

國立臺灣大學電機資訊學院電子工程學研究所



碩士論文

Graduate Institute of Electronics Engineering
College of Electrical Engineering and Computer Science
National Taiwan University
Master Thesis

以軟體定義無線電平台實現之
室內定位系統設計
Design and Implementation of an
Indoor Positioning System on SDR Platform

蔡孟穎

Meng-Ying Tsai

指導教授：闕志達 博士

Advisor: Tzi-Dar Chiueh, Ph.D.

中華民國 103 年 10 月

October, 2014



國立臺灣大學碩士學位論文
口試委員會審定書

以軟體定義無線電平台實現之室內定位系統設計

Design and Implementation of an Indoor Positioning
System on SDR Platform

本論文係蔡孟穎君 (R01943006) 在國立臺灣大學電子工程學研究所完成之碩士學位論文，於民國 103 年 10 月 28 日承下列考試委員審查通過及口試及格，特此證明

口試委員：

閻克謙

(指導教授)

蔡孟穎

李況陽

系主任、所長

劉澤剛



致謝



在台大兩年多的碩士生涯，伴隨著論文的撰寫，也開始回想過程中所經歷的一切。然而，在這段遭遇最多困難與瓶頸的求學過程中，卻也是我學習到最多的一段黃金時期，不論是研究上的知識，或是待人處事的應對。

首先，最感謝的是我的指導教授，闕志達教授，教導學生在做研究上應有的態度和方式，並在學生研究碰到困難時時，給予我珍貴的建議和方向，使我獲益良多。在這兩年的研究生活，能與老師的研究團隊一同學習並成長，是最值得驕傲的一件事。除此之外，感謝口試委員蘇柏青教授與李佳翰博士的寶貴建議，使本論文更臻完善。

感謝微系統研究實驗室的大家，陪伴我走過這段刻骨銘心的研究生活。感謝一斌學長、義堯學長、哲銘學長、雅婷學姊、陳磊學長、政穎學長與君元學長的照顧與幫助，讓我能夠融入實驗室的大家。也謝謝文豪、藍瑋、奕丰、怡豪、柏崧在研究上的相互扶持與鼓勵，有你們的陪伴讓我在這艱辛的道路上並不孤單。謝謝學弟們，柏琛、喬民、傑民、鈺安和家豪，祝福你們在未來做研究的路上能夠順利。

謝謝我的父母、姐姐、妹妹與所有家人朋友們，在這段研究生活中給予我的支持與鼓勵，每當遇到困難而感到沮喪時，有你們的陪伴並分享我的喜怒哀樂，是支持我繼續努力的最大動力。

讓我於此再一次由衷感謝在這段艱辛且充實的路上曾經幫助、支持、鼓勵過我的貴人和朋友們，謹以此論文獻給大家！

蔡孟穎 謹誌

於電機二館 329 實驗室

中華民國 103 年 10 月 17 日



摘要



由於智慧型行動裝置市場的蓬勃發展，個人化服務也更加受到重視。因此，適地性服務(Location Based Services)也成為人們生活中重要的一項議題。而在適地性服務的運作環節中，定位技術扮演著重要的角色，基於使用者個人所在位置，才能提供使用者周邊相關的訊息以及服務。在室外環境下，全球定位系統(Global Positioning System，簡稱 GPS)儼然已是最普及也最受歡迎的定位解決方案。然而，在室內的環境下，我們能接收到的衛星訊號相當微弱，也使得全球定位系統在室內環境下無法準確提供使用者所在位置之資訊。因此，室內定位系統的設計也成為現今熱門的研究主題。

在本論文中，我們提供一完整的室內定位系統(Indoor Positioning System，簡稱 IPS)解決方案，以簡單且低功率消耗之穿戴式訊號發射機作為室內定位目標，並設計室內定位軟體接收機以佈置於室內環境，接收發射機發送之室內定位訊號。最後，室內定位軟體接收機再對接收之訊號進行數位訊號處理，以達到室內定位之效用。除此之外，為了驗證我們設計的室內定位系統之可行性與可靠度，我們利用軟體定義無線電(Software Defined Radio，簡稱 SDR)建置一室內定位系統平台，實際錄製訊號來測試我們所設計的室內定位系統。最後，從現場試驗的結果，我們的室內定位系統可同時相容於三種不同大小的室內環境並提供相當高的定位準確度。

關鍵字：適地性服務、室內定位系統、軟體定義無線電



Abstract



As the vigorous development of the market of the smart mobile devices, personal services are gradually getting more and more attention. Because of this, Location based services (LBSs) are becoming a vital part of the life. Location based services refer to provide the services or the relevant information around the user. Hence, in order to find the location of the user at the right time, positioning technologies play an important role in this application. Undoubtedly, Global Positioning System (GPS) is the most popular positioning technology in the outdoor environment. However, due to the signal of the satellite is too weak in the indoor environment, the global positioning system can not provide accurate location of the user. Therefore, the design of the indoor positioning system (IPS) has become a hot research topic nowadays.

In this thesis, we provide the complete solution of the indoor positioning system. We design a simple and low power consumption wearable signal transmitter to be the indoor positioning target. And, we design and arrange several synchronized indoor positioning software receivers in the indoor environment to receive the signal. Finally, through the digital signal processing, we can find the location of the target. In addition, for the purpose of validating the reliability and feasibility of our indoor positioning system, we use software defined radio (SDR) to build an indoor positioning system platform and record the signal practically. From the results of the field trial, our indoor positioning system is compatible with three indoor environments with different size and can provide high accuracy of positioning.

Key Words: Location Based Services, Indoor Positioning System, Software Defined Radio

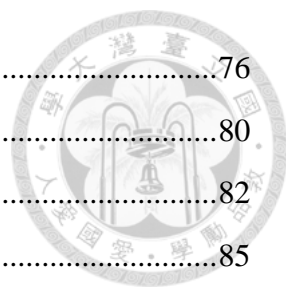




目錄

致謝.....	i
摘要.....	iii
Abstract.....	v
目錄.....	vii
圖目錄.....	x
表目錄.....	xiv
第一章 緒論.....	1
1.1 研究背景.....	1
1.2 研究動機.....	2
1.3 論文簡介.....	3
1.4 論文組織.....	3
第二章 室內定位系統介紹.....	5
2.1 定位技術.....	5
2.1.1 鄰近偵測(Proximity Detection).....	6
2.1.2 三角測量(Triangulation).....	7
2.1.3 場景分析(Scene Analysis).....	11
2.1.4 航位推測法(Dead Reckoning).....	12
2.1.5 定位技術比較.....	12
2.2 無線室內定位系統.....	13
2.2.1 效能指標(Performance Metrics).....	14
2.2.2 基於紅外線之系統(Infrared Based System).....	16
2.2.3 基於射頻之系統(Radio Frequency Based System).....	16
2.2.4 基於超音波之系統(Ultrasound Based System).....	18
2.2.5 室內定位系統比較.....	19
2.3 設計之室內定位系統藍圖.....	20
第三章 室內定位系統基頻軟體發射機.....	21
3.1 展頻通訊系統簡介.....	22

3.1.1	展頻通訊技術介紹.....	22
3.1.2	展頻通訊系統特性.....	23
3.2	室內定位系統基頻發射機架構.....	25
3.2.1	訊號調變方式與設計規格.....	25
3.2.2	偽隨機碼產生器及其訊號特性.....	26
3.2.3	室內定位訊號結構.....	29
第四章	室內定位系統基頻軟體接收機.....	30
4.1	室內定位訊號接收機架構.....	31
4.2	室內定位訊號擷取.....	31
4.2.1	整數載波頻率偏移估測.....	32
4.2.2	分數載波頻率偏移估測.....	33
4.2.3	偽隨機碼相位估測.....	35
4.3	室內定位訊號追蹤.....	37
4.3.1	載波頻率追蹤.....	37
4.3.2	偽隨機碼追蹤.....	41
4.4	室內定位訊號處理.....	48
4.4.1	抵達時間差估測.....	49
4.4.2	同相積分(Coherent Integration).....	50
4.4.3	定位目標位置估測.....	50
4.4.4	擴展卡爾曼濾波器.....	53
第五章	室內定位系統之軟體定義無線電平台.....	57
5.1	室內定位系統之軟體定義無線電平台架構.....	57
5.2	軟體定義室內定位系統發射機.....	58
5.3	軟體定義室內定位系統接收機與同步設計.....	59
5.3.1	通用軟體無線電週邊設備同步設計.....	61
5.3.2	室內定位系統取樣速率與碼片速率設計.....	64
第六章	實驗結果與系統分析.....	65
6.1	室內定位實驗設置與結果.....	65
6.1.1	電機二館 504 討論室.....	66
6.1.2	電機二館 142 會議室.....	71



6.1.3	明達館三樓室內廣場.....	76
6.1.4	估測抵達時間差分析.....	80
6.1.5	縮放抵達時間差定位結果.....	82
6.1.6	多重目標定位(Multiple Target Positioning)	85
6.2	室內定位系統技術分析	87
6.2.1	取樣率設計分析.....	87
6.2.2	同相積分設計分析.....	88
6.2.3	抵達時間差估測技術比較.....	89
6.2.4	接收機數量分析.....	90
6.2.5	室內定位結果分析.....	92
6.3	室內定位系統表現與比較	94
6.4	室內定位系統程式執行時間分析	95
第七章 結論與未來展望		96
參考文獻.....		97

圖目錄



圖 1.1 全球手機出貨量[1]	1
圖 1.2 適地性服務示意圖[2]	2
圖 2.1 定位技術分類圖[3]	6
圖 2.2 Proximity Detection.....	6
圖 2.3 AoA positioning.....	7
圖 2.4 TOA Positioning	8
圖 2.5 TDOA Positioning	9
圖 2.6 RTOF positioning	10
圖 2.7 RSS positioning	10
圖 2.8 Fingerprint	11
圖 2.9 無線定位系統示意圖[4]	13
圖 2.10 室內定位系統分類圖[3]	13
圖 2.11 室內定位系統設計藍圖	20
圖 3.1 直序展頻示意圖	22
圖 3.2 直序展頻系統	23
圖 3.3 展頻系統抗干擾能力	24
圖 3.4 分碼多工系統示意圖	24
圖 3.5 室內定位訊號產生架構圖	25
圖 3.6 線性回授位移暫存器	27
圖 3.7 偽隨機碼之自相關性與互相關性	28
圖 3.8 偽隨機碼之自相關性	28
圖 3.9 室內定位訊號結構示意圖	29
圖 4.1 室內定位系統接收機架構圖	31
圖 4.2 定位訊號擷取示意圖	32

圖 4.3 平行頻率空間搜尋擷取法	32
圖 4.4 實際收錄室內定位訊號之整數載波頻率偏移估測	33
圖 4.5 實際收錄室內定位訊號之整數與分數載波頻率估測總合	34
圖 4.6 平行碼相位搜尋擷取法	36
圖 4.7 實際收錄室內定位訊號碼相位搜尋結果	36
圖 4.8 鎖相迴路系統方塊圖	38
圖 4.9 柯斯塔斯迴路之相位偵測器	39
圖 4.10 各相位偵測器之比較圖[5]	40
圖 4.11 載波頻率追蹤迴路方塊圖[5]	41
圖 4.12 延遲鎖定迴路方塊圖[5]	41
圖 4.13 延遲鎖定迴路示意圖	43
圖 4.14 多路徑效應干擾示意圖	44
圖 4.15 Early-Late Slope Techniques	45
圖 4.16 高分辨率相關器示意圖	46
圖 4.17 有限頻寬效應示意圖	47
圖 4.18 HRC with Curve Fitting	48
圖 4.19 定位訊號抵達時間示意圖	49
圖 4.20 抵達時間差構成之雙曲線示意圖：6 台接收機	52
圖 4.21 卡爾曼濾波器應用示意圖	53
圖 4.22 擴展卡爾曼濾波器示意圖	54
圖 5.1 室內定位系統之軟體定義無線電平台示意圖	57
圖 5.2 射頻模組化儀器與全向性天線	58
圖 5.3 軟體定義室內定位發射機 Labview GUI 控制介面	59
圖 5.4 通用軟體無線電週邊設備與指向性天線	59
圖 5.5 軟體定義室內定位接收機 Labview GUI 控制介面	60
圖 5.6 USRP 同步器材	61
圖 5.7 GPSDO 示意圖[9]	62
圖 5.8 USRP 同步效能實驗結果	63
圖 6.1 電機二館 504 討論室平面圖	66
圖 6.2 電機二館 504 討論室實驗設置圖	66

