合。

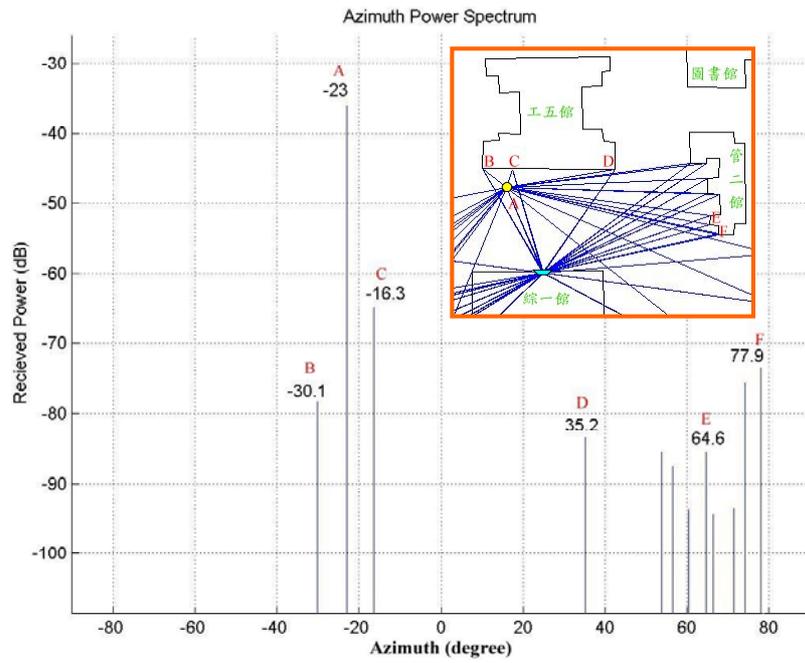


圖 4-11 路徑 1， $d = 20$ 公尺處，利用實體模型預估之 PAS，右上角圖代表發射端到接收端的傳播路徑示意圖

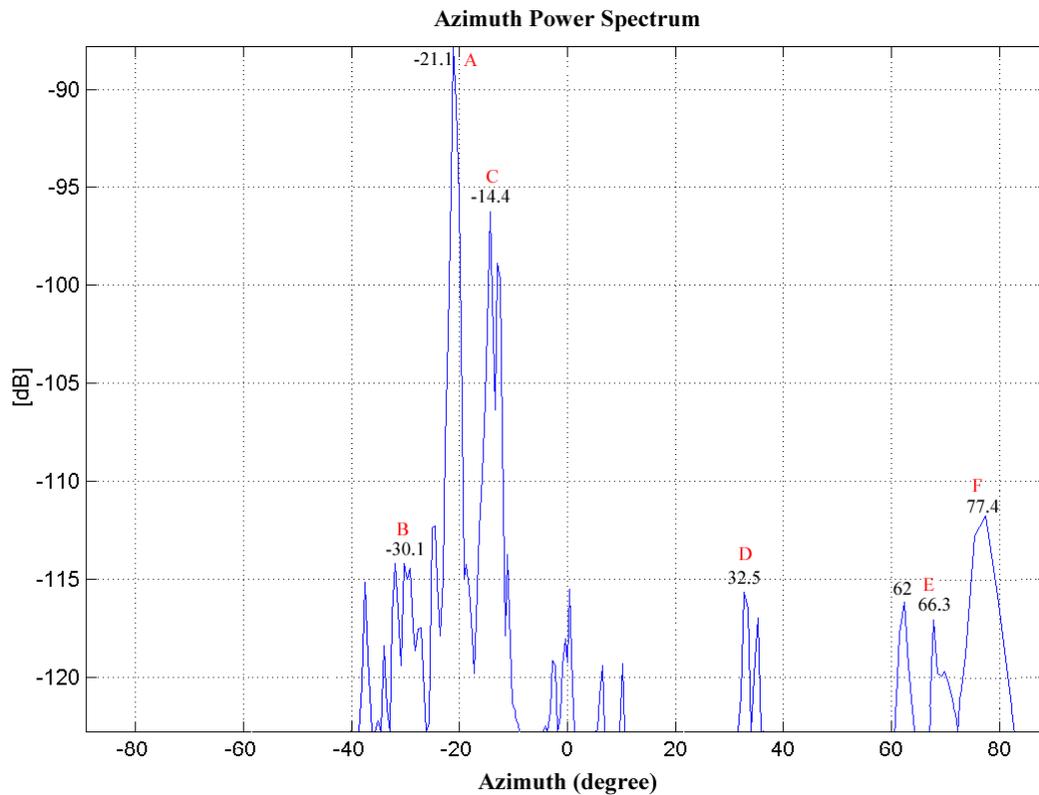


圖 4-12 路徑 1， $d = 20$ 公尺定點量測之 PAS

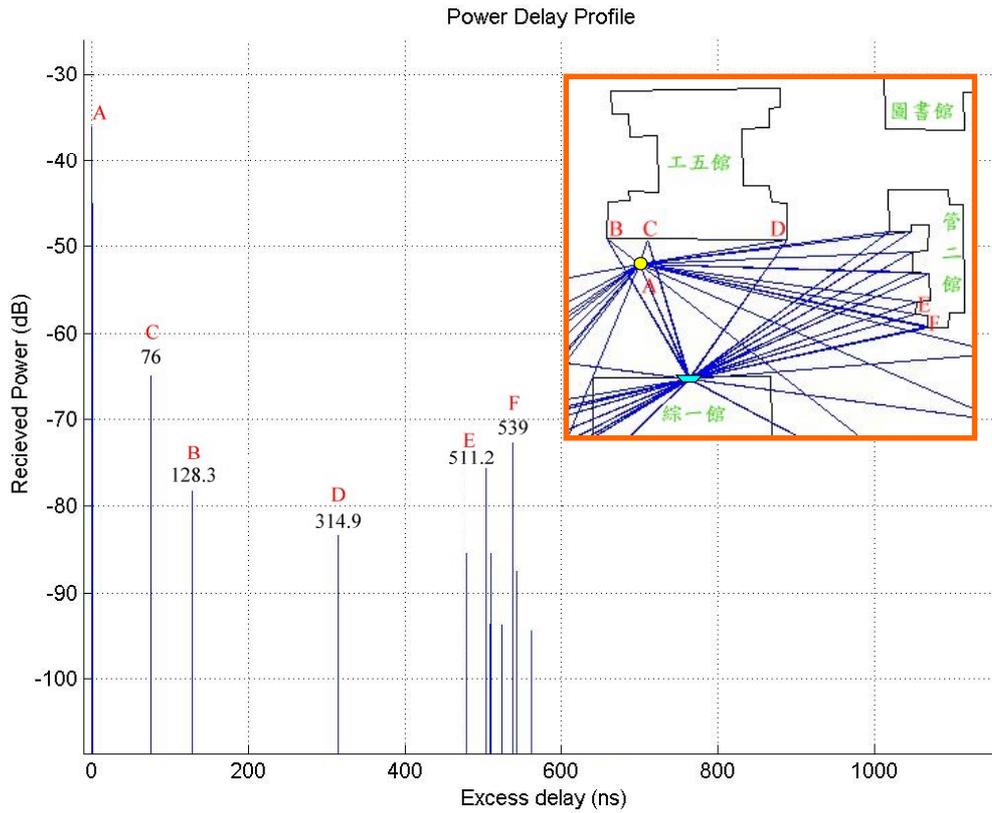


圖 4-13 路徑 1，d = 20 公尺處，利用實體模型預估之 PDS

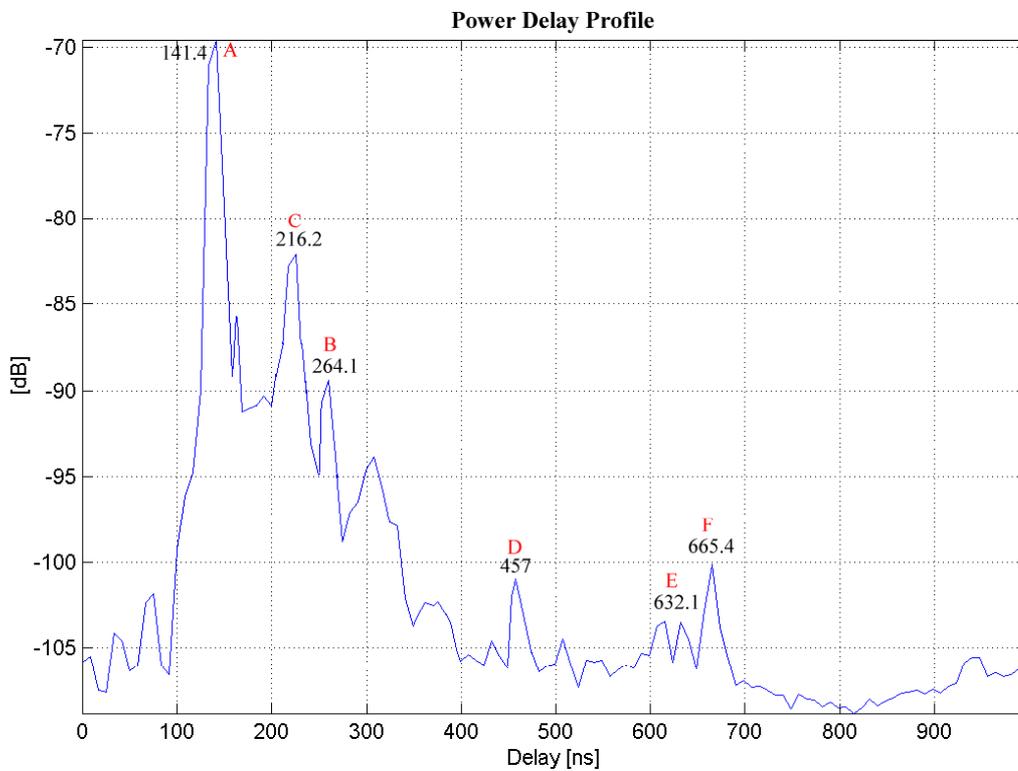


圖 4-14 路徑 1，d = 20 公尺定點量測之 PDS

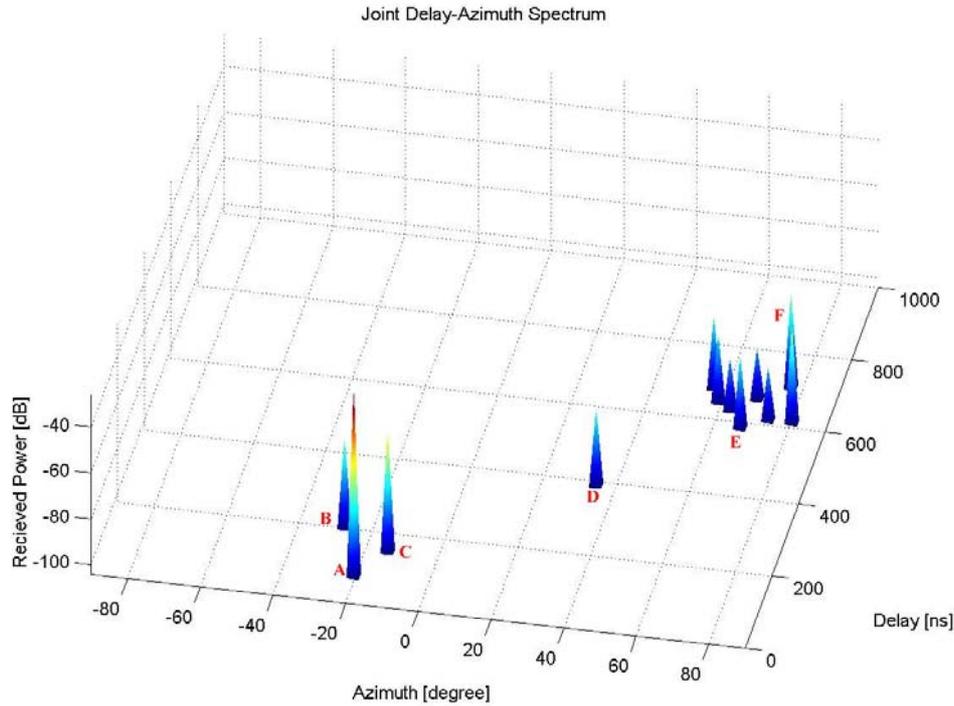


圖 4-15 路徑 1， $d = 20$ 公尺處，利用實體模型預估之 DAS

(II) Path 2

圖 4-16 為距離起點 90 公尺實體模型所估算之 PAS，此定點屬於 NLOS 的環境。圖中標記 A 的脈衝乃由工程五館右下牆角繞射所造成；標記 B 的脈衝是受到工五館屋頂連續楔形屋頂繞射（如圖 4-10 之機制）所造成；標記 C 的脈衝為由圖書館之左下牆面反射所產生（反射點相當接近牆角），因此標記 C 的接收功率強度最高；標記 D~F 的脈衝則是受到管二館之牆角繞射所產生（詳現子圖）。

圖 4-17 為量測值之 PAS，由圖中顯示電磁波依然是以叢集的方式傳播，各個接收功率較高的脈衝大多都可由實體模型估算出，其中除了標記 C 脈衝之水平入射角誤差為 3.1° 外，其餘脈衝之入射角誤差皆在 2° 以內，誤差較大的原因乃是由於路徑 2 為 NLOS 環境，訊號之間的 coherent 情形較為嚴重，雖然已使用 spatial smoothing technique 來降低訊號間的相關性，但 ESPRIT 演算法的效能亦會降低。