圖 6.3 電機二館 504 討論室現場試驗設置圖	66
圖 6.4 電機二館 504 討論室抵達時間差估測結果	68
圖 6.5 電機二館 504 討論室估測抵達時間差之雙曲線示意圖	69
圖 6.6 電機二館 504 討論室定位結果：使用全部 28 個抵達時間差	69
圖 6.7 電機二館 504 討論室定位結果：使用全部 28 個抵達時間差與擴展卡爾曼濾波器	70
圖 6.8 電機二館 142 會議室平面圖	71
圖 6.9 電機二館 142 會議室實驗設置圖	71
圖 6.10 電機二館 142 會議室現場試驗設置圖	72
圖 6.11 電機二館 142 會議室抵達時間差估測結果	73
圖 6.12 電機二館 142 會議室估測抵達時間差之雙曲線示意圖	74
圖 6.13 電機二館 142 會議室定位結果：使用全部 28 個抵達時間差	75
圖 6.14 電機二館 142 會議室定位結果：使用全部 28 個抵達時間差與擴展卡爾曼濾波器	75
圖 6.15 明達館三樓室內廣場平面圖	76
圖 6.16 明達館三樓室內廣場實驗設置圖	76
圖 6.17 明達館三樓室內廣場現場試驗設置圖	76
圖 6.18 明達館三樓室內廣場抵達時間差估測結果	78
圖 6.19 明達館三樓室內廣場估測抵達時間差之雙曲線示意圖	78
圖 6.20 明達館三樓室內廣場定位結果：使用全部 28 個抵達時間差	79
圖 6.21 明達館三樓室內廣場定位結果：使用全部 28 個抵達時間差與擴展卡爾曼濾波器	79
圖 6.22 估測路徑內縮模擬圖	80
圖 6.23 抵達時間差估測錯誤示意圖	80
圖 6.24 估測抵達時間差分佈圖	81
圖 6.25 明達館三樓室內廣場定位結果：使用全部 28 個縮放抵達時間差	82
圖 6.26 明達館三樓室內廣場定位結果：使用全部 28 個縮放抵達時間差與擴展卡爾曼濾波器	82
圖 6.27 電機二館 504 討論室定位結果：使用全部 28 個縮放抵達時間差	83
圖 6.28 電機二館 504 討論室定位結果：使用全部 28 個縮放抵達時間差與擴展卡	

爾曼濾波器	83
圖 6.29 電機二館 142 會議室定位結果：使用全部 28 個縮放抵達時間差	84
圖 6.30 電機二館 142 會議室定位結果：使用全部 28 個縮放抵達時間差與擴展卡爾曼濾波器	84
圖 6.31 明達館三樓室內廣場雙天線定位結果：使用全部 28 個縮放抵達時間差	85
圖 6.32 電機二館 504 討論室雙天線定位結果：使用全部 28 個縮放抵達時間差	86
圖 6.33 電機二館 142 會議室雙天線定位結果：使用全部 28 個縮放抵達時間差	86
圖 6.34 取樣率對抵達時間差估測影響分析圖	88
圖 6.35 同相積分時間對抵達時間差估測影響分析圖	89
圖 6.36 抵達時間差估測技術分析圖	89
圖 6.37 接收機數量分析圖	91
圖 6.38 室內定位結果分析圖	93

表目錄



表 2.1 定位技術比較[3]	12
表 2.2 室內定位系統比較表[3]	19
表 3.1 室內定位訊號規格表	26
表 3.2 本質多項式係數表：冪次 12	27
表 4.1 相位偵測器[5]	39
表 4.2 碼相位鑑別器[6]	44
表 5.1 USRP 同步效能比較表	63
表 5.2 實場試驗使用電腦規格表	64
表 6.1 估測抵達時差縮放比例表	82
表 6.2 室內定位系統比較表	94
表 6.3 室內定位程式執行時間分析表	95



第一章 緒論

1.1 研究背景

近年來，由於網路與手持行動裝置的結合，造就智慧型手機市場蓬勃發展，根據 CCS Insight 的市場研究，圖 1.1，未來智慧型手機出貨量占整體手機出貨比例越來越高，目前 2014 年約占整體比例 64%，而未來在 2018 年將超過 80%。

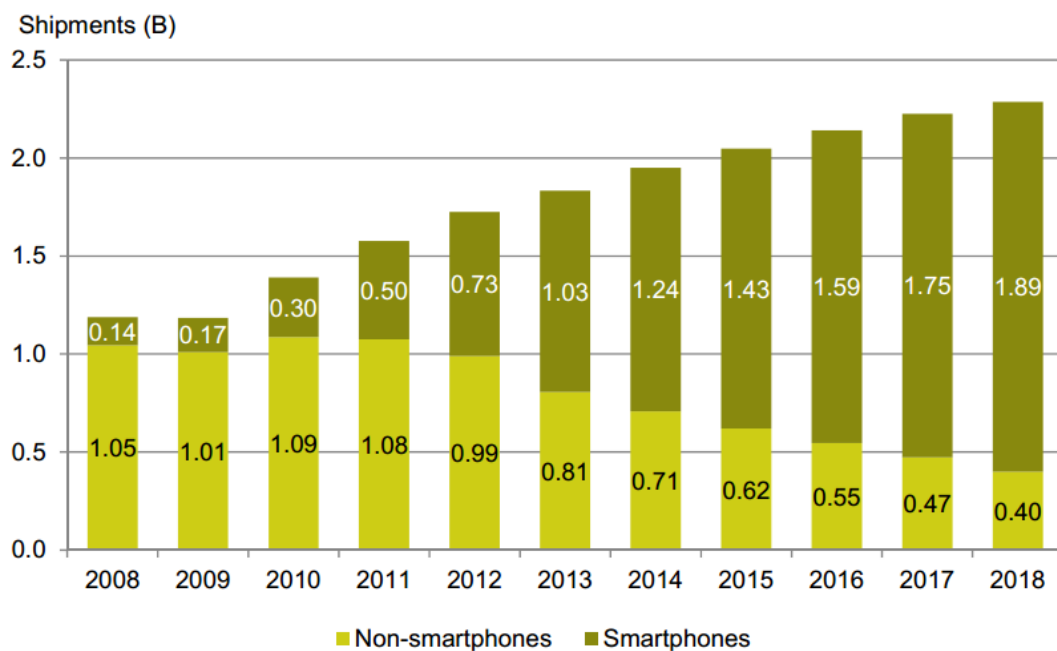


圖 1.1 全球手機出貨量[1]

然而，隨著智慧型行動裝置的普及化，也使得個人化服務更加受到重視，因此，適地性服務(Location Based Services)，也成為人們生活中重要的一項議題與需求。而適地性服務的主要概念是，我們能夠根據使用者個人所在的位置，提供其周邊相關的訊息以及服務，其包含許多不同種類，例如：導航、追蹤、導覽、健康照護…等，圖 1.2。而在適地性服務中，最重要的環節是能夠知道使用者個人的活動情形與位置，才能即時地提供相關訊息與服務，因此，定位技術在適地

性服務中扮演重要的角色，也直接影響適地性服務的品質、可靠度及應用範圍。而根據定位目標所在的環境，我們可將定位系統分類為室內環境、室外環境以及混合型環境。在室外環境下，全球衛星定位系統(Global Positioning System，簡稱GPS)是最普及的定位系統，然而，當定位目標在室內環境時，由於受到建築物遮蔽而能收得的衛星訊號相當微弱，也使得GPS系統在室內環境下無法準確提供使用者所在位置之資訊，因此，針對室內定位系統的研究也成為現今熱門的主題。



圖 1.2 適地性服務示意圖[2]

1.2 研究動機

有鑑於室內定位系統發展之必要性，本論文將設計一室內定位系統，並利用軟體定義無線電錄製訊號對系統特性進行研究與探討，而設計此室內定位系統之研究動機如下：

- ✓ 簡化定位目標裝置設計並延長使用壽命：

本論文欲設計一低複雜度、低硬體需求以及低功率消耗之室內定位目標行動裝置，以延長室內定位目標裝置之使用壽命。

- ✓ 提高射頻訊號室內定位系統準確度與精密度：
由於目前利用射頻訊號設計之室內定位系統準確度(Accuracy)與精密度(Precision)較低，本論文欲設計一高準確度與精密度之室內定位系統，以提升室內定位相關應用服務之品質。
- ✓ 系統實用性及相容性：
本論文欲以軟體定義無線電實際錄製定位目標發射之室內定位訊號，驗證本論文所設計之室內定位系統可行性。另外，透過在不同環境下所錄製之訊號，證實本論文設計之室內定位系統相容性。

1.3 論文簡介

根據前述發展動機，本論文設計之室內定位系統具有以下幾項主要特色：

- ✓ 簡單設計之室內定位行動裝置：
本系統設計之室內定位行動裝置只需簡單持續發送室內定位訊號，不需其他複雜運算以延長使用壽命。
- ✓ 高定位準確度與精密度：
本系統設計之室內定位接收機利用訊號處理與環境分析，減輕室內環境下多路徑效應對室內定位系統準確度與精密度之減損。
- ✓ 支援不同規模之室內環境：
本系統可以同時滿足不同規格室內環境之定位需求，並可以彈性的調整接收機的運作和其他應用系統結合，因應各種情況的需要。

1.4 論文組織

本論文共分成七章。第一章簡述研究動機和整篇論文的內容概要；第二章針對定位技術作完整的介紹，也對利用不同訊號所設計之室內定位系統進行比較，並概

要說明本論文設計之室內定位系統；第三章說明本論文設計的室內定位系統發射機架構，包含室內定位訊號調變方式，以及對室內定位訊號特性作基本介紹；第四章闡述室內定位接收機對基頻訊號處理的過程，主要介紹如何對室內定位訊號做擷取、追蹤和定位處理，包含使用的擷取方式、追蹤迴路以及定位技術都有詳盡說明；第五章將介紹本論文用來實作並驗證室內定位系統的軟體定義無線電平台，包括實際錄製室內定位訊號的軟體定義無線電平台的建置、控制以及同步方式；第六章將介紹實際錄製訊號之室內定位結果，以及系統使用技術之分析；最後，第七章將本篇論文作總結，並提出未來研究方向與發展。

第二章 室內定位系統介紹



室內定位系統(Indoor Positioning System, 簡稱為 IPS)一般可以將其定義為在密閉空間下,可以提供準確目標位置的系統,舉凡購物廣場、博物館、圖書館、機場...等,這些環境都是室內定位系統能夠應用的場所。然而,在複雜的室內環境下,室內定位系統的開發通常面臨許多問題與挑戰,例如:小規格環境需要的準確度、非直視性(Non-Line-Of-Sight, 簡稱 NLOS)、障礙物阻隔、人的移動...等。而這些問題都將對電磁波或其他室內定位訊號在室內環境的傳遞造成影響,也直接影響室內定位系統的表現,因此,一般利用射頻訊號所建置之室內定位系統,於準確率和精密度上仍有很大的進步空間。

本章將先針對目前存在之定位技術與室內定位系統進行介紹,最後則是介紹本論文欲設計之室內定位系統藍圖。2.1 節為定位技術簡介,將定位技術分為鄰近偵測(Proximity Detection)、三角測量(Triangulation)、場景分析(Scene Analysis)和航位推測法(Dead Reckoning)以上四類逐一介紹。2.2 節介紹以各種無線訊號為基礎所建置之室內定位系統,並比較不同系統之優缺點。最後 2.3 節則是介紹本論文設計之室內定位系統藍圖。

2.1 定位技術

定位技術的選用,對於室內定位系統的表現佔有決定性的影響,而本節將對不同定位技術作一完整介紹,並比較不同定位技術之優缺點。

而通常我們可將定位技術分為 Proximity Detection、Triangulation 以及 Scene Analysis 以上三類,如圖 2.1 所示。

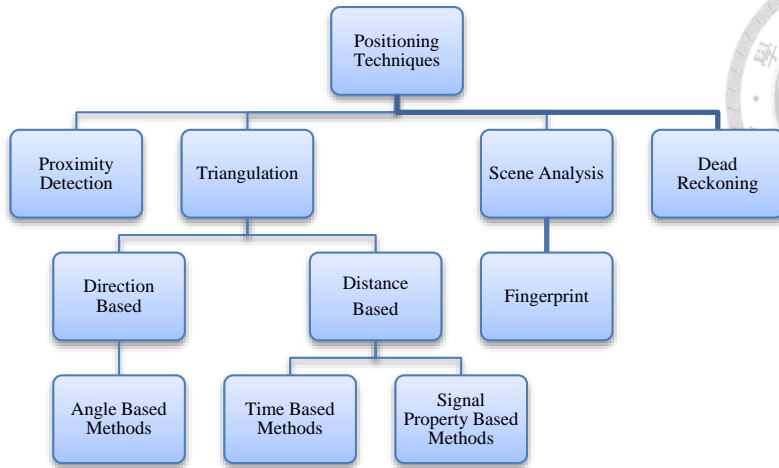


圖 2.1 定位技術分類圖[3]

2.1.1 鄰近偵測(Proximity Detection)

Proximity Detection，又稱為 Connectivity Based Positioning，是最容易實現的一項定位技巧。利用所謂 Cell of Origin(簡稱 CoO)的概念，它能夠象徵性的提供定位目標所在的位置，如圖 2.2。我們事前知道 Sensor 所擺放的位置，而一旦有多個 Sensor 感測到定位目標訊號的存在，我們就選擇訊號強度最強的 Sensor 所包括之範圍為定位目標可能之所在位置。CoO 定位方式的準確度取決於我們佈置 Sensor 的數目以及訊號強度所包括之範圍，而通常我們可以利用紅外線(Infrared radiation，簡稱 IR)、無線射頻辨識(Radio Frequency Identification，簡稱 RFID)、藍芽(Bluetooth)以及客製化的訊號來實現此種定位方式。

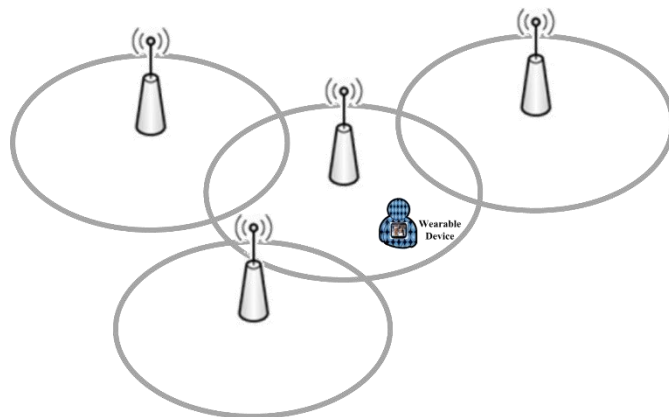


圖 2.2 Proximity Detection



2.1.2 三角測量(Triangulation)

Triangulation 是利用三角形的幾何性質來決定定位目標所在的位置。通常 Triangulation 可以分成 angulation 和 lateration 兩類，而 angulation 就是所謂的 Angle of Arrival(簡稱 AoA)定位方式，另外利用量測訊號之傳遞時間(Time Of Arrival、Time Difference Of Arrival、Round-trip Time of Flight)、接收訊號強度(Received Signal Strength，簡稱 RSS)以及接收訊號相位(Received Signal Phase)的定位方式則是屬於 lateration。

2.1.2.1 Angle Based Method

抵達角度(Angle of Arrival，簡稱 AoA)是利用多個已知位置的 Sensor 所接收到的定位目標訊號，各自估算定位訊號入射各 Sensor 之角度，進而估算定位目標所在之位置，如圖 2.3，在二維的平面中，AoA 只需要兩個 Sensor 即可完成定位。而為了估算訊號之抵達角度，通常會使用指向性天線或天線陣列來實作，也能透過增加 Sensor 數量的方式來提高定位準確度。

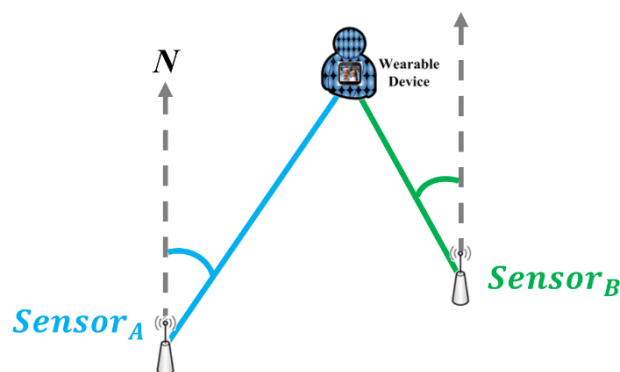


圖 2.3 AoA positioning

2.1.2.2 Time Based Methods

利用訊號傳遞時間來定位的方式有抵達時間(Time of Arrival，簡稱 TOA)、抵達時間差(Time Difference of Arrival，簡稱 TDOA)以及往返飛行時間(Round-trip of

Flight, 簡稱 RTOF)三種方式, 其透過訊號傳遞速度將訊號傳遞時間轉換成距離後, 再以三角幾何原理估算定位目標所在位置。



2.1.2.2.1 抵達時間(Time of Arrival)

定位目標與 Sensor 之間的距離正比於訊號的傳遞時間, 因此, 透過訊號傳遞的速度, 能夠將抵達時間(Time of Arrival, 簡稱 TOA)轉換成定位目標與 Sensor 之間的距離。而在二維空間中, TOA 的定位方式至少需要三個 Sensor 來進行定位, 如圖 2.4 所示。而當我們估測出定位目標與三個 Sensor 之間的距離後, 即可以三個 Sensor 為圓心, Sensor 與定位目標距離作為三個圓之半徑畫圓, 此時三個圓之交點即為定位目標所在之位置。通常我們可以利用直序展頻(Direct Sequence Spread Spectrum, 簡稱 DSSS)或超寬頻(Ultra-wide band, 簡稱 UWB)的訊號調變技術來實作 TOA 定位方式。而欲使用 TOA 定位方式, 定位目標與 Sensor 之間必須有相同之參考時間。

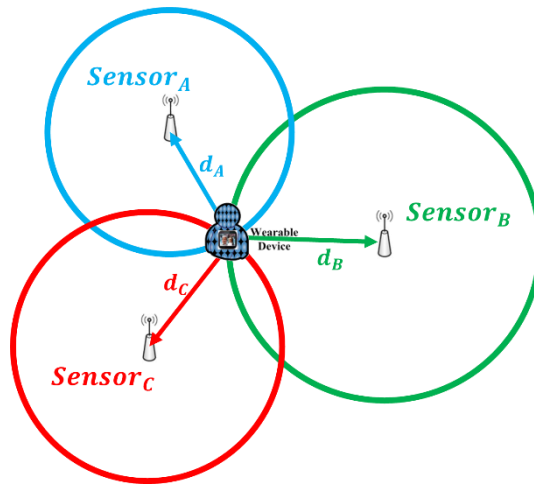
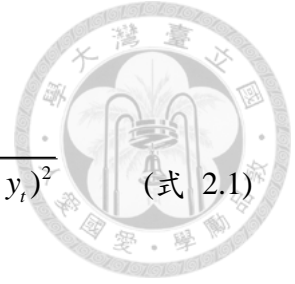


圖 2.4 TOA Positioning

2.1.2.2.2 抵達時間差(Time Difference of Arrival)

抵達時間差(Time Difference of Arrival, 簡稱 TDOA)定位方法的主要概念是, 透過估算定位訊號抵達不同 Sensor 的時間差距並將之轉換成距離差距後, 進而搜尋定位目標所在之位置。在二維平面中, 我們可以將抵達距離差表示為(式 2.1):



$$r_{i,j} = ct_{i,j} = \sqrt{(x_i - x_t)^2 + (y_i - y_t)^2} + \sqrt{(x_j - x_t)^2 + (y_j - y_t)^2} \quad (\text{式 2.1})$$

在(式 2.1)中， (x_t, y_t) 是定位目標的座標，而 (x_i, y_i) 和 (x_j, y_j) 則是兩個已知位置 Sensor 的座標， c 為光速， $t_{i,j}$ 為抵達時間差。因此，數學上在二維平面上能夠滿足(式 2.1)的所有可能位置 (x_t, y_t) 會構成一條雙曲線。如圖 2.5 所示，利用三個 Sensor 所估算的抵達時間差，我們可以得到兩條雙曲線，而定位目標所在位置即為兩條雙曲線之共同交點。而欲使用 TDOA 定位方式，所有的 Sensor 之間必需有共同的參考時間，才能估算出正確的抵達時間差，而 Sensor 與定位目標之間則不需要有共同的參考時間。

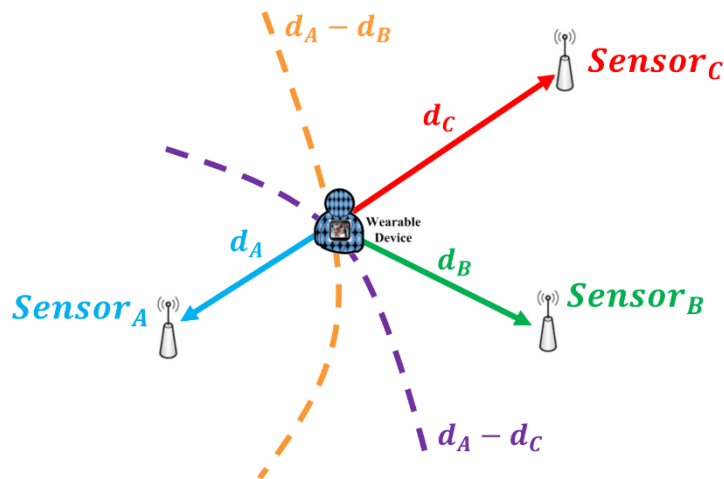


圖 2.5 TDOA Positioning

.2.1.2.2.3 往返飛行時間(Round-trip Time of Flight)

在往返飛行時間(Round-trip Time of Flight，簡稱 RTOF)定位方式中，其量測訊號從發射端傳送至量測定位目標後，再返回發射端所花費的總時間，如圖 2.6。在 TOA 的方法中，其需要兩個端點(Senor 與定位目標)擁有共同的參考時間，而 RTOF 的優點是不用考慮定位目標的參考時間，解決了實際應用上需要同步的問題。而其缺點是定位目標快速移動時所造成的定位誤差。

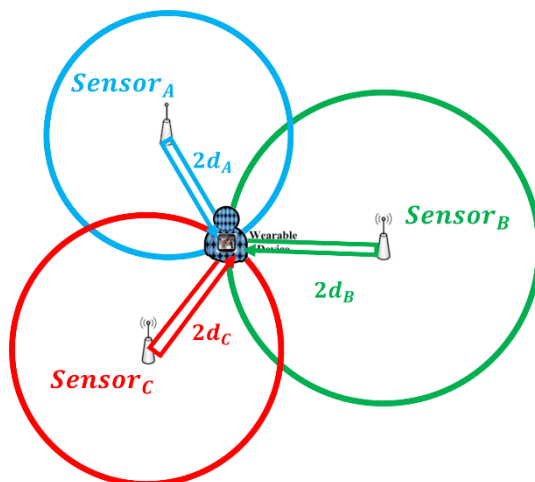


圖 2.6 RTOF positioning

2.1.2.3 Signal Property Based Methods

Signal Property Based Method 即是利用傳送訊號的特性來測量兩端點之距離，而通常利用的是接收訊號強度(Received Signal Strength, 簡稱 RSS)的方式來實現。由於在空氣中傳遞的訊號隨著傳遞距離的增加，也會使得訊號衰減程度增加，因此我們可以利用此特性來計算 Sensor 端與定位目標之間的距離，如圖 2.7。而一般我們可以將訊號傳遞的訊號強度衰減表示為(式 2.2)：

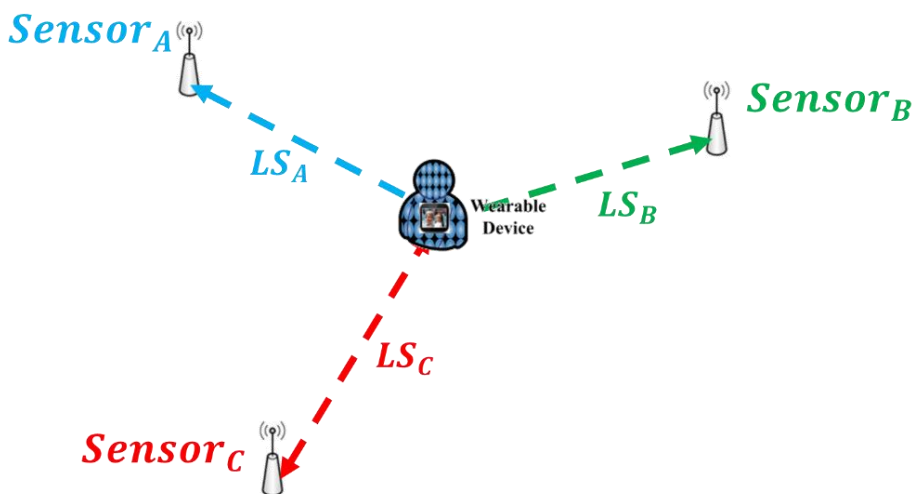


圖 2.7 RSS positioning



$$LS_i = P_0 - P_{r_i} = 10\gamma \log_{10}(d_i) + v_i$$

P_{r_i} [dB]: the power at Sensor i

P_0 : a constant depending on transmitted power

γ : path loss exponent

v_i : measurement noise

(式 2.2)