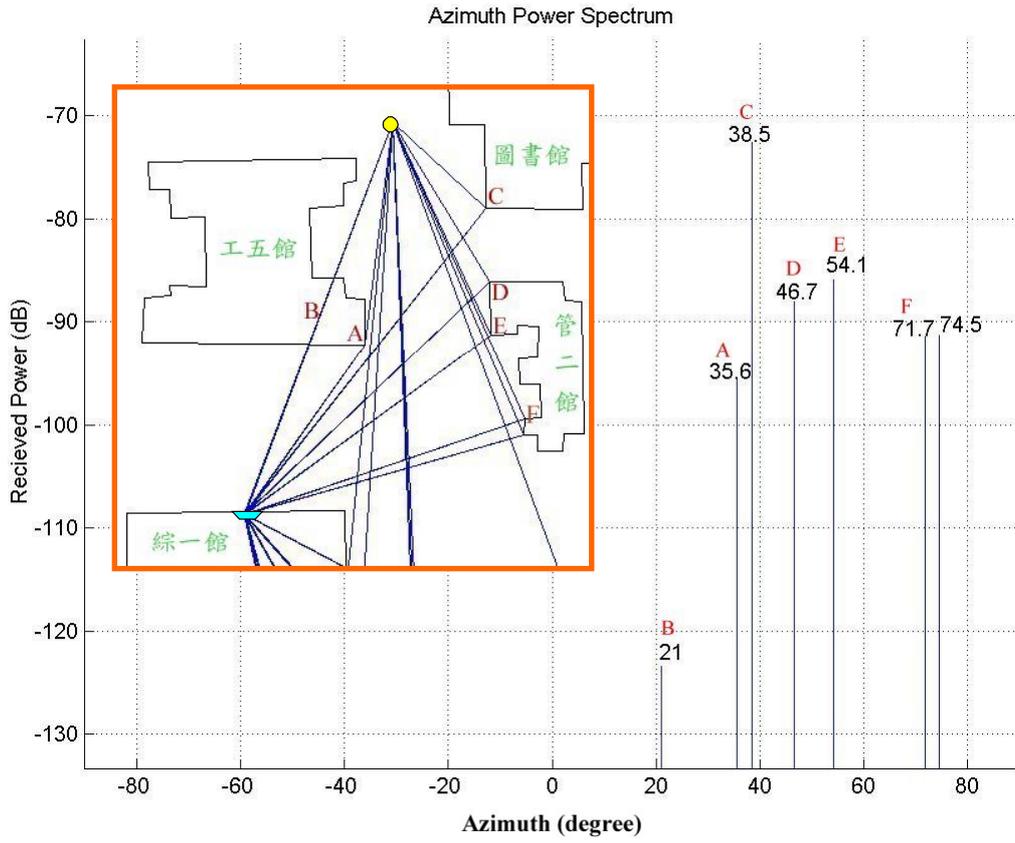


圖 4-16 路徑 2，d = 90 公尺處，利用實體模型預估之 PAS

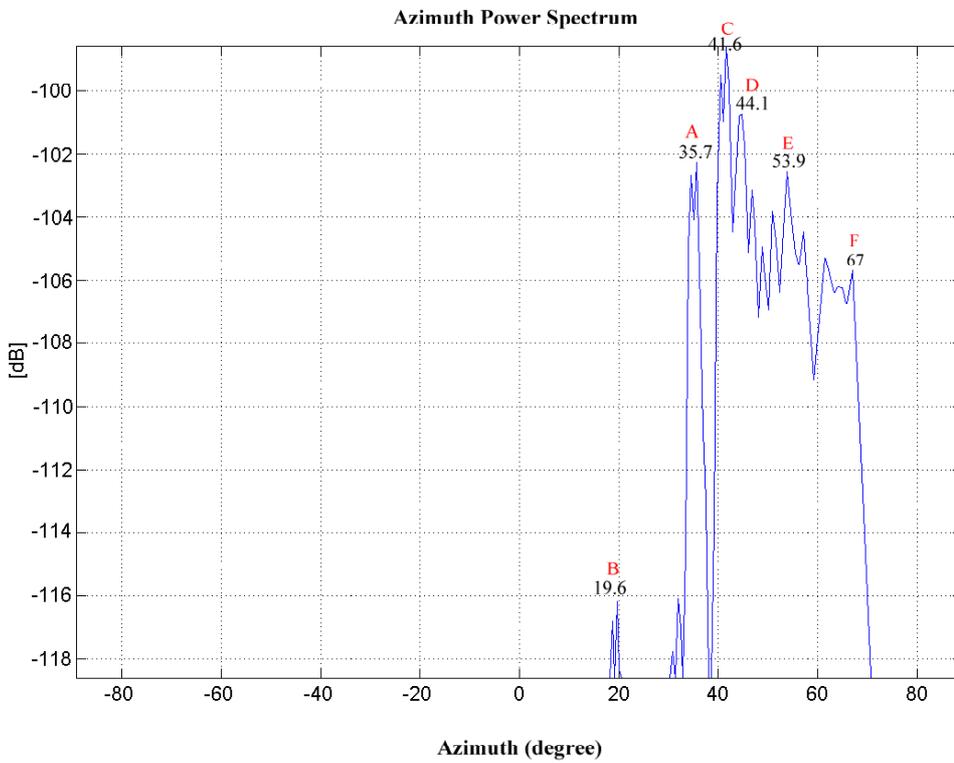


圖 4-17 路徑 2，d = 90 公尺定點量測之 PAS

圖 4-18、圖 4-19 分別為實體模型估算結果、量測結果所繪出的 PDS，其中標記 A~F 所代表的脈衝與前述相同。在此定點第一條到達接收端的電磁波為標記 A 之脈衝，其量測之延遲時間為 332.7 ns ，因此圖 4-18 中每個脈衝加上 332.7 ns 應會與圖 4-19 中的各個脈衝對應，其中標記 B 的脈衝在圖 4-19 中被標記 A 與 C 所遮蔽，標記 C~E 脈衝之延遲時間誤差值皆約 8 ns 左右，標記 F 脈衝的延遲時間誤差則略大於 8 ns 。利用實體模型計算之 TOA 與 AOA 繪出 Delay-Azimuth Spectrum，如圖 4-20 所示，其中 delay 的時間則由估算出的 TOA 加上 332.7 ns ，與量測結果比較，發現主要傳播路徑大致吻合，僅缺乏叢集之效應。

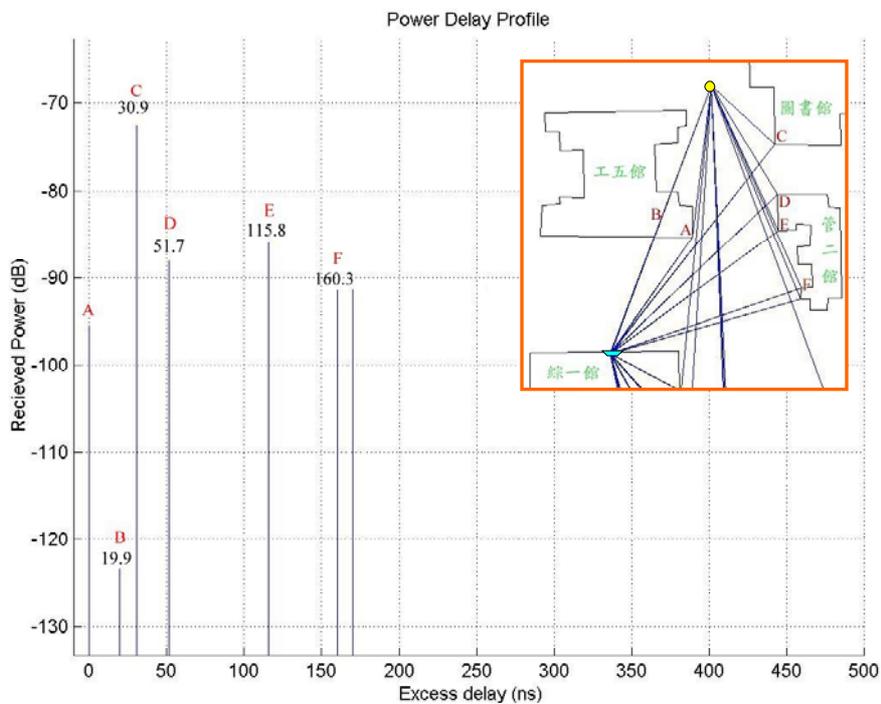


圖 4-18 路徑 2， $d = 90$ 公尺處，利用實體模型預估之 PDS

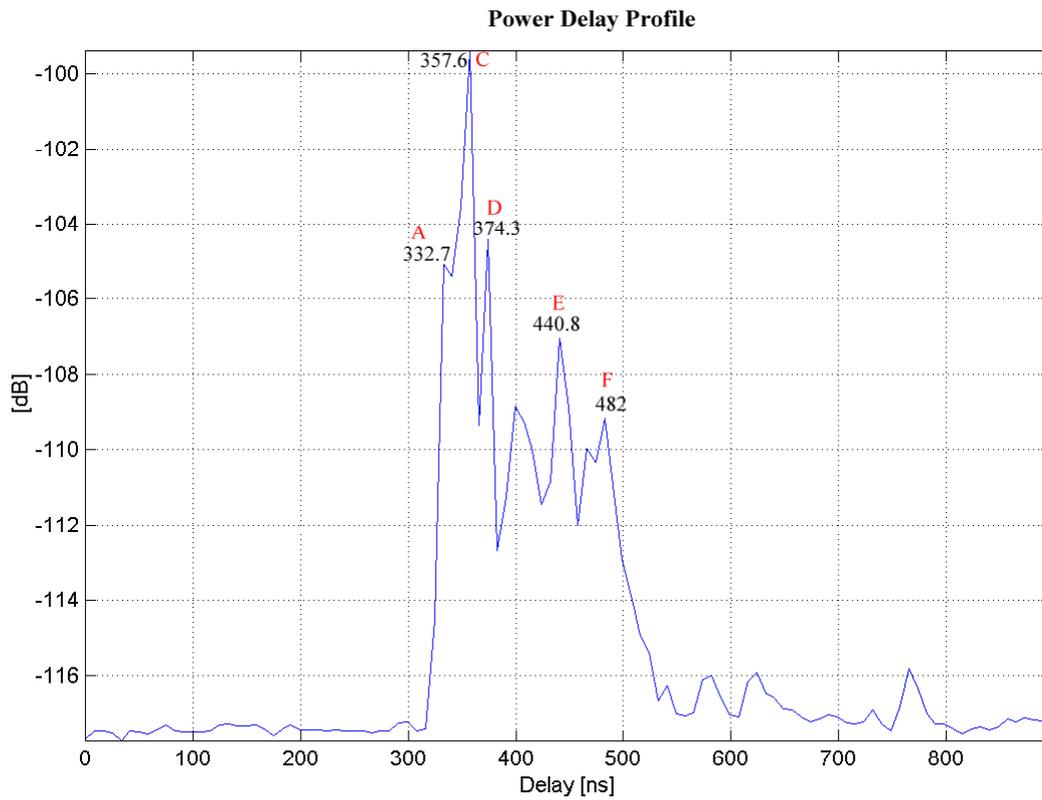


圖 4-19 路徑 2，d = 90 公尺定點量測值之 PDP

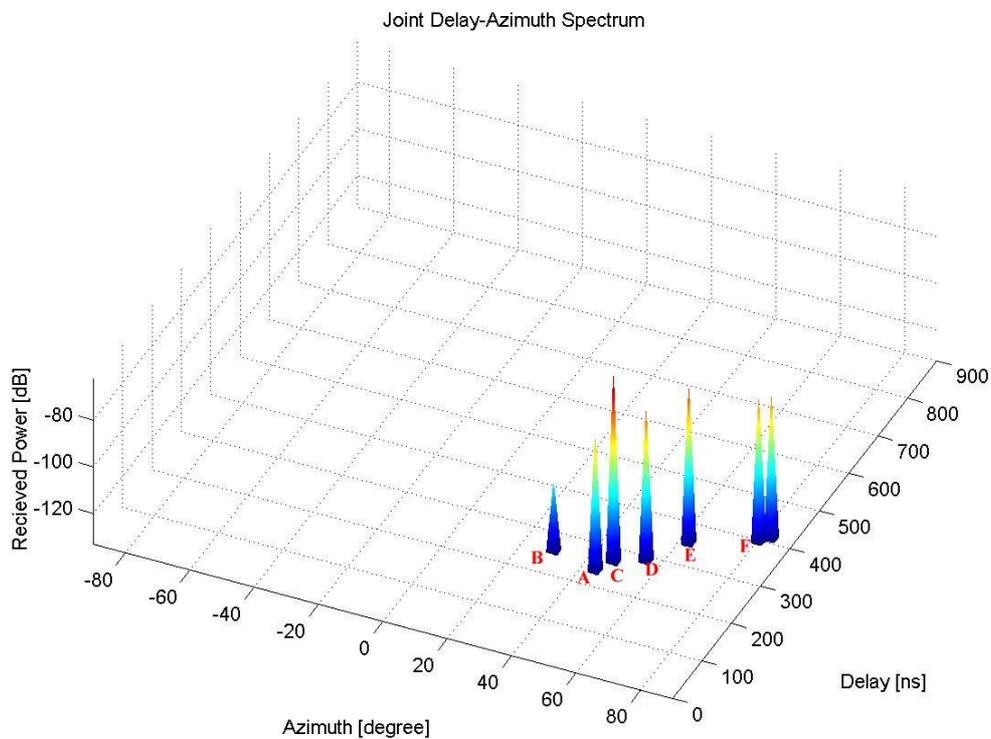


圖 4-20 路徑 2，d = 90 公尺處，利用實體模型預估之 DAS

4.6.2 Site 2

(I) Path 3

圖 4-21 為路徑 3 之起點，利用實體模型所估算之 PAS，此定點存在直接波，圖中標記 A 的脈衝為直接波所造成；標記 B 的脈衝為資訊館之反射波；標記 C~E 的脈衝為由工三館之右方牆角所產生；標記 G 和 H 的脈衝則是受到浩然圖書館牆角繞射所產生（詳見子圖）。

圖 4-22 為量測值之 PAS，由圖中顯示脈衝集中在 0° 與 40° 附近，幾乎分辨不出各脈衝是由何傳播路徑所造成，似乎可視為行動台附近的區域散射體群，但對照圖 4-21 與圖 4-22，可發現實體模型精確地估算出傳播路徑，但圖 4-21 中水平方位角 10° 與 30° 之間的舊圖書館之牆角繞射，於圖 4-22 中並未量測到，此乃是由於浩然圖書館與舊圖書館之間有濃密之樹叢，接收端陣列天線所接收該方向之電磁波甚弱，經過 ESPRIT 計算後則無法解析。

標記 A~F 的脈衝之水平入射角誤差大多在 2° 以內，而圖 3-24 中標記 G 的脈衝接收功率相當高，與預估之接收功率相差甚多，根據實地勘查之後發現浩然圖書館左上方之牆面為圓弧狀，因此極有可能該脈衝之傳播機制為牆面反射波，而非牆角繞射波，因此接收功率會較繞射效應來的高。