2.1.3 場景分析(Scene Analysis)

場景分析(Scene Analysis)定位則是針對定位環境不同位置，事先收集該位置量測到的訊號特徵(feature or fingerprint)，而在實際定位時則是比較當下量測到的訊號特徵與資料庫中事先儲存的訊號特徵，較為相似的即為當下目標所在位置。而最為常用的方式則是 RSS-based fingerprint 的定位方式，如圖 2.8，可以將定位環境切成不同方塊，而我們事先利用四個 Sensor 紀錄定位目標在不同格子所量測到的訊號強度，而實際定位時再透過演算法來比對當下量測訊號與哪個格子較為相似。

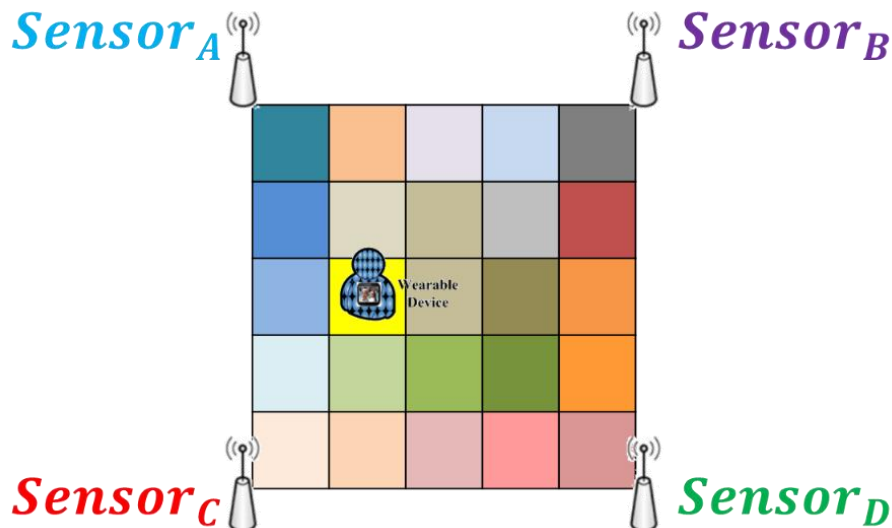


圖 2.8 Fingerprint



2.1.4 航位推測法(Dead Reckoning)

航位推測法(Dead Reckoning，簡稱 DR)是一種利用現在定位目標位置及速度推定未來位置方向的航海技術。而在室內環境下，通常使用的是慣性導航系統(Inertial Navigation System)，所謂的慣性導航系統是使用加速計和陀螺儀來測量物體的加速度和角速度，並用以連續估算運動物體位置、狀態和速度的輔助導航系統。而使用 Dead Reckoning 定位方式的缺點是定位準確度容易受到誤差累積的影響。

2.1.5 定位技術比較

最後本小節將先前介紹的定位技術比較列於下表 2.1。

表 2.1 定位技術比較[3]

Method	Measure Type	Indoor Accuracy	Coverage	LOS/NLOS	Affected by Multipath	Cost	Note
Proximity	Signal Type	Low to high	Good	Both	No	Low	(1) Accuracy can be improved by using additional antenna. However, it will increase the cost. (2) Accuracy is on the order of the size of the cells.
Direction	AOA	Medium	Good	LOS	Yes	High	(1) Accuracy depends on the antenna's angular properties. (2) Location of antenna must be specified.
Time	TOA, TDOA, RTOF	High	Good	LOS	Yes	High	(1) Time synchronization needs. (2) Location of antenna must be specified.
Fingerprinting	RSS	High	Good	Both	NO	Medium	(1) Need heavy calibration. (2) Location of antenna is not necessary.
Dead Reckoning	Acceleration, Velocity	Low to medium	Good	NLOS	Yes	Low	Inaccuracy of the process is cumulative, so the deviation in the position fix grows with time.

2.2 無線室內定位系統

依照環境的特性或準確度的需求，我們可以選擇適當的定位系統來做應用，圖 2.9 是目前無線定位系統的示意圖。而 GPS 是人們在室外環境下最常用也最普及的定位系統，但其對於準確度的需求相對於室內定位系統而言較低，也不適用於室內環境，因此，為了在室內環境下的應用，目前存在許多利用不同訊號所設計的室內定位系統。

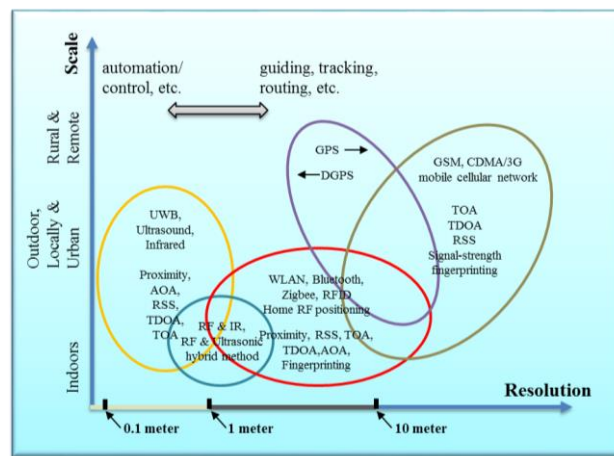


圖 2.9 無線定位系統示意圖[4]

本節將對現今常見的無線室內定位系統逐一介紹，如下圖 2.10，主要將無線室內定位系統(Wireless Indoor Positioning System)依訊號種類分為紅外線訊號(Infrared)、射頻訊號(Radio Frequency)以及超音波(Ultrasound)三類。

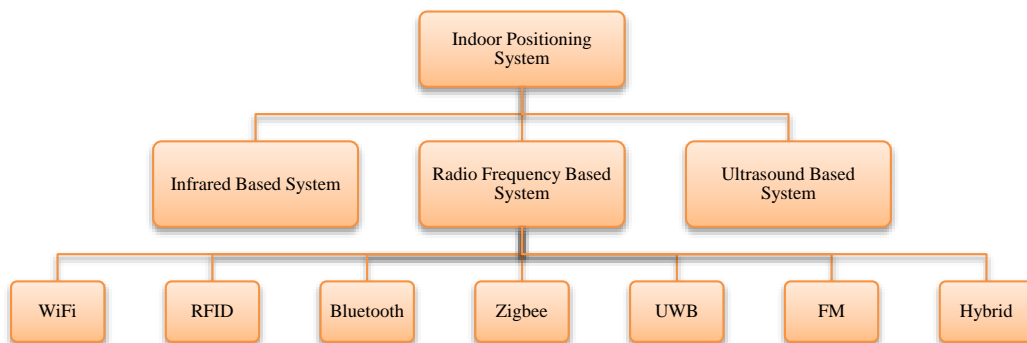


圖 2.10 室內定位系統分類圖[3]



2.2.1 效能指標(Performance Metrics)

在介紹利用不同訊號所建置的室內定位系統之前，本節將介紹常用來評比定位系統表現的指標。

2.2.1.1 準確度(Accuracy)

準確度是定位系統最重要的一項評比指標，而準確度通常是使用平均距離誤差來表示，也就是定位目標估算位置與實際真實位置之間的歐幾里得距離 (Euclidean distance)。優異的定位系統具備高準確度，然而準確度與系統成本之間存在抵換(trade off)的關係，高準確度通常需要較高的成本。

2.2.1.2 精確度(Precision)

準確度評比的是系統平均誤差，而如果我們想要知道一個定位系統表現的一致性，通常會利用精確度來評比。透過實際試驗的結果，精確度能夠看出一個系統的可靠度，以及變異程度的多寡。最常被用來檢驗定位系統精確度的方式是去計算定位距離誤差的累積機率函數(Cumulative Probability Function，簡稱 CDF)，而從累積機率函數中，我們能看到整個定位系統對於定位誤差的掌握，例如：定位系統有 90% 的距離誤差小於 4.3m。

2.2.1.3 覆蓋率(Coverage)

覆蓋率是設計室內定位系統的一項重要的考慮因素，也直接關係到整個定位系統的應用範疇。而通常我們可將覆蓋率分成局部覆蓋(local coverage)、可擴展性覆蓋(scalable coverage)以及總體覆蓋(global coverage)。局部覆蓋通常指的是一個房間或建築物的大小，通常以 m 、 m^2 、 m^3 來表示覆蓋範圍，而可擴展性覆蓋是能夠利用增加硬體的方式來提高系統覆蓋率，總體覆蓋則是指定位系統能在世界各地運作(例如；GPS)或是能夠覆蓋一特定區域。



2.2.1.4 複雜度(Complexity)

將室內定位訊號接收之後，估算定位目標的演算法以及訊號處理複雜度需要和定位系統的準確度之間取得平衡。提高定位系統的運算量或演算法的複雜度也許能夠獲得更好的定位準確度，但相對也會提高整個系統耗費的成本，例如：軟體設備、運算時間、功率消耗。

2.2.1.5 穩健性(Robustness)

一個定位系統即便在部分定位訊號無法獲得的情形下，依舊能夠正常的運作，則我們就能夠判定這個定位系統具有好的穩健性。由於在複雜的室內環境下，部份訊號感測器可能因為障礙物的遮蔽，而無法接收到發射器所傳送的訊號，因此我們能獲得的資訊量也會降低，而一個具有好的穩健性的定位系統則是依舊能夠利用不完整的資訊來進行定位。

2.2.1.6 可擴展性(Scalability)

一個具備好的可擴展性定位系統，可以讓我們在不同規模的環境下都能使用。有的系統設計，本身就具備高的覆蓋率，因此在大小環境都能使用，而另一類則是能夠透過增加硬體數量(訊號發射機或接收機)的方式，來增加系統的可擴展性。除了上述可擴展性的評比方式，定位系統能夠進行二維或三維空間的定位，也是可擴展性的一種比較方式。

2.2.1.7 成本(Cost)

定位系統的成本包含金錢、時間、空間、重量以及耗電量。金錢指的是定位系統軟硬體上的花費。時間則是定位系統安裝、維護以及實際定位時的所需時間。重量則直接影響定位目標使用的意願，而耗電量則影響整個定位系統使用的時間。

2.2.2 基於紅外線之系統(Infrared Based System)



紅外線定位系統(Infrared radiation positioning system)為常見的無線定位系統，將定位目標裝上發射紅外線訊號的裝置，再透過佈置於環境四周的紅外線感測器接收紅外線訊號，即可進行定位的動作。而通常我們可以利用 Proximity Dection(CoO)或是 Angle of Arrival(AoA)來實作紅外線定位系統，因此，增加紅外線感測器的數量也助於提升定位系統之準確度。

紅外線定位系統的優點在於紅外線裝置的輕便性以及高準確度。然而，紅外線對於溫度的敏感度較其他光線高，因此較容易受日光燈或太陽光干擾，且使用紅外線定位在安全及隱私的問題上也有較大爭議。

2.2.3 基於射頻之系統(Radio Frequency Based System)

射頻(Radio Frequency)訊號相較於其他訊號的耗費成本較低，除此之外，由於射頻訊號能夠穿越牆壁、人體，因此射頻訊號也具有高覆蓋率之特性。鑒於上述之優點，射頻訊號也常被應用於室內定位系統設計，而本節將逐一介紹常被使用在室內定位應用的各種射頻訊號。

2.2.3.1 WiFi

現今的智慧型行動裝置都具備 WiFi 的功能，因此，鑒於 WiFi 在現實生活中的普及和相容性，利用 WiFi 訊號來做應用並不需要額外的硬體或軟體成本，也使得 WiFi 是最常被用來的建置室內定位系統一種訊號。而通常配合 WiFi 訊號建置室內定位系統的定位技術有 TOA、TDOA 以及 RSS Fingerprinting。

2.2.3.2 RFID

無線射頻辨識(Radio Frequency Identification，簡稱 RFID)是可以通過無線電訊號識別特定目標並讀寫相關數據，而無需識別系統與特定目標之間建立機械或者光學接觸的一種無線通訊技術。因此，將無線射頻辨識標籤(RFID tag)放置在定位

目標上，我們就能夠利用定位技術(例如：Proximity Detection、TOA、RSS)對定位目標進行辨別、定位與追蹤。



2.2.3.3 Bluetooth

藍芽(Bluetooth)是無線個人局域網(Wireless Personal Area Networks，簡稱 WPANs)的一項技術標準，而通常具有 Wifi 的行動裝置上也會具備藍芽模組和功能，其操作在 2.4GHz 的 ISM 頻段(Industrial Scientific Medical Band)。利用藍芽傳輸訊號的優點在於傳輸訊號的安全性、低成本、低功率消耗以及藍芽裝置較小便於攜帶。此外，每個藍芽標籤(Bluetooth tag)都具有各自的 ID，可用於辨識不同的藍芽裝置。然而，應用在定位系統時，由於藍芽裝置間的辨識以及建立連線所需耗費的時間較長，因此會造成定位系統的延遲，也限制了藍芽在即時定位系統的應用。

2.2.3.4 ZigBee

紫蜂(ZigBee)是一種用於低速、短距離傳輸的無線網路協定，其主要特色有低速、低耗電、低成本、支援大量網路節點...等。而 Zigbee 在室內環境下的覆蓋率大約 20 米至 30 米，在室內定位系統中，通常是使用 Proximity Dectction、TOA 或 RSS 等方式來進行定位。

2.2.3.5 UWB

超寬頻(Ultra-wideband，簡稱 UWB)是一種具備低耗電與高速傳輸的通訊技術，可以用在無線個人區域網路(WPAN)、家庭網路連接和短距離雷達等領域。由於 UWB 是利用脈衝訊號來傳送，因此利用 UWB 來建置的定位系統可以達到 20 公分至 30 公分的準確度。然而，由於使用 UWB 訊號所需的硬體設備成本較高，因此較不適合用於大規格環境室內定位。

2.2.3.6 FM

調頻(Frequency Modulation, 簡稱 FM)是一種以載波的瞬時頻率變化來表示訊息的調變方式。而調頻技術通常運用在甚高頻段(Very High Frequency, 簡稱 VHF)上的高保真音樂和語音的無線電廣播, 目前則較少利用 FM 訊號來建置室內定位系統。

2.2.3.7 Hybrid

混合式定位系統(Hybrid Positioning System)的定義是, 結合數種不同定位技術所建置的定位系統。由於區域性的定位系統無法在室外環境下應用, 而全球定位系統(GPS)由於建築物的遮蔽, 在室內環境下亦無法提供準確位置, 因此, 透過混合式定位系統的概念, 我們可以設計一通用於室內外環境之定位系統。此外, 結合不同種類訊號所建立之定位系統, 也有助於定位準確度的提升。

2.2.4 基於超音波之系統(Ultrasound Based System)

超音波(Ultrasound)指的是頻率超過人類最高聽覺範圍(約 20kHz)的任何聲波, 而利用簡單的 TOA 定位技術即可將超音波應用於室內定位系統。除此之外, 由於聲波的傳遞速度較慢, 因此利用超音波所建置的定位系統有較高的準確度。然而, 超音波由於無法穿透牆壁, 且在室內環境下容易存在許多反射訊號而使得超音波訊號遭受干擾, 因此多路徑效應對超音波定位系統而言也是重要的問題。

2.2.5 室內定位系統比較

本節將 2.2.3~2.2.4 節所介紹的不同室內定位系統比較整理於下表 2.2。



表 2.2 室內定位系統比較表[3]

System	Accuracy	Positioning Techniques	Coverage	Power Consumption	Cost	Notes
Infrared	1cm-2m	Proximity, TOA	Good Indoor	Low	Medium	(1) Short range detection. (2) No invasion of multipath.
WiFi	1m-5m	Proximity, TOA, TDOA, AOA, RSS, Fingerprinting	Building level (outdoor/indoor)	High	Low	(1) Infrastructure available everywhere. (2) Initial deployment is expensive. (3) Multipath susceptible slightly.
RFID	1m-5m	Proximity, TOA, RSS	Indoor	Low	Low	(1) Real time location system. (2) Response time is high. (3) Manual programming.
Bluetooth	1m-5m	TOA, RSS, Fingerprinting	Indoor	Low	High	(1) Data transfer speed is high. (2) Limitation in mobility.
ZigBee	1m-10m	RSS, Fingerprinting	Indoor	Low	Low	(1) Low data transmission rate. (2) Nodes are mostly asleep.
UWB	1cm-1m	RSSI, TOA, TDOA, AOA	Indoor	Low	High	(1) Higher accuracy compared with other system uses RF signal
FM	2m-4m	RSS, Fingerprinting	Indoor	Low	Low	(1) Less susceptible to objects. (2) Signal is strong: due to this, it covers large areas.
Ultrasound	1cm-1m	TOA, TDOA, AOA	Indoor	Low	Low	(1) Sensitive to environmental.

2.3 設計之室內定位系統藍圖



本論文設計之室內定位系統，目標之一是希望定位目標為一簡單、低功率消耗的定位訊號發射機。因此，發射機與接收機之間是獨立運作的，圖 2.11。

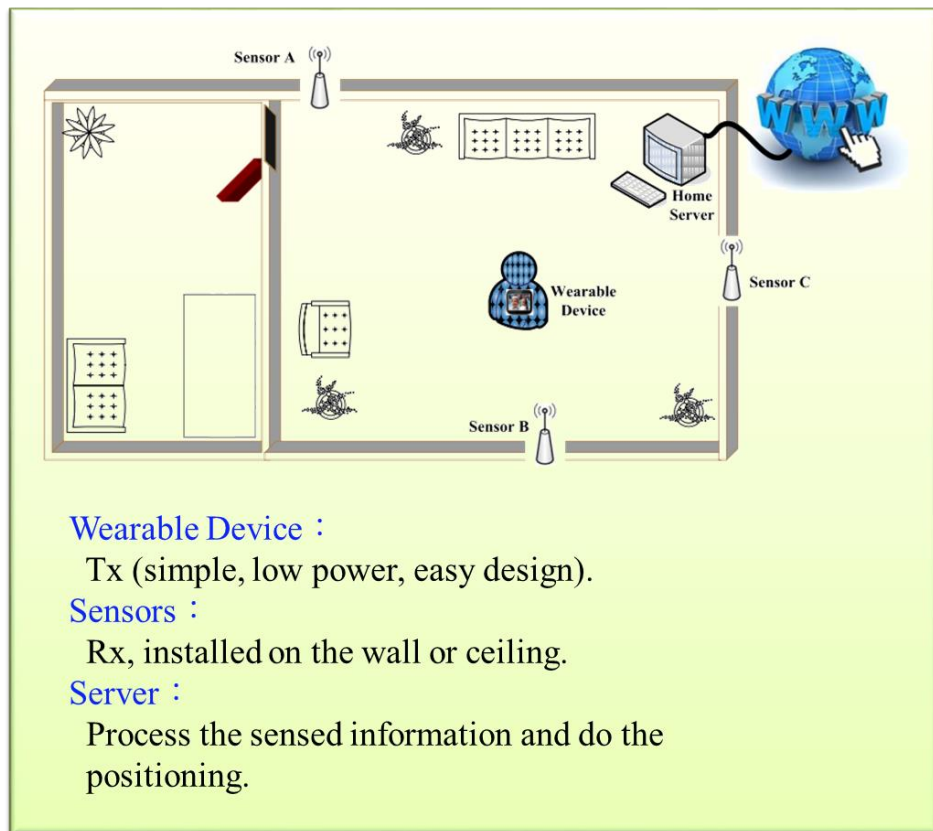


圖 2.11 室內定位系統設計藍圖

設計之室內定位訊號發射機是一穿戴式裝置發送室內定位訊號，而透過安裝於四周牆上或天花板之同步室內定位接收機接收訊號，再統一由電腦進行訊號處理以及室內定位。

第三章 室內定位系統基頻 軟體發射機



本章將介紹本論文設計之室內定位系統發射機，我們所設計的室內定位發射機是利用展頻通訊中的直序展頻技術來發送訊號，而透過直序展頻技術發射室內定位訊號除了降低其他室內訊號對於我們設計的室內定位系統的干擾(Interference Suppression)，直序展頻技術中的多重存取(Multiple Access)功能，也使得我們的室內定位系統不需要額外設計就具備同時定位多個目標的能力。

除了透過直序展頻達到降低干擾和多重目標定位能力，我們希望定位目標是一個輕便、簡單、低功率消耗的穿戴式裝置。因此，我們設計室內定位發射機的概念是希望其只需要負責持續發射室內定位訊號，而不需要其他複雜的訊號處理或定位演算法計算，減少功率消耗以增加使用壽命。

綜合以上所述，本論文設計一簡單、輕便且低功率消耗的室內定位發射機，透過直序展頻技術，不斷地發送偽隨機碼(Pseudo Random Noise Code，簡稱 PRN code)至環境四周的室內定位接收機，以完成室內定位功能。

本章 3.1 節將介紹展頻通訊系統與直序展頻，而 3.2 節將對室內定位發射機架構與詳細技術規格做介紹。



3.1 展頻通訊系統簡介

本節對展頻通訊系統作一介紹，並且說明應用在我們設計的室內定位系統的直序展頻技術，最後說明，透過使用直序展頻技術，我們的室內定位系統具備抗干擾(Interference Suppression)與多重存取(Multiple Access)的能力。

3.1.1 展頻通訊技術介紹

展頻通訊技術是將傳輸訊號的頻譜 (spectrum) 打散到比原始頻寬更寬的一種通訊技術。而將訊號頻譜展開能使得訊號藏匿於背景雜訊，可以達到減少干擾 (Jamming) 和防止其他人竊聽兩個目的，這也是展頻通訊被應用於軍事通訊中對抗人為干擾重要原因之一。

展頻通訊技術依據自由度的範疇不同，可以分為跳時展頻(Time-hopping spread spectrum，簡稱 THSS)、跳頻展頻(Frequency-hopping spread spectrum，簡稱 FHSS)、和直序展頻(Direct sequence spread spectrum，簡稱 DSSS)三大類。跳時展頻和跳頻展頻技術，顧名思義即是通訊雙方先約定好傳送的時間間隔或傳送頻率的改變方式，使訊號能量不會集中在固定的頻率上，進而達到頻譜展開的效果。直序展頻則是雙方約定好一個固定的展頻碼，傳送端將訊息乘上展頻碼之後再傳送出去。通常這三種技術，並不限定單獨使用，譬如說 TH-CDMA 和 FH-CDMA 是直序展頻分別與跳時或跳頻展頻通訊結合的混合技術。

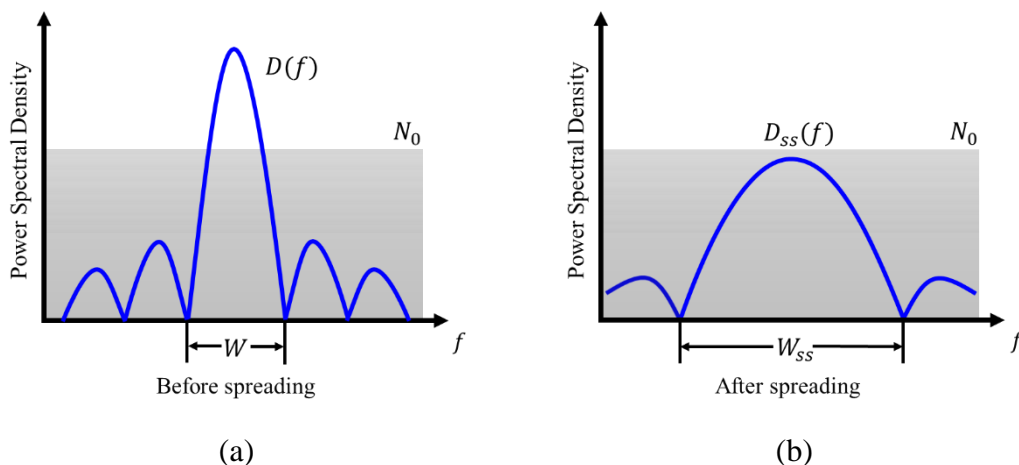


圖 3.1 直序展頻示意圖

圖 3.1 是直序展頻技術的示意圖， $D(f)$ 為原本訊號的功率頻譜密度(Power Spectral Density, 簡稱 PSD)，其頻寬為 W ，而 $D_{ss}(f)$ 為在直序展頻之後的功率頻譜密度，其頻寬由原本的 W 改變為較大的 W_{ss} 。另外我們要注意的是白色雜訊 N_0 ，在經過展頻之後其功率頻譜密度是相同的，而傳遞的訊號頻譜，雖然頻寬較原始訊號大，但是最大功率頻譜密度變低，因此得以隱匿於背景雜訊之中。