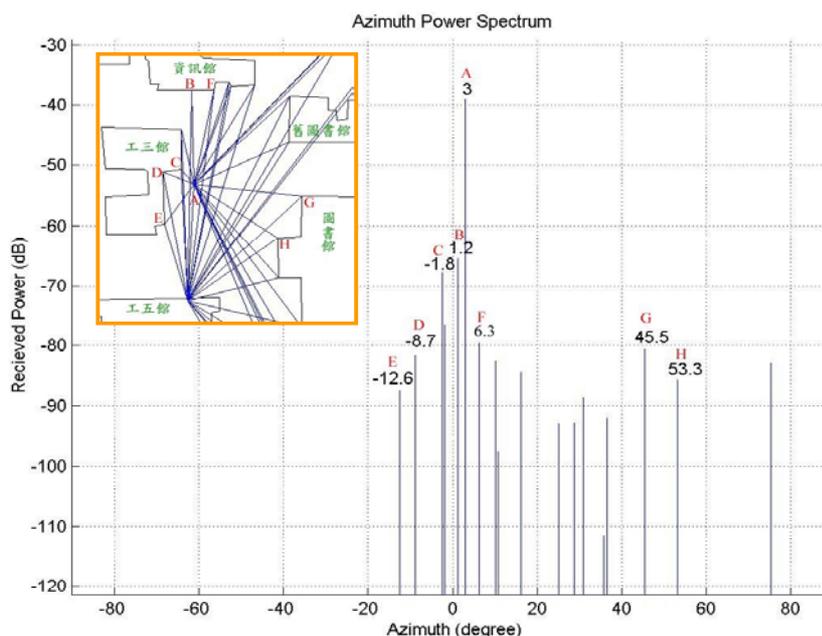


圖 4-21 路徑 3， $d = 0$ 公尺處，利用實體模型預估之 PAS

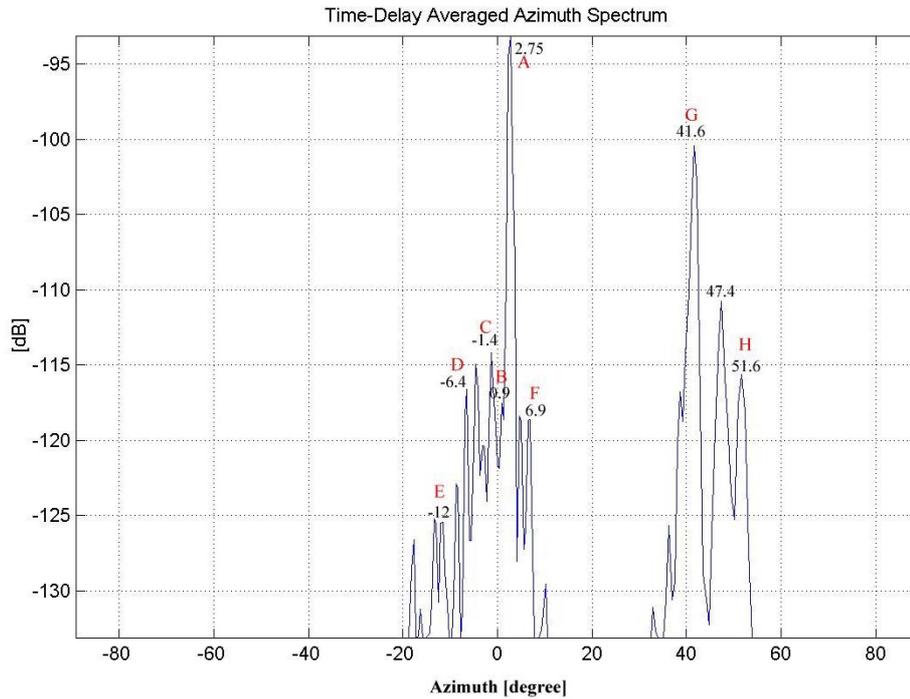


圖 4-22 路徑 3， $d = 0$ 公尺定點量測之 PAS

圖 4-23、圖 4-24 分別為實體模型估算結果、量測結果所繪出的 PDS。量測之直接波（標記 A）延遲時間為 349.3 ns ，則圖 4-24 中每個脈衝加上 349.3 ns 應會與圖 4-23 中各個脈衝相對應，每個脈衝誤差值皆小於 16 ns 。圖 4-25 為實體模型計算之 TOA 與 AOA 所繪出之 Delay-Azimuth Spectrum，其中 delay 的時間則由其估算出的 TOA 加上 349.3 ns ，與量測結果比較，發現主要傳播路徑大多符合量測結果。

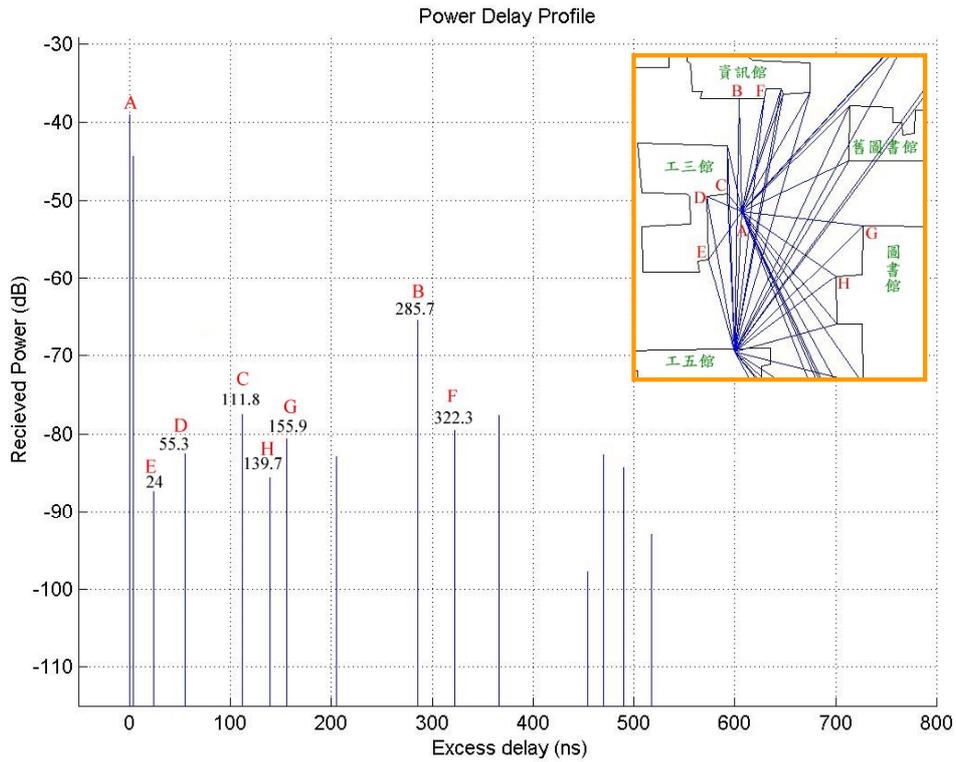


圖 4-23 路徑 3，d = 0 公尺處，利用實體播模型預估之 PDS

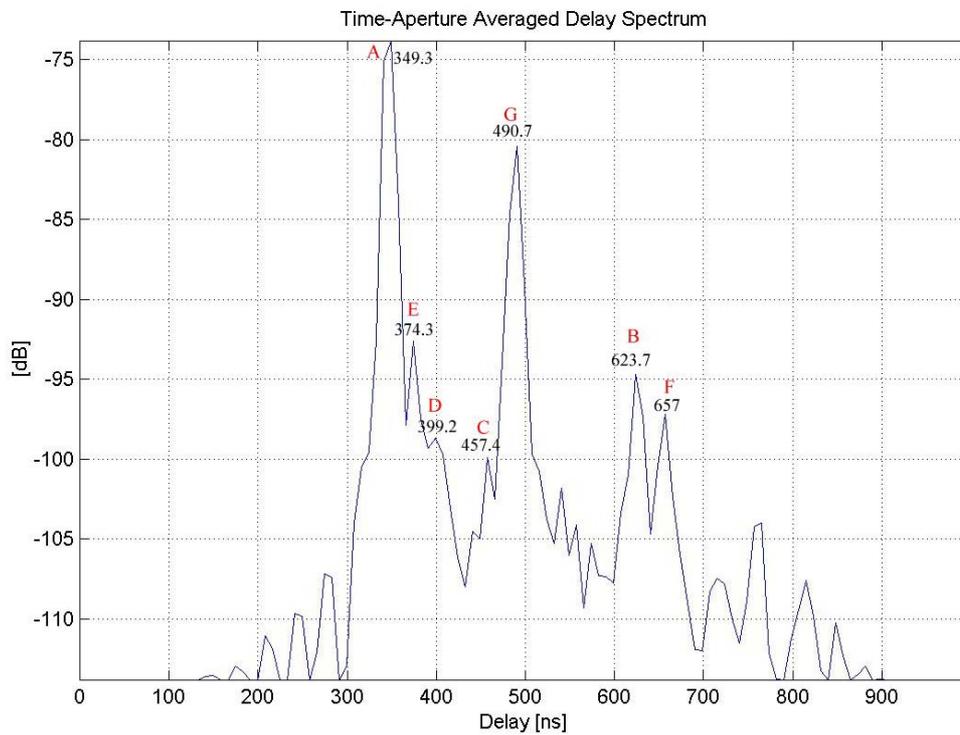


圖 4-24 路徑 3，d = 0 公尺定點量測之 PDS

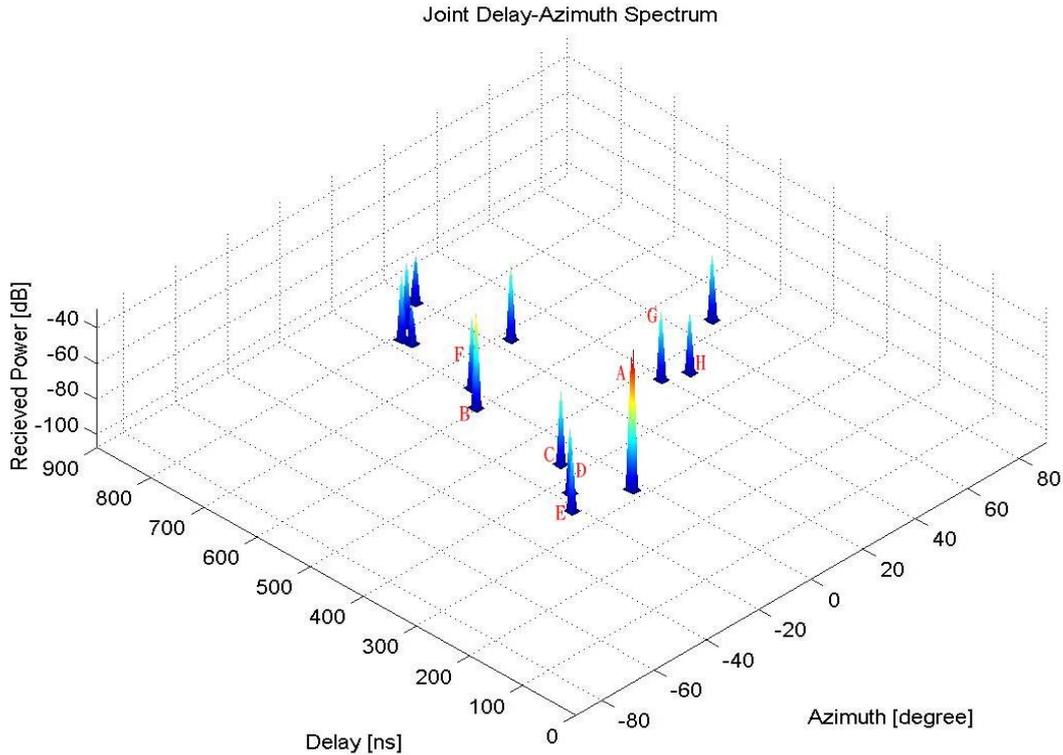


圖 4-25 路徑 3 之起點，T-R 距離為 80 公尺，實體模型估算之 DAS

(II) Path 4

圖 4-26 為路徑 4 距離起點 10 公尺定點利用實體模型所估算之 PAS，圖中標記 A 的脈衝為工三館屋頂連續楔形體繞射所造成；標記 B 的脈衝為工三館右上方牆角繞射所造成；標記 C 的脈衝來自資訊館下方牆角；標記 D 和 E 的脈衝則是受到舊圖書館左方牆角繞射所產生。

圖 4-27 為量測值之 PAS，由圖顯示脈衝分佈集中，此乃是由於該定點環境單純，行動台剛超越 ISB，因此各個傳播路徑逐漸顯著，不再受到直接波與其他接收功率高的脈衝所限制，對照圖 4-26、4-27 發現傳播路徑都為繞射，且接收功率高的脈衝皆可估算得，每個脈衝之估算誤差在 3° 之內。