直序展頻系統指的是基頻訊號 $D(t)$ 先與頻率更高的展頻訊號 $C(t)$ 調變之後，再經過載波頻率調變，最後再由發射機將訊號傳送出去，如圖 3.2 所示。

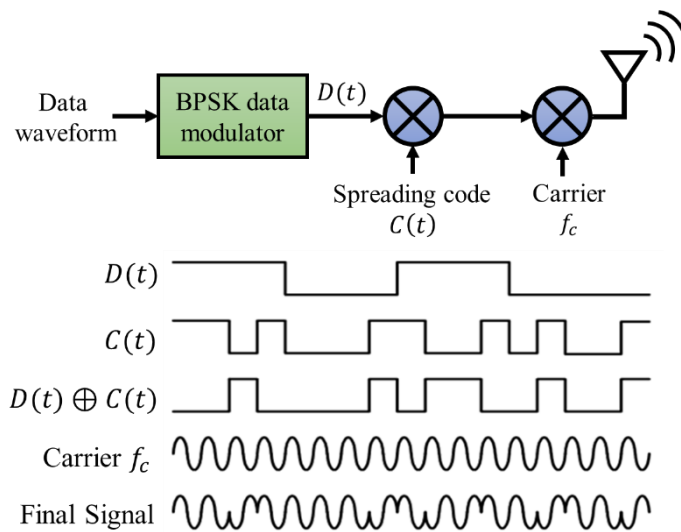


圖 3.2 直序展頻系統

3.1.2 展頻通訊系統特性

由於展頻技術能將原本訊號的頻率展開並藏匿於雜訊中傳遞，展頻技術擁有抗干擾的優勢。除此之外，透過選擇適當的展頻碼(Spreading Code)更能達到具有多重存取能力，因此本小節將說明其理由與原理。

3.1.2.1 抗干擾能力(Interference Suppression)

假設在接收機所收到的展頻訊號受到另一個有限功率頻譜密度為 J_0 的訊號干擾，在一般未使用展頻技術時，原本訊號可能因干擾訊號強度過強而無法被接收機正確解出所傳送的資料，如圖 3.3(a)所示。若傳送的資料是經過展頻之後再傳送的，

則在接收機端可以透過解展頻(Despreading)將展頻訊號除去使得基頻訊號的強度可以高於干擾源而順利解出所傳送的資料，如圖 3.3(b)。

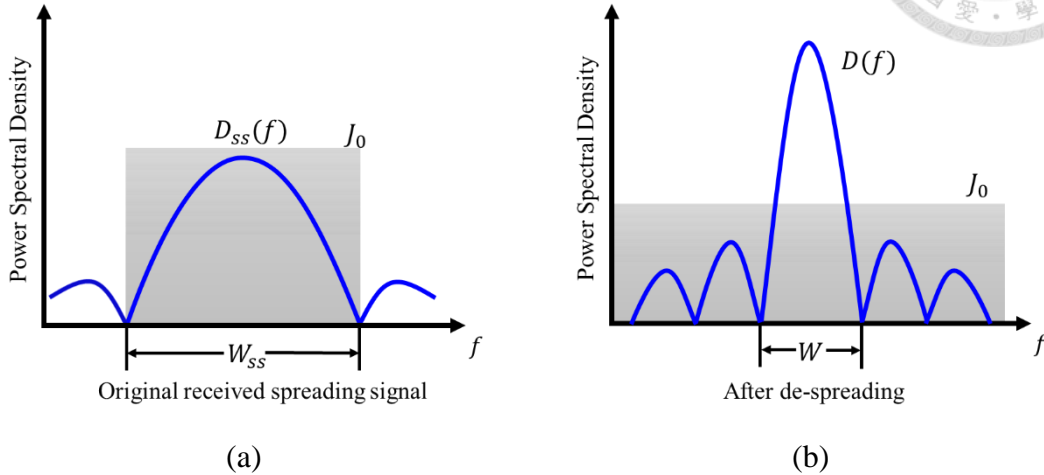


圖 3.3 展頻系統抗干擾能力

3.1.2.2 多重存取(Multiple Access)

展頻技術通常可以讓不同的使用者，在同一時間共用相同資源來傳送與接收資訊，達成多重存取的效果，其中一項使用直序展頻方法的多重存取技術稱為分碼多工(Code-division Multiple Access，簡稱 CDMA)。透過選擇彼此之間為正交關係的展頻訊號，即可讓不同的基頻訊號可以藉由同一個載波頻率去傳遞，如圖 3.4 所示。

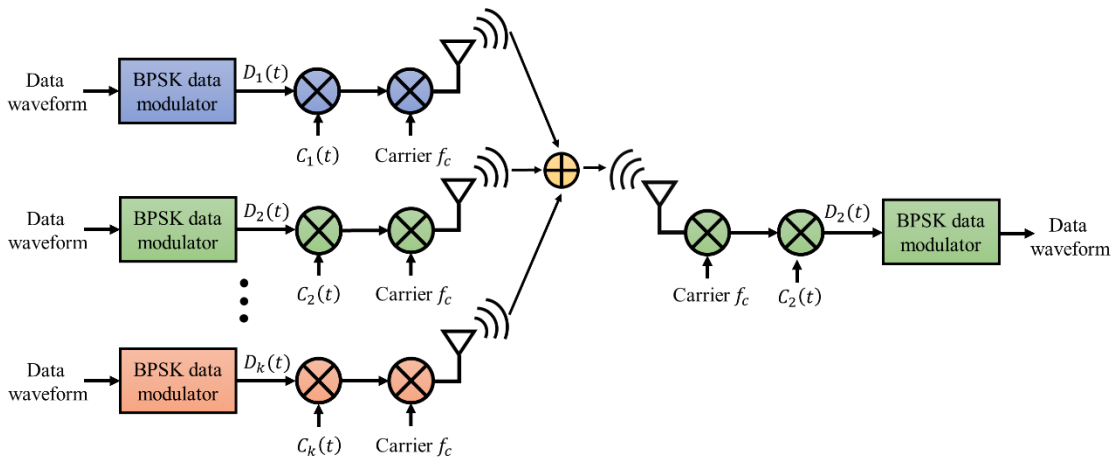


圖 3.4 分碼多工系統示意圖

3.2 室內定位系統基頻發射機架構

本節將對室內定位系統發射機設計做詳細介紹。首先，3.2.1 節將介紹室內定位系統發射機之訊號調變方式與設計規格。而應用在室內定位系統中的偽隨機碼，將在 3.2.2 節將介紹其產生器與訊號特性。最後，3.2.3 節將介紹室內定位訊號的結構，將有助於了解第四章關於計算室內定位目標位置的方法。

3.2.1 訊號調變方式與設計規格

利用直序展頻技術，本論文設計之室內定位訊號主要由三部分組成：射頻載波 (Carrier)、定位資料 (Positioning data)，以及使用偽隨機碼 (Pseudorandom noise codes，簡稱 PRN codes) 之展頻碼。

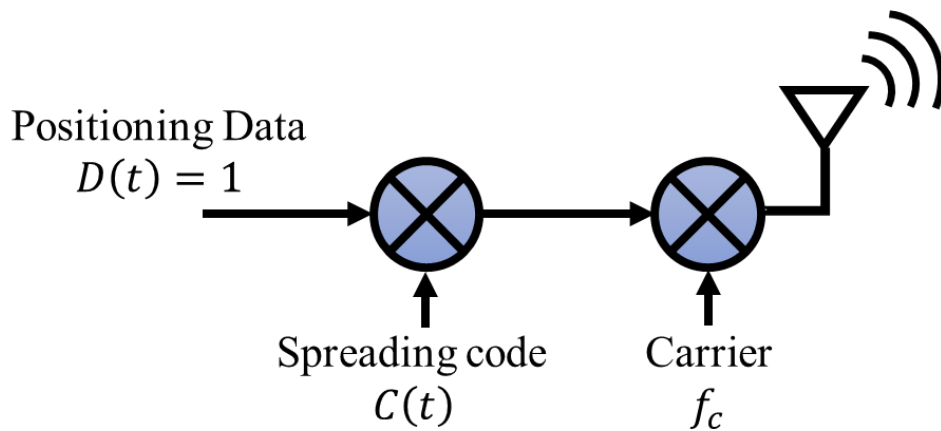


圖 3.5 室內定位訊號產生架構圖

完整的室內定位訊號產生方法如圖 3.5 所示，而從第 k 個定位目標所傳送的訊號 $S^k(t)$ 可以表示為(式 3.1)：

$$S^k(t) = \sqrt{P_k/2}(D^k(t) \otimes C^k(t)) \cos(2\pi f_c t) + \sqrt{P_k/2}(D^k(t) \otimes C^k(t)) \sin(2\pi f_c t) \quad (\text{式 3.1})$$

式(3.1)中， P_k 為偽隨機碼的功率， $D^k(t)$ 為定位資料， $C^k(t)$ 為該定位目標所對應的偽隨機碼，其中偽隨機碼產生頻率為 4.095MHz。而為了降低室內定位系統發射機設計之複雜度，我們在發射訊號上不傳送資料，因此 $D^k(t)=1$ 。詳細的偽隨機碼產生與特性將於 3.2.2 節介紹，而 3.2.3 節將介紹室內定位訊號結構。

而本論文所實作之室內定位系統發射機規格如下表 3.1，偽隨機碼產生頻率為 4.095MHz，訊號取樣率為 25MHz，載波頻率為 2.5GHz。而偽隨機碼產生頻率與訊號取樣率規格設計將於第五章 5.3.2 節詳細介紹。

表 3.1 室內定位訊號規格表

Specification	Value
CDMA code	MLS (degree=12)
Code length	4.095
Chip rate	4.095 MHz
Code period	1ms
Sampling rate	25 MHz
Carrier frequency	2.5 GHz

3.2.2 偽隨機碼產生器及其訊號特性

偽隨機碼是本論文設計之室內定位系統中所使用的展頻碼，每個室內定位目標都有自己相對應的偽隨機碼，並藉由偽隨機碼的特性來達到分碼多工的作用。因此本小節將說明偽隨機碼的產生方式和相關特性。

3.2.2.1 偽隨機碼產生器

室內定位訊號所使用的展頻碼是屬於偽隨機序列碼(Pseudorandom noise codes，簡稱 PRN codes)中的一種，主要由長度為 4095 片碼(chip)的偽隨機序列碼產生而來，產生頻率為 4.095MHz，週期為 1 毫秒循環一次。每個偽隨機序列碼由 12 個



暫存器以線性回授的方式來產生類似隨機的序列碼，稱為最大長度序列(Maximum-length sequence，簡稱 MLS)，若最大長度序列由 n 個暫存器組成，其可以產生的偽隨機序列長度為 $2^n - 1$ 位元，如圖 3.6 所示。

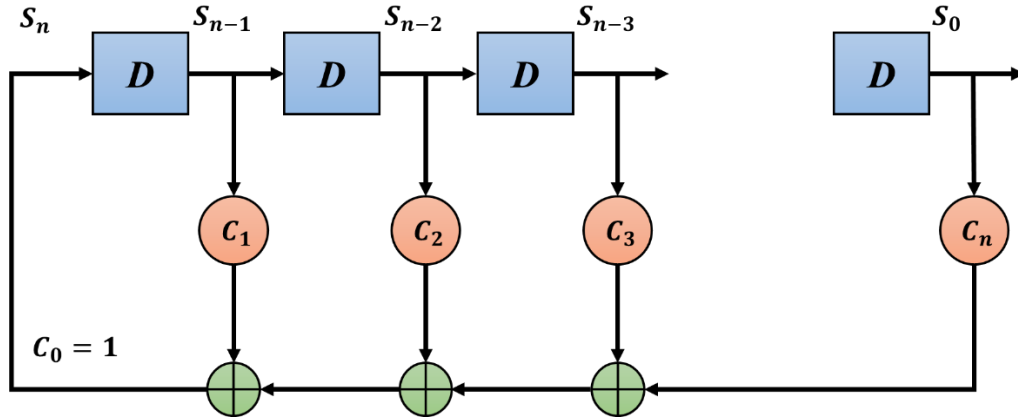


圖 3.6 線性回授位移暫存器

線性回授暫存器能產生最長序列的條件是以 n 級的係數 c_1, \dots, c_n 所形成的多項式 $g(D) = c_0 + c_1D + c_2D^2 + \dots + c_nD^n$ 必須是一本質多項式(primitive polynomial)。所謂的本質多項式是指多項式為一不可分解的質式，且其最小倍式滿足形如 $D^m + 1$ ，式中的 m 必須是 $2^n - 1$ ，此即為一本質多項式。同樣冪次 n 可能有不只一組的本質多項式，詳細之係數可參見各種關於展頻通信或是通道編碼的書籍，下表 3.2 列出部份冪次為 12 之本質多項式係數，可用於本論文之室內定位訊號設計。

表 3.2 本質多項式係數表：冪次 12

Degree : 12												
c_1	c_2	c_3	c_4	c_5	c_6	c_7	c_8	c_9	c_{10}	c_{11}	c_{12}	
0	0	0	1	0	0	0	1	1	1	1	1	
0	0	0	0	0	1	0	1	0	0	1	1	
1	0	1	1	1	0	1	1	1	1	1	1	
1	0	0	1	1	1	1	0	1	0	1	1	
0	1	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	
0	0	0	0	0	1	1	1	1	0	1	1	



3.2.2.2 偽隨機碼之自相關與互相關特性

偽隨機碼最重要的特性在於不同偽隨機碼之間的互相關性(Cross-correlation)很低而偽隨機碼本身卻有很高的自相關性(Autocorrelation)，如圖 3.7。此特性將使得不同室內定位目標可以用相同的載波頻率來傳送訊號，達到多重目標定位的功能，如同 3.1.2.2 小節所述。

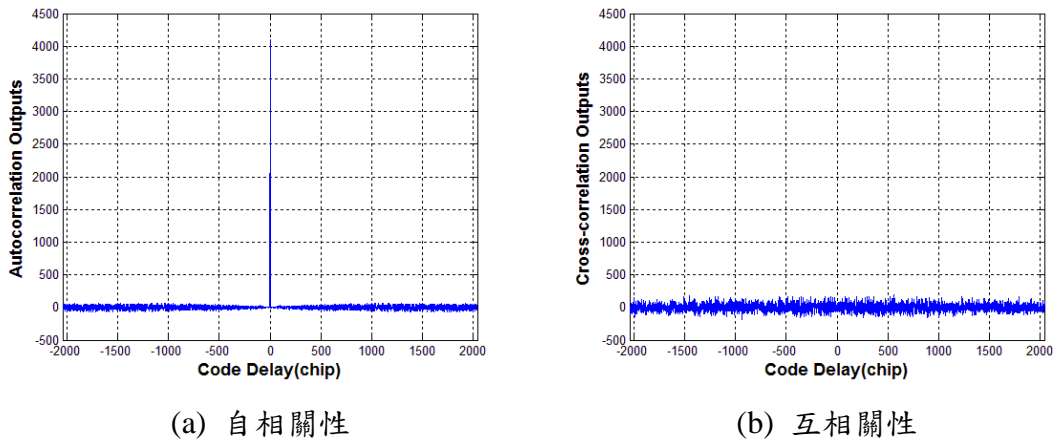


圖 3.7 偽隨機碼之自相關性與互相關性

除了上述自相關性與互相關性之間的差異，提高偽隨機碼之取樣率，我們可以局部放大觀察偽隨機碼自相關性之極值附近，如下圖 3.8 所示，呈現一三角形。而此特性為我們設計室內定位系統的重要關鍵，第四章會詳細介紹如何應用此特性。

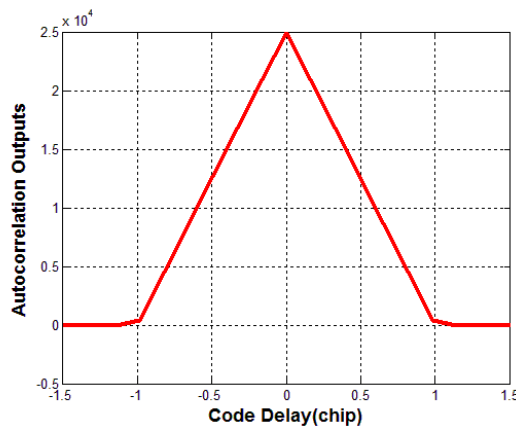


圖 3.8 偽隨機碼之自相關性



3.2.3 室內定位訊號結構

為了達到一簡單與低功率消耗之室內定位發射機設計，我們在室內定位訊號上並不傳送資料，室內定位發射器只需不斷發送偽隨機碼至室內定位接收機，以進行定位之用。因此，室內定位訊號結構如下圖 3.9 所示。

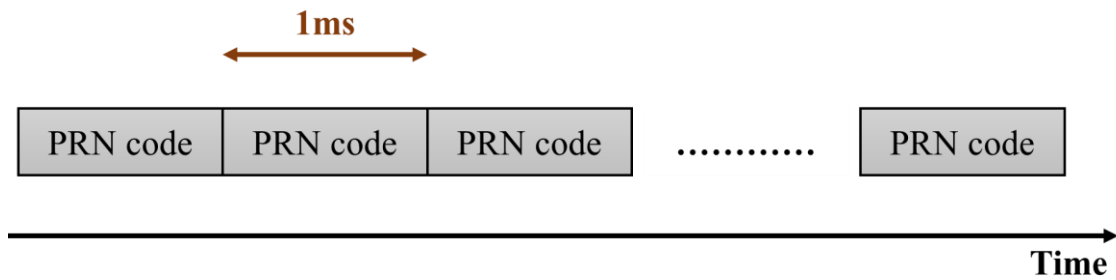


圖 3.9 室內定位訊號結構示意圖

第四章 室內定位系統基頻 軟體接收機



本章將介紹本論文設計之室內定位系統軟體接收機，設計目標是希望透過數位同步之室內定位接收機接收發射機發射之偽隨機碼訊號，以完成室內定位。

室內定位接收機主要包括定位訊號擷取(Acquisition)、定位訊號追蹤(Tracking)與定位訊號處理(Positioning Signal Processing)。定位訊號擷取主要是用來偵測所接收到定位訊號的載波頻率偏移(Carrier Frequency Offset)與碼相位延遲(Code Phase Delay)，以提供定位訊號追蹤所需要的資訊。定位訊號追蹤的目的是讓定位接收機可以持續接收室內定位發送機發射之訊號並得到較精準之碼相位延遲估算。而定位訊號處理則是利用定位訊號追蹤所估測之碼相位延遲，用以計算室內定位訊號之到達時間差(Time Difference Of Arrival，簡稱 TDOA)，再用來估算室內定位發射機之位置。

然而，由於實際發送與接收訊號之硬體頻寬有限，以及真實室內環境下，嚴重的多路徑效應，都會影響碼相位延遲的估算，而造成定位的誤差。因此，有限頻寬(Bandwidth Limited)與多路徑效應(Multipath Effect)的影響，也是室內定位接收機必須解決的問題。

本章 4.1 節將介紹室內定位接收機之架構，4.2 節說明室內定位訊號擷取之算法，4.3 節介紹用於追蹤載波頻率與碼相位的兩種迴路，並介紹減輕有限頻寬與多路徑效應影響之方式。最後，4.4 節將說明抵達時間差估測、同相積分、估算位置之演算法以及擴展式卡爾曼濾波器。



4.1 室內定位訊號接收機架構

圖 4.1 為本論文設計之室內定位系統接收機架構。透過軟體定義無線電(NI USRP-2932)接收室內定位訊號，再依序進入定位訊號擷取(Acquisition)、定位訊號追蹤(Tracking)與定位訊號處理(Positioning Signal Processing)以完成室內定位。

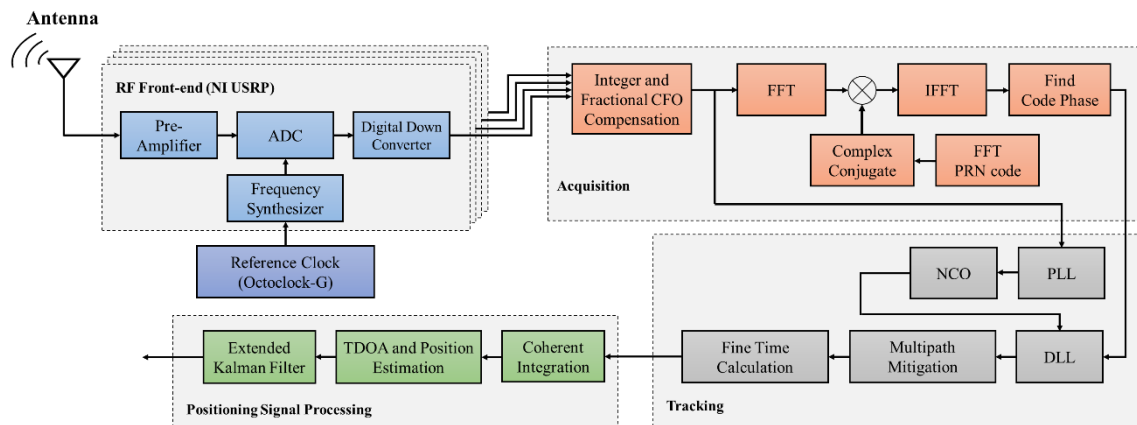


圖 4.1 室內定位系統接收機架構圖

4.2 室內定位訊號擷取

室內定位訊號擷取(Acquisition)主要是用來分辨室內定位之目標，並找出目前所收到室內定位訊號的載波頻率偏移(Carrier Frequency Offset, 簡稱 CFO)與偽隨機碼相位偏移，目的是為了能讓接收機持續追蹤室內定位訊號並且用來計算接收機位置。因此，室內定位訊號擷取我們可以將之視為在載波頻率偏移與偽隨機碼偏移所構成之二維平面的搜尋問題，如圖 4.2 所示，

4.2.1 節與 4.2.2 節提出整數載波頻率偏移與分數載波頻率偏移之估測方法，分別為平行頻率空間搜尋與延遲相關估測法，用以補償載波頻率偏移。4.2.3 節則是介紹偽隨機碼相位擷取之平行碼相位空間搜尋擷取法，並分別列出實際接收室內定位訊號所擷取載波頻率偏移與碼相位偏移的結果。

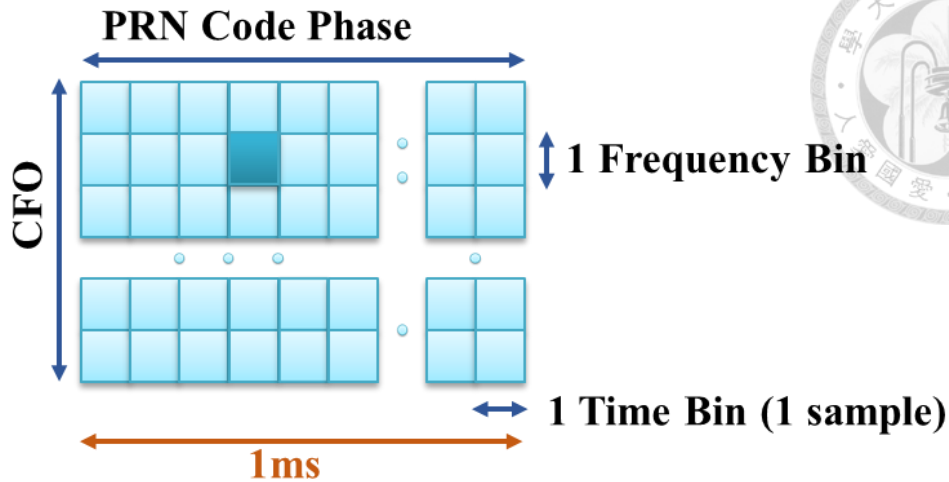


圖 4.2 定位訊號擷取示意圖

4.2.1 整數載波頻率偏移估測

由於由於室內定位發射機是持續發射偽隨機碼，因此，在理想情形下，經平方運算後之接收訊號理應為一直流訊號。然而，由於受到載波頻率偏移之影響，經平方運算後之訊號利用傅立葉轉換(Fourier transform)將訊號從時域轉換到頻域，傅立葉轉換後得到的頻譜會在非直流出現極值，極值出現之代表頻率即是估算之載波頻率偏移，利用傅立葉轉換加速頻率空間的搜尋，稱之為平行頻率空間搜尋擷取法，圖 4.3。