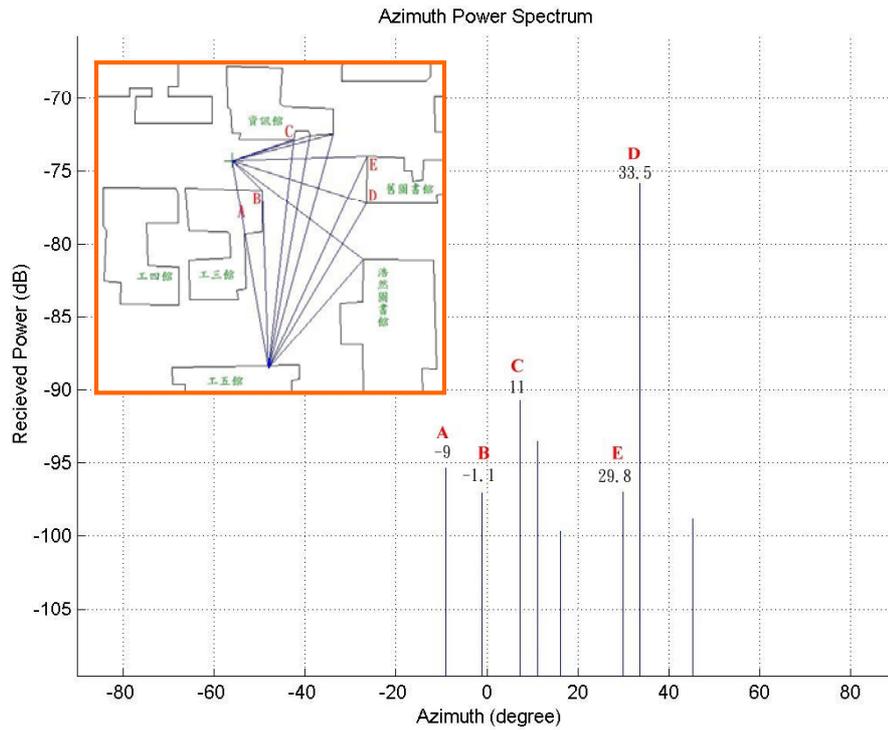


圖 4-26 路徑 4， $d = 10$ 公尺處，利用實體模型預估之 PAS

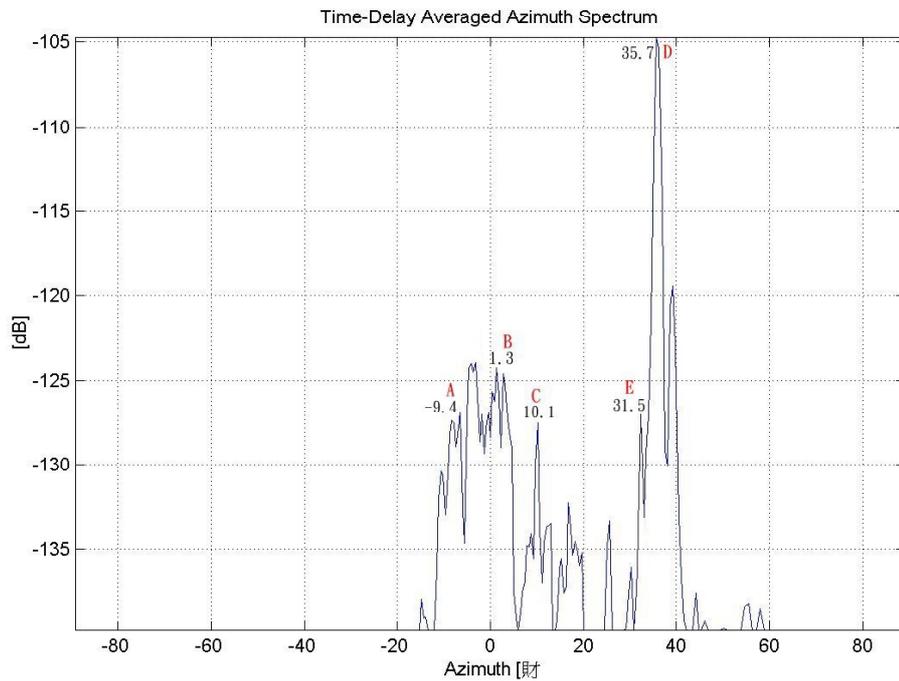


圖 4-27 路徑 4， $d = 10$ 公尺定點量測之 PAS

圖 4-28、圖 4-29 分別為實體模型估算結果、量測結果所繪出的 PDS。於其他路徑不同之處在於圖 4-29 中第一個到達的脈衝接收功率甚小，反而傳播距離較遠的標記 D 脈衝接收功率較高，此乃是由於工三館屋頂並非平整，屋頂上仍有些許障礙物，因此標記 A 的脈衝經過工三館屋頂繞射時功率衰減甚多，而標記 B 的脈衝已超過 ISB 面，接收功率亦急遽下降，反之行動台相對於標記 D 之繞射點而言處於第 I 區（見圖 2-7），故接收功率較高。圖 4-30 為適實體模型計算之 TOA 與 AOA 所繪出之 Delay-Azimuth Spectrum，其中 delay 的時間則由其估算出的 TOA 加上 490.7 ns ，與量測結果比較，除二次反射無法估算外，其餘主要傳播路徑皆可預估得。

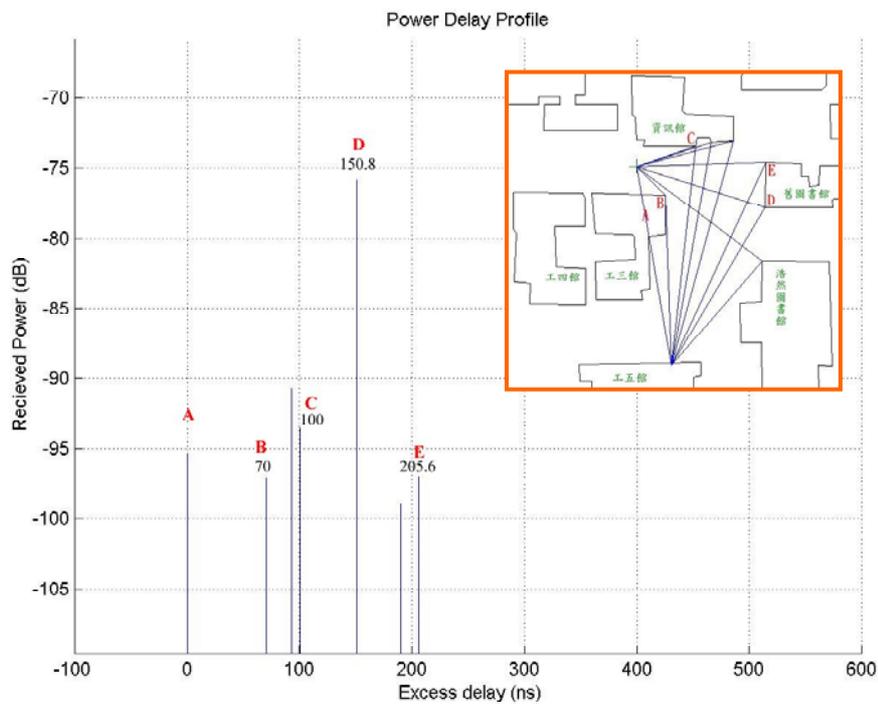


圖 4-28 路徑 4， $d = 10$ 公尺處，利用實體模型預估之 PDS

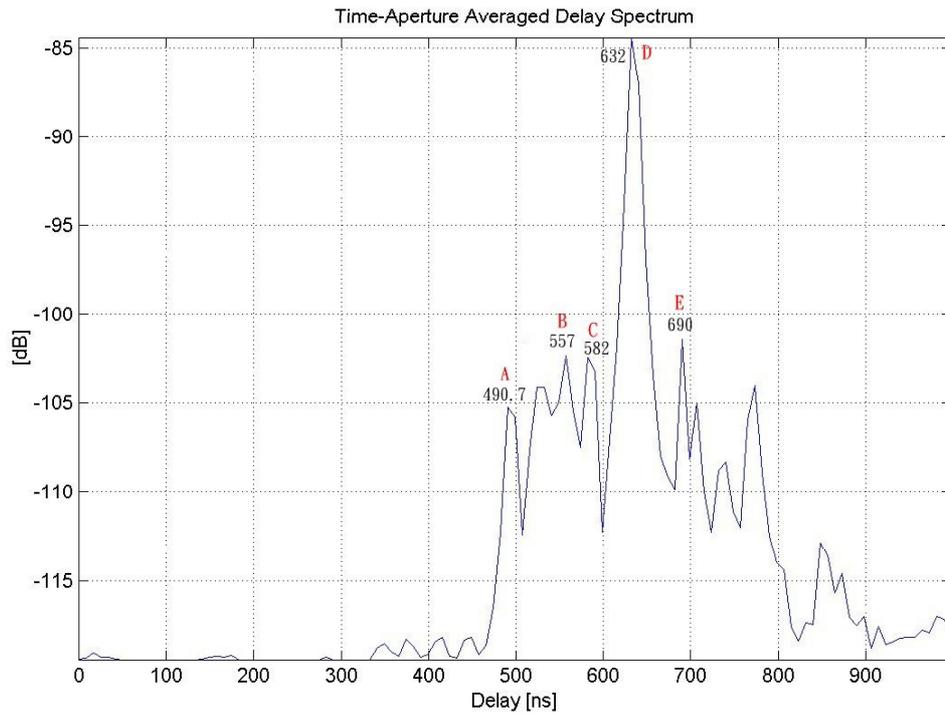


圖 4-29 路徑 4，d = 10 公尺定點量測之 PAS

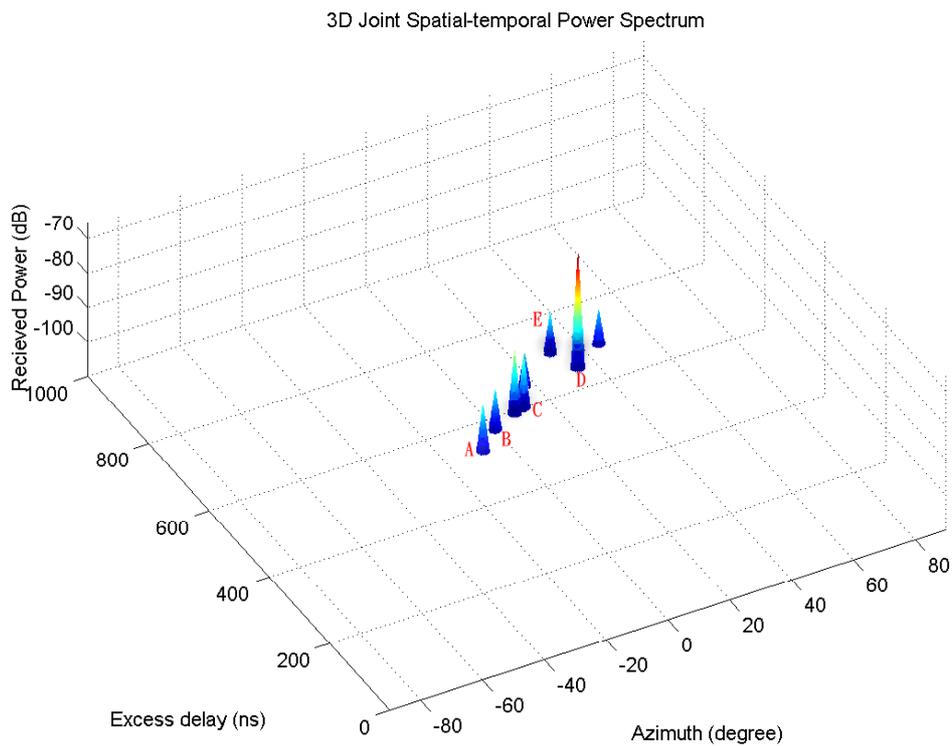


圖 4-30 路徑 4，d = 10 公尺處，利用實體模型預估之 DAS

(III) Path 5

圖 4-31 為路徑 5 距離起點 55 公尺實體模型所估算之 PAS，此定點之直接波受到舊圖書館的阻擋。圖中標記 A 的脈衝乃由舊圖書館屋頂連續楔形體屋頂繞射所造成；標記 B 的脈衝為由舊圖書館之左上牆角繞射所產生，此脈衝接收功率最高；標記 C 的脈衝來自於資訊館右下牆角繞射所造成；標記 D、E 的脈衝則是受到工三館之牆角繞射所產生；標記 F 的脈衝來自於東北方的梅竹山莊中間的牆角繞射，因為在舊圖書館與梅竹山莊中間相當空曠，無任何大型建物存在，因此此傳播路徑相當明顯。

圖 4-32 為量測值之 PAS，圖中顯示叢集效應更為顯著，各個接收功率較高的脈衝大多都可由實體模型估算出，其中標記 D 脈衝之水平入射角誤差為 4° ，其餘脈衝之入射角誤差皆在 2° 以內，此定點附近有許多障礙物，包括雕像、郵筒、大型垃圾桶、樹木等，因此散射所產生之叢集效應相當明顯。

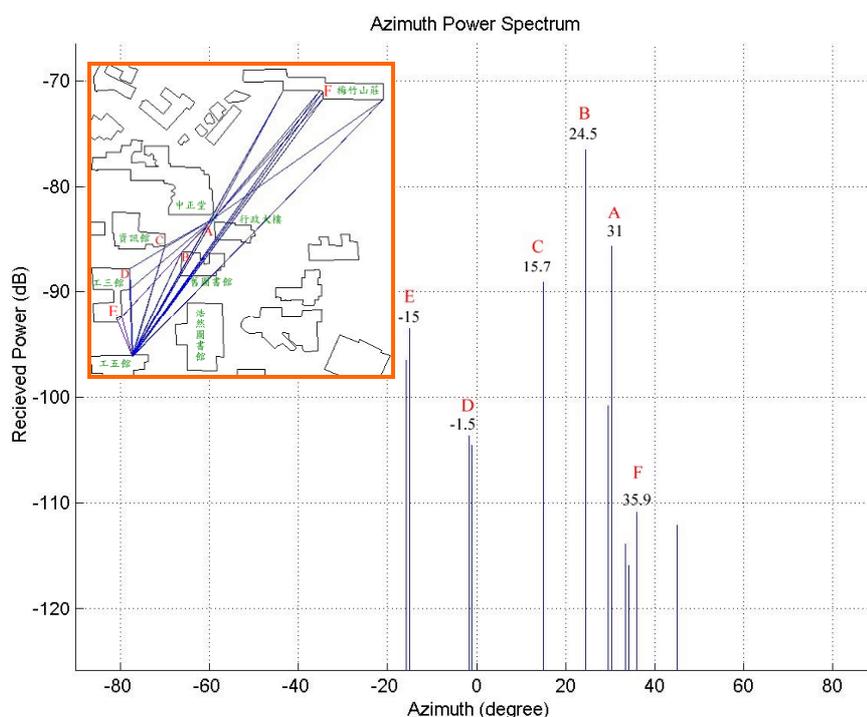


圖 4-31 路徑 5， $d = 55$ 公尺處，利用實體模型預估之 PAS

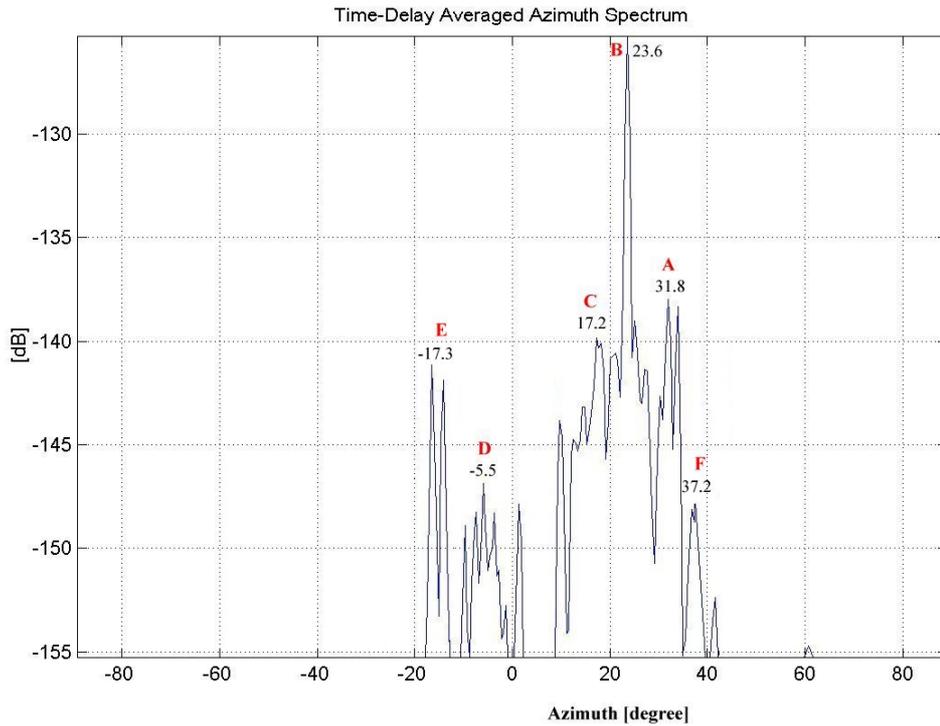


圖 4-32 路徑 5， $d = 55$ 公尺定點量測之 PAS

圖 4-33、圖 4-34 分別為實體模型估算結果、量測結果所繪出的 PDS。圖 4-33 中第一條到達接收端的電磁波為標記 B 之脈衝，其相對應之量測延遲時間為 815 ns 。在圖 4-34 中，我們為了觀察標記 F 的脈衝，將延遲時間拉長至 $3\text{ }\mu\text{s}$ （量測之 τ_{max} 設定為 $3.2\text{ }\mu\text{s}$ ），由圖 4-33 右上方子圖中顯示此傳播路徑相當遠，但由於路徑間無大型障礙物阻擋，故在 PDS 中可清楚量測到。比較兩圖延遲時間，除了標記 F 之脈衝延遲誤差高達 43 ns 外，其餘脈衝延遲誤差皆小於 10 ns 。利用實體模型計算之 TOA 與 AOA 繪出 Delay-Azimuth Spectrum，如圖 4-35 所示，其中 delay 的時間則由估算出的 TOA 加上 815 ns ，與量測結果比較依然僅缺乏群集之效應。

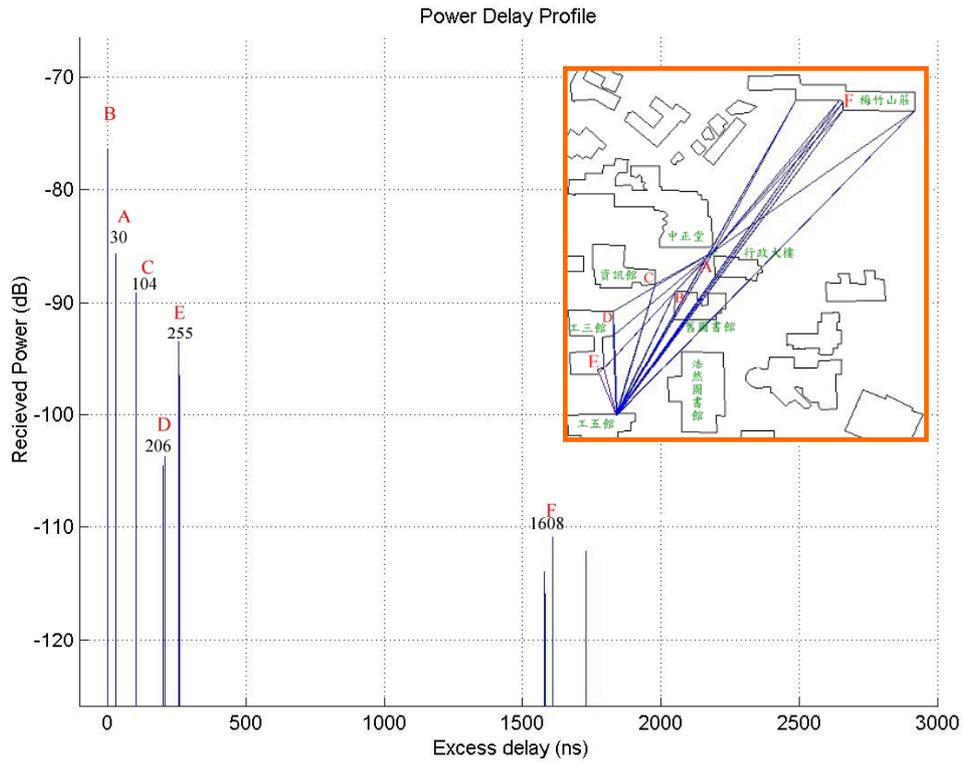


圖 4-33 路徑 5， $d = 55$ 公尺處，利用實體模型預估之 PDS

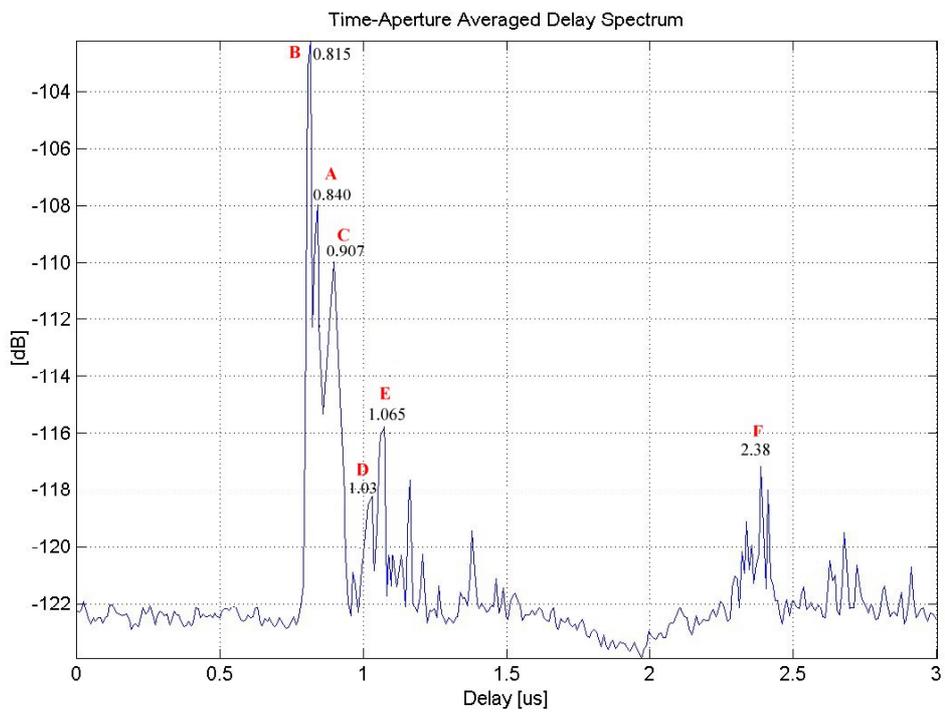


圖 4-34 路徑 5， $d = 55$ 公尺定點量測之 PDS

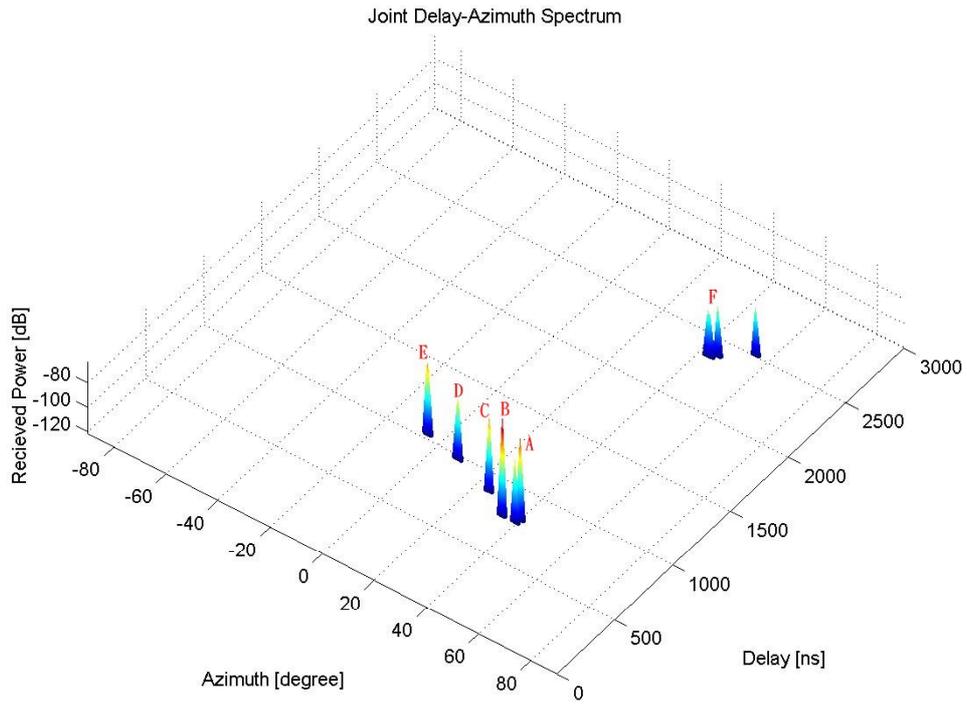


圖 4-35 路徑 5， $d = 55$ 公尺處，利用實體模型預估之 DAS

第五章 建構與驗證空-時通道實體-統計模型

5.1 實體-統計模型之概念

在 [18-21] 中進行功率延遲圖 / 方位角功率頻譜 (PDS, Power Delay Spectrum/PAS, Power Azimuth Spectrum) 之量測，量測中心頻率為 890/1800MHz，其都會區環境量測之 PDS 結果發現與圖 5-1 近似；另外在 [22][23] 中，該量測中心頻率雖為 5.2GHz，其量測所得之 PDS 亦呈現出與圖 5-1 類似的結果，因此在都會區環境中，需考慮區域散射體群與遠端散射體群之效應，該效應可用統計模型加以描述。

若僅使用純粹統計的模型來模擬不同的通道環境，並無法準確的預估主要傳播路徑之延遲時間與入射角度，而適應環境性傳播模型可以提供此二資訊，因此本論文提出一個合併模型，結合適應環境性傳播模型與幾何分佈式通道統計模型。此合併模型可以改整前述缺點較精準地預測空-時無線電向量通道之特性。舉例來說，若在某一定點，利用適應環境性傳播模型估算之 PDS 如圖 5-2，包含直接波(τ_1)、反射波(τ_2)與繞射波(τ_3)，其並無法估算出散射群之效應；另一方面，利用統計模型在同一定點所估算之 PDS 如圖 5-3，包含直接波(τ_1)及區域散射體群、反射波(τ'_2)及其周遭遠端散射體群、遠端散射體群(τ'_3)，其中由於基地台與行動台位置已知，故兩個模型所估算之 τ_1 會相同，但由於統計模型乃採用隨機產生反射體及其他散射體的位置，因此 τ'_2 與 τ'_3 未必等於 τ_2 與 τ_3 ，故兩個模型皆無法準確地預估出實際量測之 PDS。本論文所提出之實體-統計模型（簡稱合併模型），利用適應環境性傳播模型所估算出的等效反射體、繞射體座標，取代統計模型隨機產生的反射體、遠端散射體的座標，如此一來，便可得到圖 5-4 的結果，將會更接近量測值所繪出之 PDS；而 PAS 亦會有相同結果。

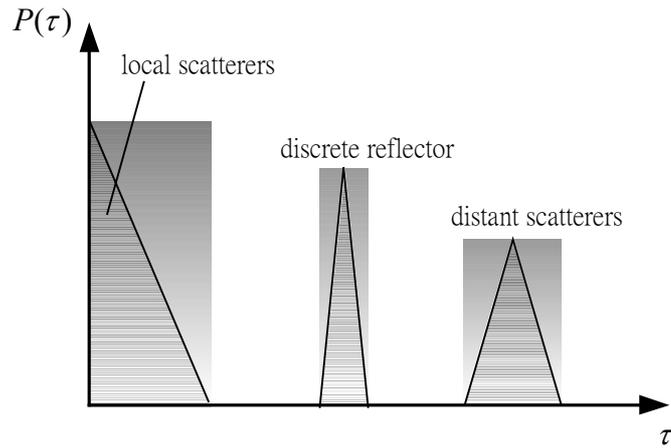


圖 5-1 功率延遲示意圖

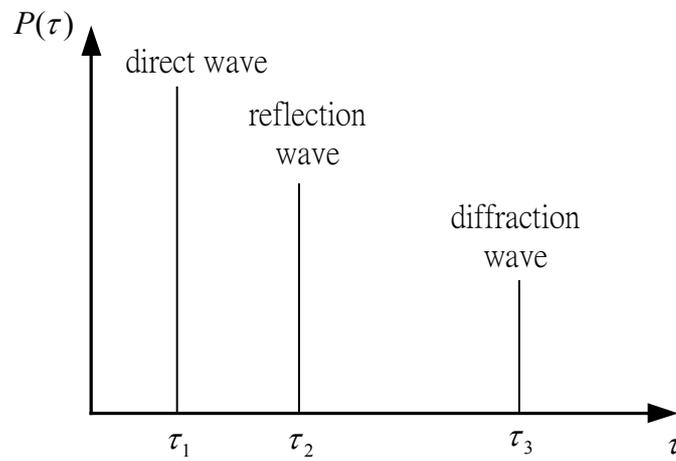


圖 5-2 利用實體模型預測之 PDS，可分析建物對接收電波之等效貢獻，但未考慮每一反射/繞射點附近區域散射體群存在之效應

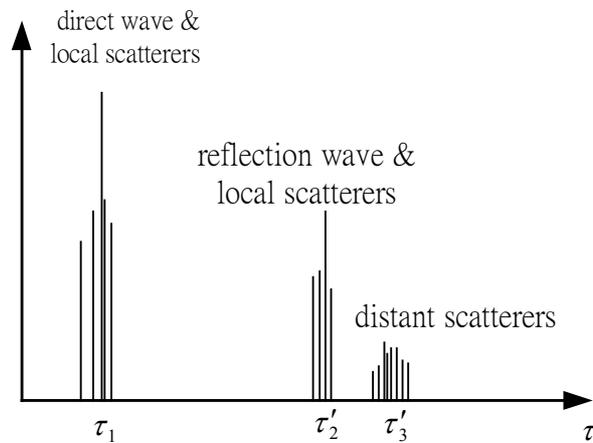


圖 5-3 統計通道模型預測之 PDS，雖然能將反射/繞射體附近區域散射體群效應考慮進來，但無法準確預測主要反射/繞射點位置

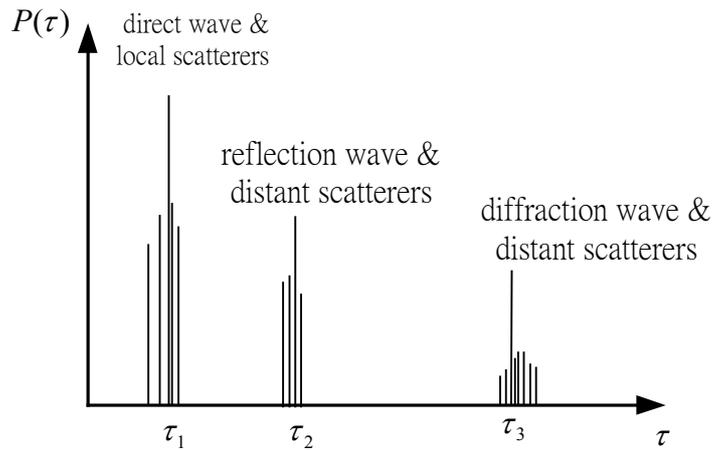


圖 5-4 利用合併模型預測之 PDS，包含實體模型所預測之反射/繞射點延遲時間，及統計模型於各個反射/繞射點附近區域散射體群效應

5.2 實體-統計模型之理論

本論文提出合併模型之電波傳播路徑如圖 5-5 所示。其中實線傳播路徑是由實體模型所描述，可得直接波、地面反射波、牆面反射波、牆角繞射波，而虛線傳播/散射路徑則使用統計模型描述之，包括區域散射體群、反射體周遭散射體群及遠端散射體群。接收天線所接收之電場可表為：

$$E_r = E_{dr} + E_{sr} \quad (5-1)$$

其中 $E_{dr} = \vec{\rho}^* \cdot \sum_i \vec{E}_{di}$ ； \vec{E}_{di} 為適應環境性傳播模型所預估之第 i 條射線在進入接收天線前的電場， $\vec{\rho}^*$ 為接收天線的單位極化向量(unit polarization)的共軛複數； E_{sr} 為利用幾何分佈式統計模型所估算之複數電場強度。

由於區域散射體、反射體、遠端散射體群的座標皆可獲得，因此可使用簡單的射線追跡法求得每個散射體或反射體的 TOA 與 AOA，結合實體模型所估算之射線的 TOA 與 AOA，並加入實體模型與統計模型之接收場強預估值，即可繪出合併模型的 PDP 與 APS，進而可分析空一時無線電通道特徵參數之特性。

5.2.1 實體模型

實體模型(適應環境性傳播模型, SSPM)考量了垂直剖面與水平剖面之多重路徑傳播效應, 其詳細理論已經在第四章中推導。在垂直剖面或水平剖面上由第 i 條傳播路徑所造成之複數電場為

$$E_g = E_0 \cdot G_{tg} \cdot G_{rg} \cdot L_g(d) \cdot \overline{\overline{\Gamma_g}} \quad (5-2)$$

或

$$E_{di} = E_0 \cdot G_{ti} \cdot G_{ri} \cdot L_i(d) \cdot L_D(\phi_i) \cdot \prod_j \overline{\overline{D_{ij}}} \cdot \prod_k \overline{\overline{\Gamma_{ik}}} \quad (5-3)$$

其中 E_g 為地面反射造成之電場, 下標“g”表示“地面反射”。 E_0 為距離發射天線 1 公尺處之電場, G_{ti} 與 G_{ri} 分別為發射端天線與接受端天線之場強輻射增益。 $L_i(d)$ 與 $L_D(\phi_i)$ 為路徑長 d 以及牆角繞射(ϕ_i)所造成之路徑損失。 $\overline{\overline{\Gamma_g}}$ 為地面反射係數, $\prod_j \overline{\overline{\Gamma_{ij}}}$ 為多重強面反射之反射係數。 $\prod_j \overline{\overline{D_{ij}}}$ 則為多重屋頂繞射之繞射係數, 其中應用了 RTM 法則簡化計算。射線固定座標與邊緣固定座標亦分別應用在簡化反射係數與繞射係數之計算。關於實體模型之推導請參考第四章。

5.2.2 統計模型

E_{sr} 可以表示為

$$E_{sr} = E_{local} + \sum_{i=1}^M E_c^i \quad (5-4)$$

其中 E_{local} 為 MS 周邊之區域散射體所造成之電場。吾人假設區域散射體均勻分佈在以 MS 為中心之球體中[24-27]。該球體之直徑則為街道寬度。計算 E_{local} 的方法與(5-5)式中計算 E_c^i 相同, 除了該式中之 S_c^i 改用直接波電場取代(LOS)或來自 MS 方向之多重屋頂繞射電場取代(NLOS)。 E_c^i 表示由第 i 個散射群集造成之散射電場。 M 表示散射群集之總數, 即有效散射區(ESZ, Effective Scattering Zone, 詳細說明請參考第 5.2.3 節)之總數。ESZ 的位置可以用實體模型加以決

定。 E_c^i 可以表示為

$$E_c^i = S_c^i \sum_{n=1}^{N_{eff}} a_n \quad (5)$$

其中 $S_c^i = E_{di}^i$ 是第 i 個散射群集中的最大散射場強。 a_n 表示在 ESZ 中第 n 個散射體的複數散射係數。吾人假設其大小與相位分別有一個均勻分佈在 $(0,1)$ 以及 $(0,2\pi)$ 之間。 N_{eff} 表示 ESZ 中均勻分佈的有效散射體總數。從散射群集效應中 (詳細請參考第 5.2.3 節)，吾人得知在 ESZ 中之散射體密度為

$$N_{eff} = \Delta\theta \cdot \Delta\tau \cdot D_{scatterer} \quad (5-6)$$

其中 $\Delta\theta$ 和 $\Delta\tau = h/c$ 表示對應之 ESZ 的最大角度與延遲擴展。 $\Delta\theta$ 可以由該 ESZ 所在之主要建物寬度決定， h 為該建物之高度， c 為真空中之光速。 $D_{scatterer}$ 為每單位 $delay \cdot angle$ 之有效散射體密度 (ESND, Effective Scatterer Number Density, 詳細請參考第 5.2.4 節)。一些參考文獻中雖然提出了有效散射體之建議值 [26-29]，但這些建議直並無完整之理論與實驗加以驗證，吾人則根據實際量測結果分析統計之。

5.2.3 散射群集效應與有效散射區

從第四章中，吾人從巨細胞環境下之量測結果中觀察到明顯的散射群集效應。其中一個在台北市中正區的取樣結果如圖 5-7 所示 (NLOS 情形)。這種複雜的散射群集效應在反射波存在時會更加明顯，如圖 5-6 所示 (LOS 情形)。以上兩圖之信號頻寬皆為 120MHz。分析該散射群集效應有助於分析巨細胞環境中之空-時通道傳播特徵以及建立適當的傳播模型，以下先說明識別散射群集之步驟：

- (1) 先比較由實體模型計算之 DAS 與量測所得之 DAS，如圖 5-6(a) 所示。決定兩個 DASs 中吻合之峰值，稱為主要峰值，如圖 5-6(b) 所示。
- (2) 使用射線追跡技術決定造成主要峰值的來源，可能是經過反射點或繞

射點亦或是直接波。若是經過反射點或繞射點，則稱該點所在之建物為”主要建物”。

- (3) 判斷主要峰值附近之峰值(次要峰值)是否與主要峰值來自同一棟主要建物，可以利用其 TOA 與 AOA 資訊。若次要峰值與主要峰值來自同一棟建物且和主要峰值擁有相同之傳播機制，則將此主要峰值與其他的次要峰值歸為一個散射群集，例如圖 5-6(b)中的群集 C 為牆面反射所造成以及圖 5-7 中的群集 B 為牆角繞射所造成。這些次要峰值可能是由建物牆面、牆邊緣、建物上附屬物例如窗戶、招牌、管線等等所造成。

圖 5-6(a)為圖 5-6(b)中形成各個群集的主要傳播路徑示意圖。群集 A 為主要直接波所造成，其中亦包含了行動台附近之區域散射體所造成之散射效應。群集 B 主要為地面反射波所造成。群集 C 主要來自主要建物的牆面反射波，該群集中大多有較強接收功率的峰值都分佈在牆面反射點附近。

注意圖 5-6(b)中群集 C 的角度擴展範圍恰與主要建物牆面的角度擴展對應，而其時間擴展約為 $0.096\mu s$ ，大致與圖 5-6(a)中路徑 1 與路徑 2 的 TOA 時間差吻合，因為兩路徑有相同之 AOA，因此該差異主要是由建物的高度差所造成，即群集 C 在固定角度上的時間擴展與主要建物的高度相關。相似的情形也可以在圖 5-7 中觀察到，其中群集 A 包含了地面反射以及區域散射效應，其他各個群集則多為牆角繞射所造成。因此，吾人定義主要建物上形成散射群集之區域為”有效散射區”(ESZ, Effective Scattering Zone)，有效散射區可使用牆面來模擬，其大小則可根據主要建物的幾何形狀與大小決定。有效散射區的散射群集效應則可以使用”有效散射體”(effective scatterer)來描述[30]。

5.2.4 有效散射體密度

ESND (Effective Scatterer Number Density) 是由量測結果分析所得之統計結果，其步驟如下所述：

- (1) 從 time average DAS 中識別散射群集。該識別方法已在上節中介紹。
- (2) 確認每個散射群集中的峰值數目與分佈範圍。
- (3) 假設每個峰值是由一個散射體經由一次彈射(single bounce)所造成。
- (4) 計算對應群集中的散射體數。
- (5) 將散射體數目除以其分佈範圍即可得到 ESND。

值得注意的是步驟 2 中的峰值數目會隨信號頻寬改變而不同。 $D_{scatterer}$ 與信號頻寬的對應值整理於圖 5-8。從圖中可以觀察出兩者大致呈現線性正比關係。該統計結果使用了約 2000 筆量測料(取自台北市中正區量測結果, 路徑 2 至 5)。

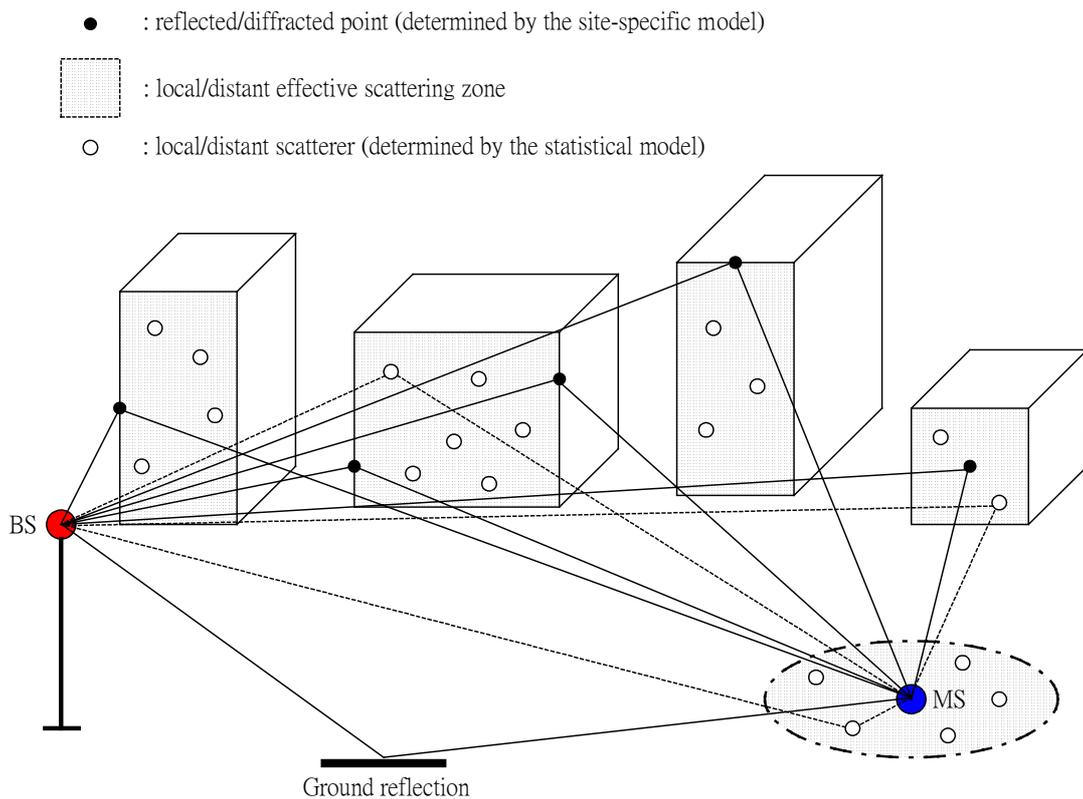
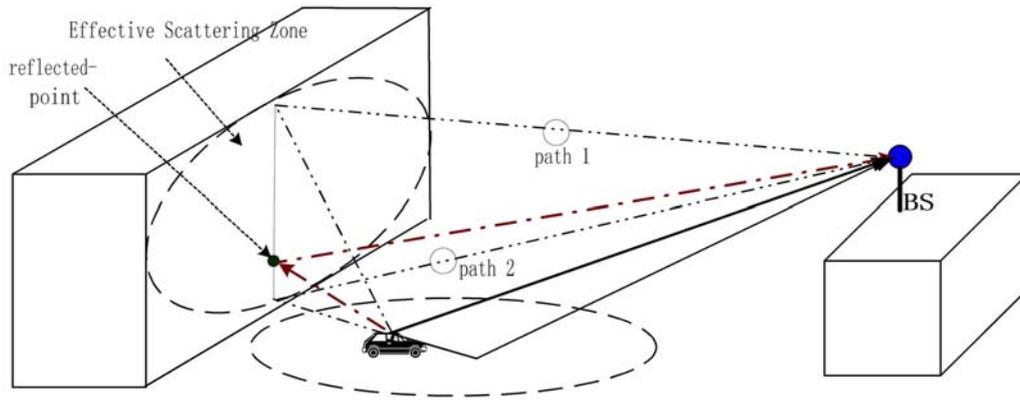
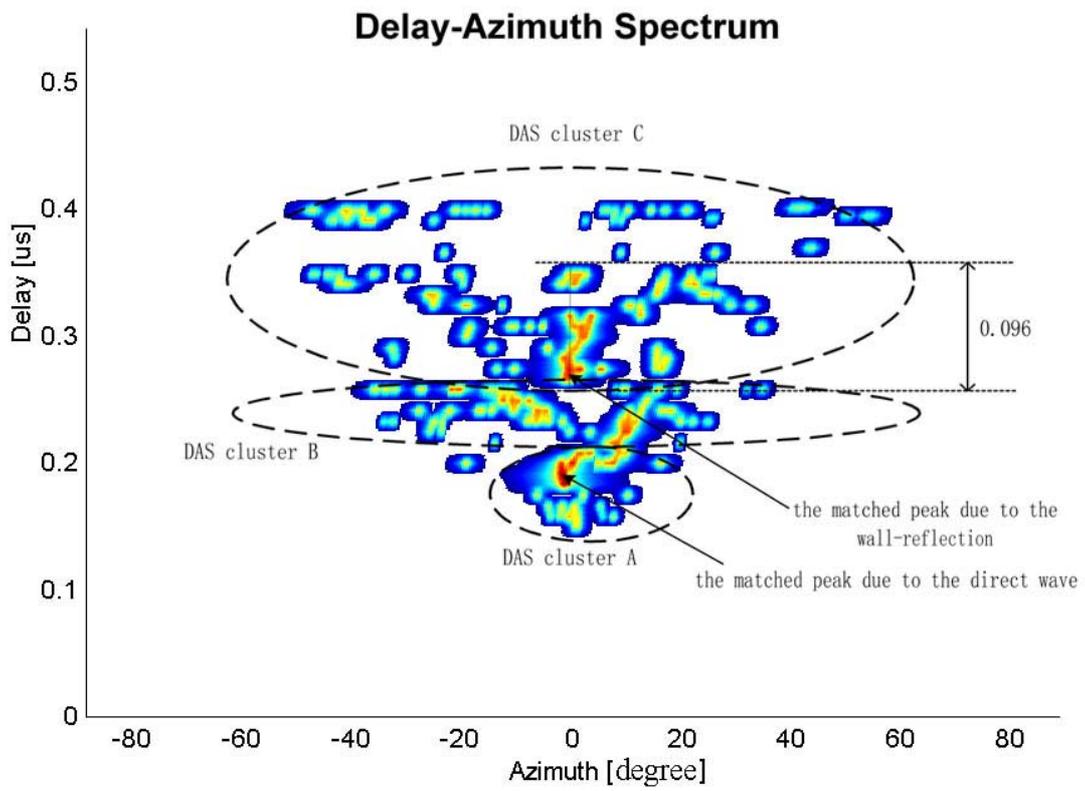


圖 5-5 實體-統計通道模型之系統架構圖



(a)



(b)

圖 5-6 LOS 情形下之散射群集效應 (a) 傳播路徑示意圖 (b) 散射群集圖

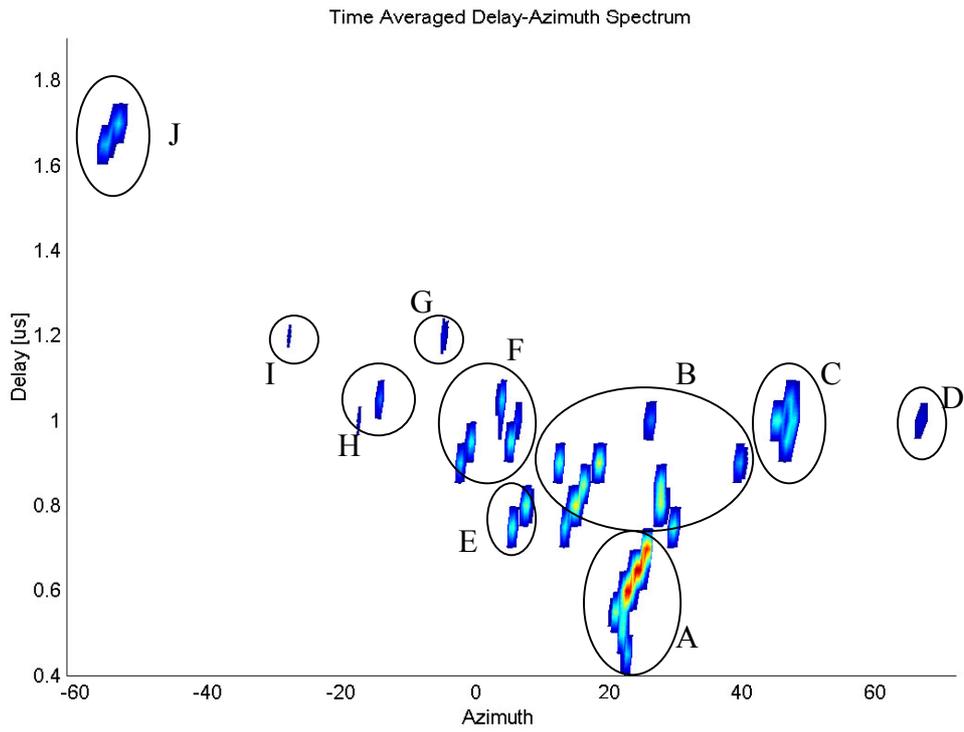


圖 5-7 NLOS 情形下之散射群集圖

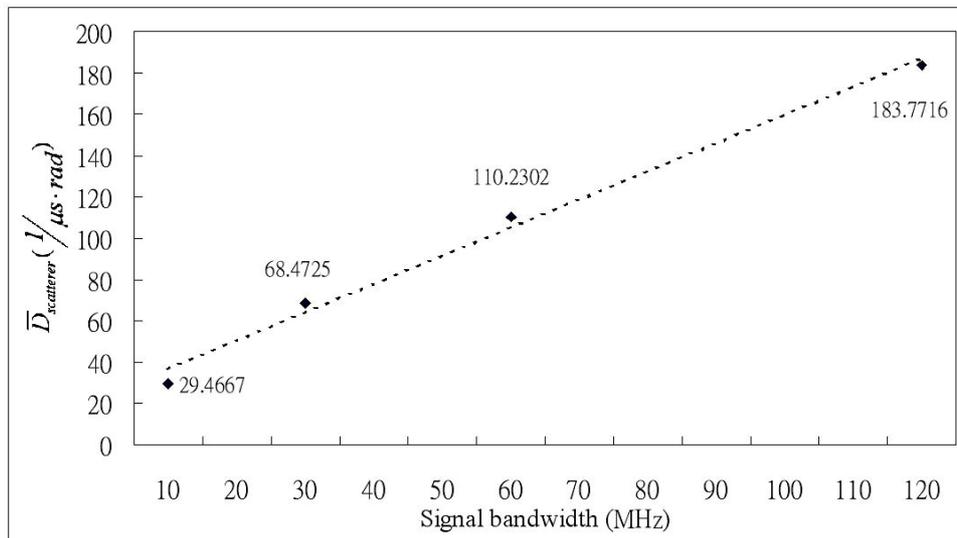


圖 5-8 有效散射體密度(ESND)與信號頻寬對應圖

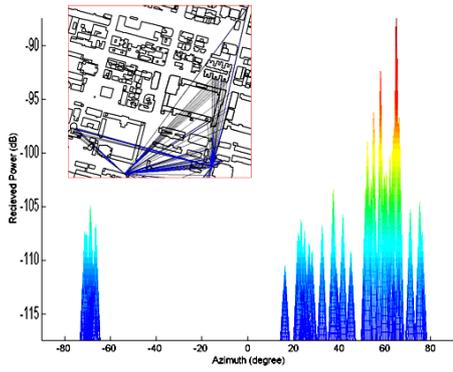
5.3 實體-統計模型之驗證

吾人比較台北市中正區(2-15)之量測值與實體-統計模型之計算值來驗證該模型。由實體模型以及量測所得之一組 PASs 顯示於圖 5-9(a)與(b)。該取樣點為直台北市中正區路徑 2 上。在圖 5-9(a)中的子圖表示該點之射線追跡圖。由兩圖中吾人可以觀察出實體模型能夠正確地估算峰值 a~f，計算結果與量測結果相當吻合。而圖 5-9(d)與(e)的 PDSs 則顯示實體模型無法有效考量散射群集效應，例如兩圖中的群集 b。以上比較結果顯示雖然實體模型可以正確估算主要傳播路徑之 AOA 與 TOA，但無法有效考量散射群集效應。由統計模型所計算之 PAD 與 PDS 分別表示於圖 5-9(c)及(f)。比較圖 5-9(b)與(f)中的群集 b 可以發現統計模型對散射群集效應具有較佳的描述能力。類似結果亦可藉由比對其他群集觀察出。

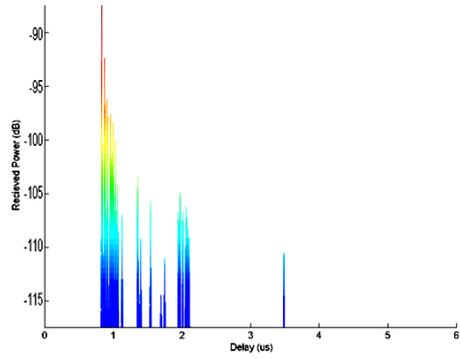
吾人使用 AS (root mean square angle spread)與 DS (root mean square delay spread)驗證實體-統計模型之正確性。由於路徑 2 至 5 已經被用於分析有效散射體密度計算，因此我們採用路徑 1 及 6 量測結果與計算結果(採用 120MHz 訊號頻寬)比對驗證之。注意每個取樣點的 ESZ 與其散射體數並不一定相同，這是因為各點擁有不同的傳播路徑所造成之結果。

路徑 1 之計算與量測所得 AS 與 DS 顯示於圖 5-10 中，其中 D 表示移動距離。圖 5-10(a)中，由實體模型計算之 AS 有與量測結果相似之趨勢，但因為實體模型因為並未考量散射效應，所以低估了實際值。而考量了散射效應的實體-統計模型計算結果則相當接近量測結果。該路徑因為大多處於 LOS 情形下，直接波對傳播影響較大，因此散射效應不沒有那麼顯著。因此由實體模型以及實體-統計模型所計算之結果與量測結果差異並不很大。

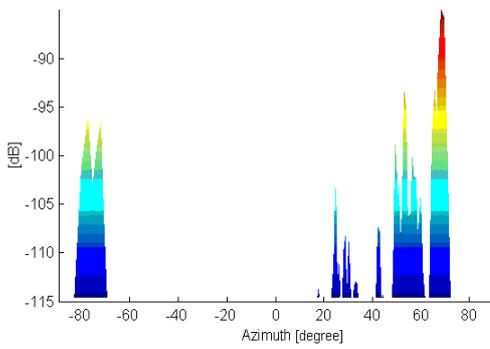
路徑 6 (NLOS) 之計算與量測所得 AS 與 DS 顯示於圖 5-11 中，其中 D 表示移動距離。從該圖中，可以明顯地觀察出實體-統計模型有比實體模型更佳的預估能力。



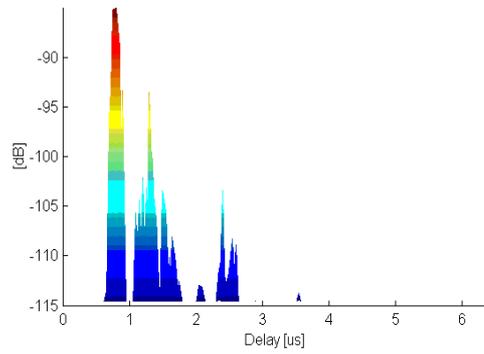
(a)



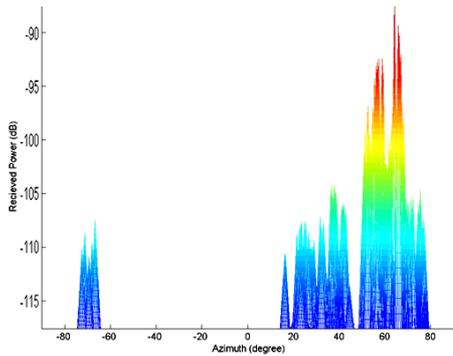
(d)



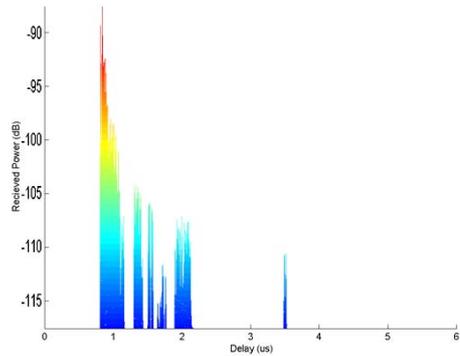
(b)



(e)

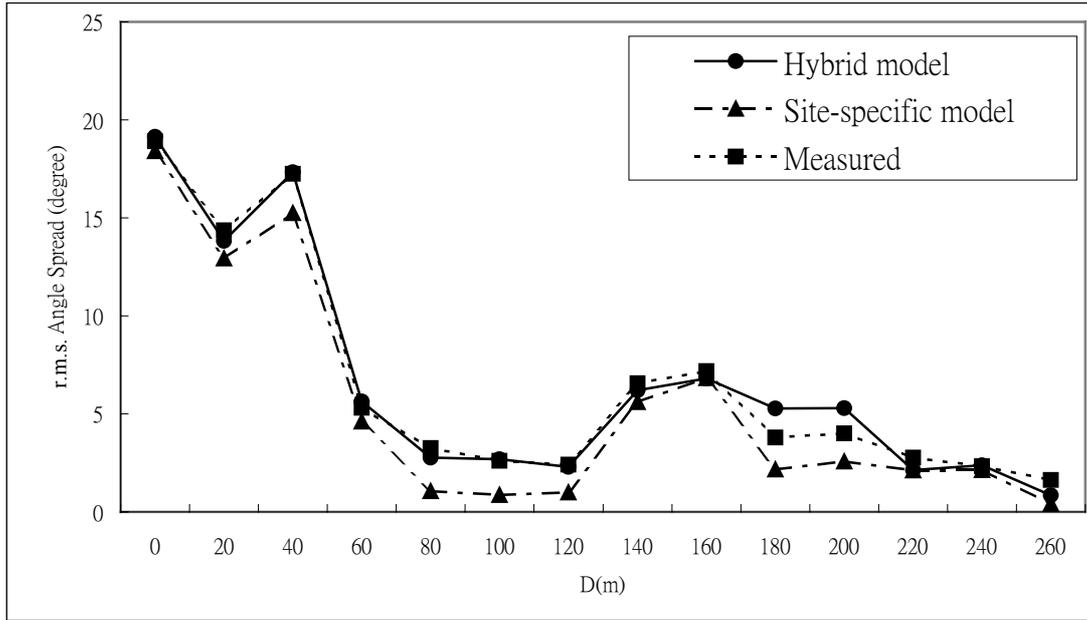


(c)

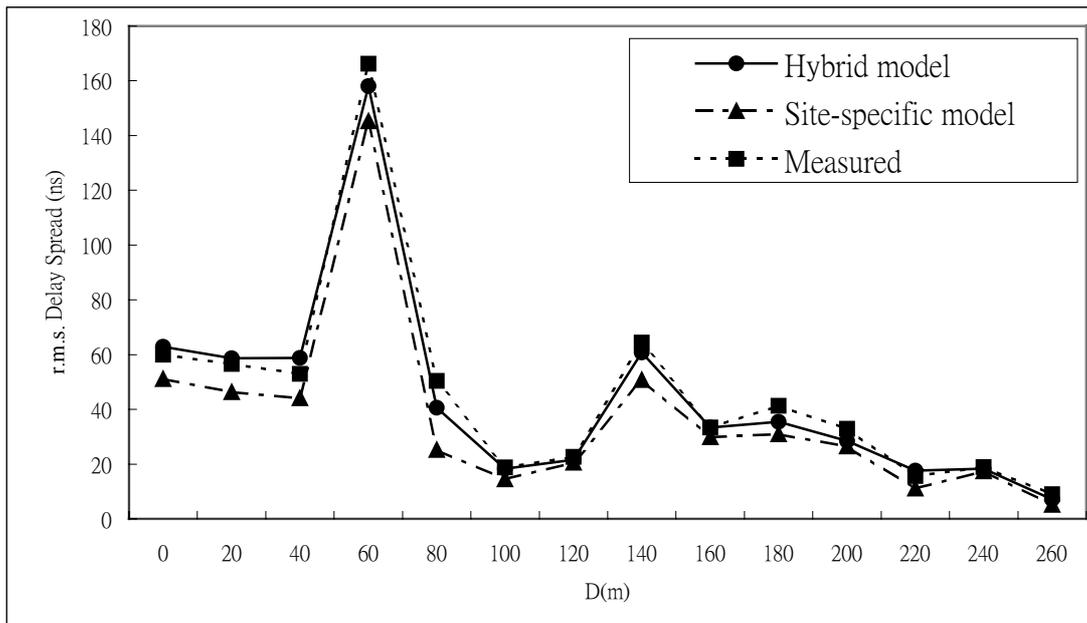


(f)

圖 5-9 實體模型、統計模型以及量測所得之 PAS 與 PDS。(a) 由實體模型計算之 PAS; (b) 量測之 PAS; (c) 由統計模型計算之 PAS; (d) 由實體模型計算之 PDS; (e) 量測之 PDS; (f) 由統計模型計算之 PDS。

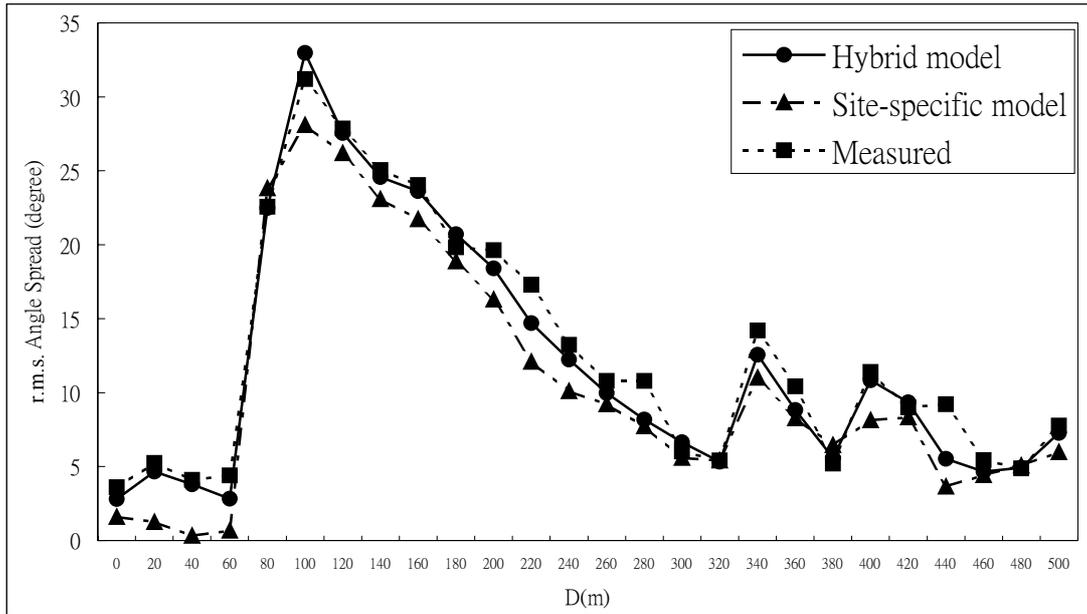


(a)

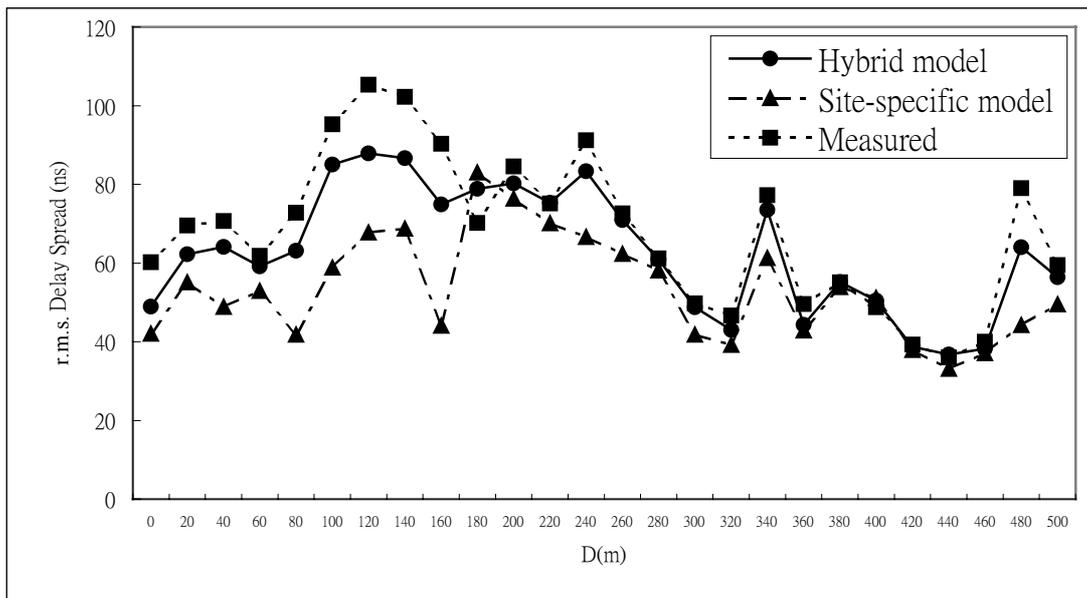


(b)

圖 5-10 在台北市中正區路徑 1(LOS)之量測值與實體-統計模型計算值(a) AS (b) DS 之比較。



(a)



(b)

圖 5-11 在台北市中正區路徑 6(NLOS)之量測值與實體-統計模型計算值(a) AS (b) DS 之比較。

第六章 結論

本報告已完成了大型與中小型都會區以及郊區環境之寬頻向量無線電空-時通道特性量測與分析。根據量測分析結果，吾人建構了空-時通道實體模型以及空-時通道實體-統計模型。

第二章說明寬頻向量無線電通道量測系統之特性與操作方式。吾人在台北市東區、中壢市區、中壢郊區以及新竹郊區進行巨細胞環境下的空-時通道特性量測，這些區域分別代表了典型的大都會區、中小型都會區以及郊區環境。

第三章吾人根據第二章量測的結果，分析了三種傳播環境的通道特徵，包括了 LOS 與 NLOS 環境之傳播特徵、TOA、AOA、DS、AS 以及 AS 與 DS 的相關係數比較。發現都會區環境中的主要反射體 (dominant reflector) 影響以及街道導引傳播 (street-guided propagation) 的現象相當顯著，特別在 NLOS 情形時，這些效應會特別明顯。對於 TOA 與 AOA 機率密度分佈則可以分別使用 One-side exponential decaying function 以及 Truncated Laplacian function 來描述，對於單純的郊區環境其逼近效果相當良好，但是對複雜的都會區環境則有較大的誤差，但趨勢已頗為接近。DS 與 AS 則大致與傳播環境複雜度呈現正相關，即 NLOS 情形愈嚴重時，其值會較大，這是由於複雜多重路徑傳播所造成的結果。

第四章吾人建構空-時通道實體模型(SSPM)，首先將複雜之電波傳播問題作簡化，把它劃分為垂直剖面以及水平剖面之電波傳播模式，在不同剖面中使用了射線追跡追蹤計算直接波、反射波以及繞射波，並利用幾何光學理論與均勻繞射理論計算電波傳播路徑損失值。另外，對於巨細胞環境下有顯著影響的屋頂楔型物繞射現象，吾人也使用嚴謹的電磁理論加以考量。最後吾人使用量測結果驗證空-時通道實體模型，結果顯示該模型對巨細胞環境中主要傳播路徑的預估能力相當良好。

在第五章中，吾人建構與驗證空-時通道實體-統計模型。發現在基地台陣

列天線接收訊號脈衝響應均會呈現群集式多重路徑傳播效應，包括直接波附近之區域散射體群與遠端反射/繞射體附近之區域散射體群所造成的散射群集效應。而實體模型僅能預估主要電波傳播路徑，無法預估散射效應，但實體-統計模型可以彌補此不足。實體-統計模型結合了(a) AS (b) DS 以及統計模型，其中 (a) AS (b) DS 用來預估各個主要傳播路徑，統計模型則用來描述區域及遠端散射群集效應，因此實體-統計模型得以準確預估 PAS、PDS 以及 AS 與 DS 等空-時通道特徵。

参考文献

- [1] K. I. Pedersen, P. E. Mogensen, and B. H. Fleury, "A Stochastic Model of the Temporal and Azimuthal Dispersion Seen at the Base Station in Outdoor Propagation Environments," IEEE Trans. Veh. Technol., Vol.49, No.2, pp.437-447, March 2000.
- [2] K. I. Pedersen, P. E. Mogensen, and B. H. Fleury, "Power azimuth spectrum in outdoor environment," IEE Electron. Lett., Vol. 33, pp1583-1584, August 1997.
- [3] Theodore S. Rappaport, "Wireless Communications Principles and Practice," Prentice-Hall, Inc., Chapter 4, 1996.
- [4] J. B. Andersen, "Transition zone diffraction by multiple edges," IEE Proc.-Microwave Antennas Propagation, vol. 141 ,NO. 5, pp.382-384, October 1994.
- [5] L. W. Wiesbeck etc., "A versatile wave propagation model for the VHF/UHF range considering three-dimensional terrain," IEEE Trans. Antennas Propagat., Vol. 40, pp. 1121-1131, October 1992.
- [6] R. G. Kouyoumjian and P.H. Pathak, "A uniform geometrical theory of diffraction for an edge in a perfectly conducting surface," PROC. IEEE, pp.1448-1461, 1974.
- [7] Rogers, D. F., Procedural Elements for Computer Graphics, McGraw-Hill, New York, 1985.
- [8] D. A. McNamara, C. W. I. Pistorius, J. A. G. Malherbe, Introduction To The Uniform Geometrical Theory of Diffraction, Artech House Boston. London, 1990, Chapter 3.
- [9] Orlando Landron, M. J. Feuerstein, and T.S. Rappaport, "A comparison of theoretical and empirical reflection coefficients for typical exterior wall surfaces in a mobile radio environment", IEEE Trans. Antennas Propagat., Vol. 44, No.3, pp.341-350, March 1996.
- [10] T. S. Rappaport, Wireless Communication Principles & Practice, Chapters 3-4.

- [11] M.J.Feuerstein , K.L.Blackard , T.S.Rappapor “ Pathloss, delay Spread , and outage models as functions of antenna height for microcellular system design ” IEEE Trans. VT., Vol.43, No.3, August 1994.
- [12] D. A. McNamara, C. W. I. Pistorius, and J. A. G. Malherbe, “Introduction To The Uniform Geometrical Theory of Diffraction,” Artech House Boston.London, 1990, Chapter 6
- [13] Constantine A. Balanis, Advanced Engineering Electro-magnetics, Wiley, New York, 1989, Chapter 13.
- [14] Gaymond J. Luebbers, “Finite conductivity uniform GTD versus knife edge diffraction in prediction of propagation,” IEEE Trans. Antennas and Propagation, Vol. 32 , No.1, pp.70-76, January 1984.
- [15] C. K. Chen, “Modeling of Mobile Radio Propagation in Urban Environments,” National Chiao Tung University, Taiwan, R.O.C., June 1997.
- [16] Luebbers, R. J., “A heuristic UTD slope diffraction coefficient for rough lossy wedges, “ IEEE Trans., Vol.37, pp. 206 -211, February 1989.
- [17] R. B. Ertel, “Statistical Analysis of the Geometrically Based Single Bounce Channel Models,” unpublished notes, May 1997.
- [18] K. I. Pedersen, P. E. Mogensen, B. H. Fleury, “A Stochastic Model of the Temporal and Azimuthal Dispersion Seen at the Base Station in Outdoor Propagation Environments, ” IEEE Trans., Vol. 49, No. 2, March 2000.
- [19] A. Kuchar, J. P. Rossi, and E. Bonek, “Directional Macro-Cell Channel Characterization from Urban Measurements, ” IEEE Trans. No. 2, Feb. 2000.
- [20] J. Fuhl, J. P. Rossi, and E. Bonek, “High-Resolution 3-D Direction-of-Arrival Determination for Urban Mobile Radio,” IEEE Trans. on Antenna and Propagation, No. 4, April 1997.
- [21] K I. Pedersen, P. E. Mogensen, B. H. Fleury, “Spatial Channel Characteristics in Outdoor Environments and their Impact on BS Antenna System Performance, ” IEEE VTC, 1998.
- [22] R. S. Thoma, D. Hampicke, A. Richter, G. Sommerkorn, A. Schneider, U.

- Trautwein, and W. Wirnitzer, "Identification of Time-Variant Directional Mobile Radio Channels," IEEE Trans. On Instrumentation and Measurement, No.2, April 2000.
- [23] U. Trautwein, D. Hampicke, G. Sormmerkorn, R. S. Thoma, "Performance of Space-Time Processing for ISI- and CCI-Suppression in Industrial Scenarios," IEEE VTC, 2000.
- [24] W. C. Y. Lee, Mobile Communications Engineering, McGraw Hill Publications, New York, 1982.
- [25] R. B. Ertel, "Statistical analysis of the geometrically based single bounce channel models," unpublished notes, May 1997.
- [26] D. A. McNamara, C. W. I. Pistorius, and J. A. G. Malherbe, "Introduction to the uniform geometrical theory of diffraction," Artech House Boston. London, Chapter 6, 1990.
- [27] J. Fuhl, A. F. Molisch, E. Bonek, "Unified Channel Model for Mobile Radio Systems with Smart Antenna," IEE Proc. -Radar, Sonar Navig., Vol. 145, No. 1, February 1998.
- [28] R. J. Piechocki, J. P. McGeehan, and G.V. Tsoulos, "A new stochastic spatio-temporal propagation model (SSTPM) for mobile communications with antenna arrays," IEEE Trans. Commun., Vol. 49, No. 5, pp.855-862, May 2001.
- [29] W. C. Y. Lee, "Applying the intelligent cell concept to PCS," IEEE Trans. Veh. Technol., Vol. 43, pp.672-679, August 1994.
- [30] H. Krim and M. Viberg, "Two decades of array signal processing research," IEEE Signal Processing Mag., Special Issue on Array Processing, Vol. 13, July 1996.