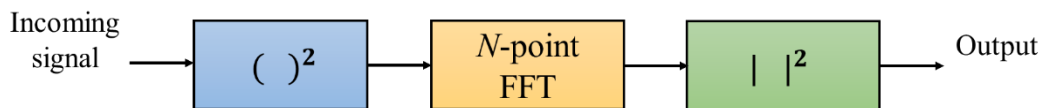


圖 4.3 平行頻率空間搜尋擷取法

整數載波頻率估計的精確度決定於傅立葉轉換的長度，而傅立葉轉換的長度取決於訊號的取樣點數，要是以 4 毫秒的資料長度來做運算，則取樣點數與取樣頻率的關係為 1 比 250，也就是說，當取樣頻率 $f_s = 25\text{MHz}$ ，則取樣數 $N = 4 \times 25000 = 100000$ 。載波頻率的估計精確度如(式 4.1)所示，125Hz， N 為資料的總長度。

$$\Delta f = \frac{1}{2} \frac{f_s/2}{N/2} = \frac{f_s}{2N} \text{ Hz}$$

$$= \frac{25 \times 10^6}{2 \times 4 \times 25000} = 125 \text{ Hz}$$



圖 4.4 為實際接收室內定位訊號之整數載波頻率偏移估測結果，估算之整數載波頻率偏移為 4125 Hz。

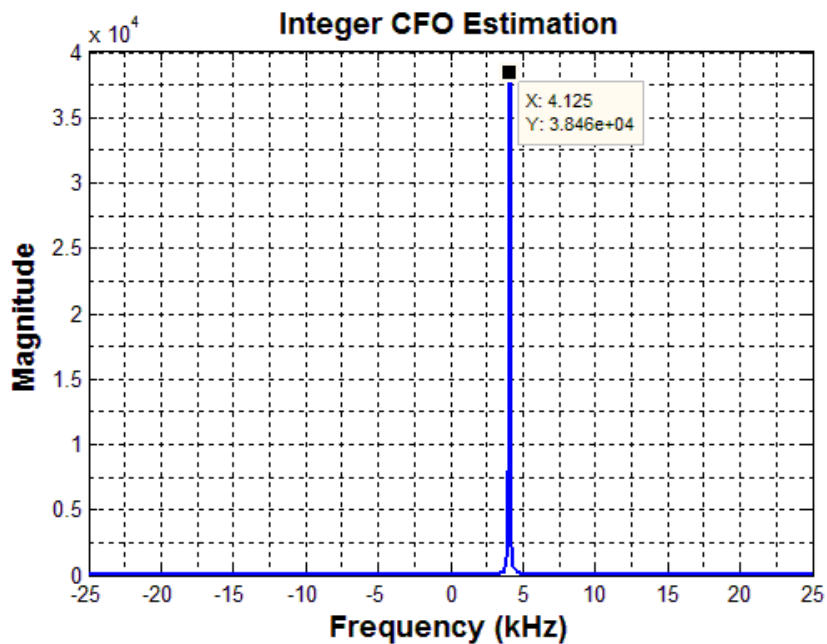


圖 4.4 實際收錄室內定位訊號之整數載波頻率偏移估測

4.2.2 分數載波頻率偏移估測

由於整數載波頻率偏移之精準度取決於傅立葉轉換長度，雖然增加快速傅立葉轉換長度能夠使得估算之精確度更佳，但卻需要大量的記憶體來儲存長時間之訊號。因此，除了在頻域利用平行頻率空間擷取法來估算載波頻率偏移，我們利用發送機持續發射偽隨機碼之特性，圖 3.9，將接收機所接收之前後週期偽隨碼訊號進行延遲相關性運算(式 4.2)，在時域再進行一次高精確度之分數載波頻率偏移估算，(式 4.3)。



r_n 為接收之偽隨機碼序列， s_n 為理想偽隨機碼序列， N 為 1ms 之取樣點數， Δf 為載波頻率偏移， T_s 是取樣時間。

$$\begin{aligned}
 z &= \sum_{n=0}^{L-1} r_n r_{n+N}^* \\
 &= \sum_{n=0}^{L-1} s_n e^{j2\pi\Delta f n T_s} (s_{n+N} e^{j2\pi\Delta f (n+N) T_s})^* \\
 &= \sum_{n=0}^{L-1} s_n s_{n+N} e^{j2\pi\Delta f n T_s} e^{-j2\pi\Delta f (n+N) T_s} \\
 &= e^{-j2\pi\Delta f N T_s} \sum_{n=0}^{L-1} |s_n|^2
 \end{aligned} \tag{式 4.2}$$

$$\Delta f = \frac{-1}{2\pi N T_s} \angle z \tag{式 4.3}$$

圖 4.5 為實際接收室內定位訊號的整體載波頻率估測結果(整數與分數載波頻率估測總合)，其中有四台共用時脈之室內定位接收機，而在圖 4.4 中整數載波頻率估測為 4125Hz，而透過分數載波頻率估測使得整體載波頻率估測結果更加精確。

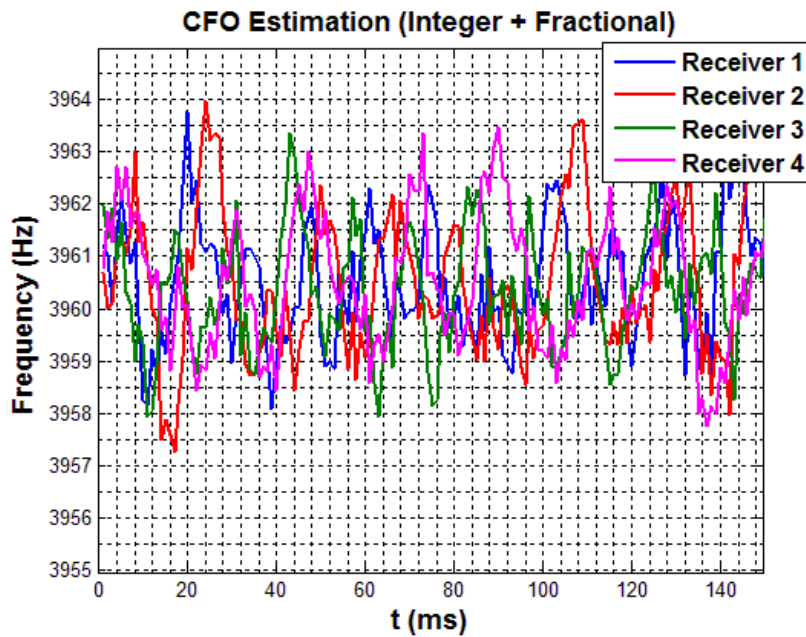


圖 4.5 實際收錄室內定位訊號之整數與分數載波頻率估測總合



4.2.3 偽隨機碼相位估測

碼相位指的就是在每 1ms 訊號中，偽隨機碼的起始取樣點，而從 3.2.2.2 節偽隨機碼特性介紹，我們知道搜尋碼相位即是尋找由接收機產生之本地偽隨機碼與真實收錄之室內定位訊號有最大相關值之相位。本論文使用平行碼相位搜尋擷取法 (Parallel Code Phase Search Acquisition) 來搜尋碼相位，在平行碼相位搜尋擷取法中，其利用在時域作循環交互相關運算(circular cross correlation)與在頻域作複數共軛相乘之二元性，可大幅降低搜尋碼相位所需之交互相關運算量。例如，假設有長度 N 之序列 $x(n)$ 與 $y(n)$ 的離散傅立葉轉換如下(式 4.4)：

$$\begin{cases} X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n)e^{-j2\pi kn/N} \\ Y(k) = \sum_{n=0}^{N-1} y(n)e^{-j2\pi kn/N} \end{cases} \quad (\text{式 4.4})$$

而 $x(n)$ 與 $y(n)$ 的循環交互相關運算序列 $z(n)$ 為(式 4.5)，則其離散傅立葉轉換可由(式 4.6)表示。

$$z(n) = \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} x(m)y(m+n) = \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} x(-m)y(m-n) \quad (\text{式 4.5})$$

$$\begin{aligned} Z(k) &= \sum_{n=0}^{N-1} \left(\frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} x(-m)y(m-n) \right) e^{-j2\pi kn/N} \\ &= \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} x(m)e^{j2\pi km/N} \times \sum_{n=0}^{N-1} y(m+n)e^{-j2\pi k(m+n)/N} \\ &= \frac{1}{N} X^*(k)Y(k) \end{aligned} \quad (\text{式 4.6})$$

$X^*(k)$ 是指 $X(k)$ 的共軛複數(Complex conjugate)，整個演算法的流程如圖 4.6 所示，先將室內定位訊號與接收機本地震盪器產生的載波頻率相乘，得到了訊號 I 、 Q ，接著再做離散傅立葉轉換。而接收機本身所產生的偽隨機碼先去做傅立葉轉換

後得到的訊號取共軛複數，這兩個訊號做相乘，再做反傅立葉轉換得到時域上的訊號，最後再取絕對值平方，若有極值出現，則其值所在的點即為我們要的碼相位，圖 4.7 為四台接收機實際收錄室內訊號碼相位搜尋結果。

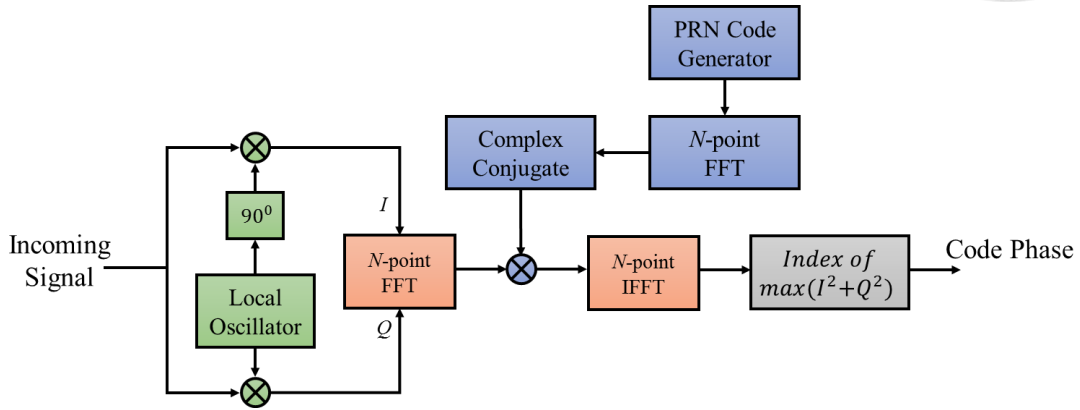
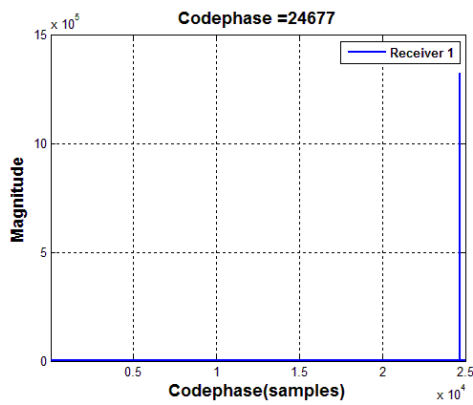
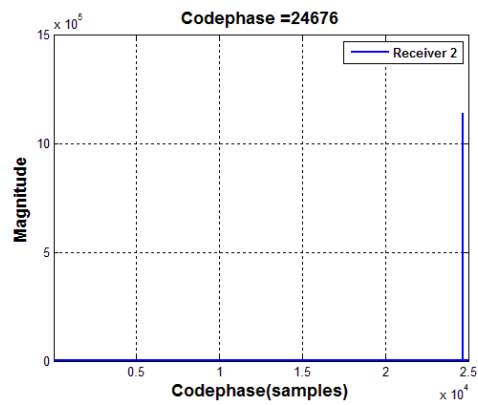


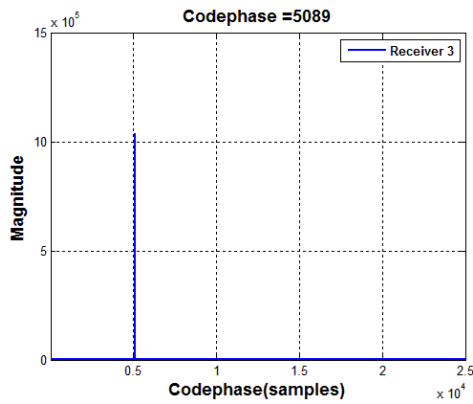
圖 4.6 平行碼相位搜尋擷取法



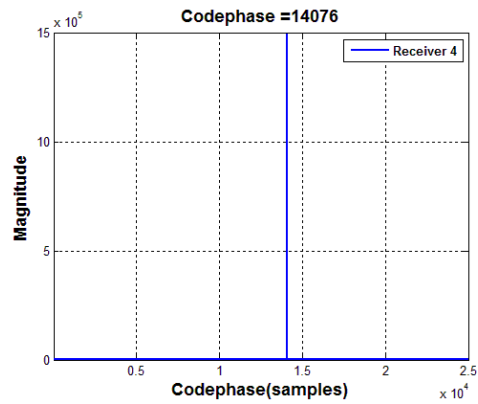
(a) Receiver 1



(b) Receiver 2



(c) Receiver 3



(d) Receiver 4

圖 4.7 實際收錄室內定位訊號碼相位搜尋結果



4.3 室內定位訊號追蹤

一旦接收機擷取到室內定位訊號的載波頻率偏移與偽隨機碼相位之後，接下來接收機必須要能夠持續追蹤室內定位訊號的變化，而我們知道由於室內定位收發機之間使用不同的參考時脈而造成載波頻率與偽隨機碼的飄移，因此接收機端需要兩個追蹤迴路，一個用於載波頻率的追蹤，另一個用於偽隨機碼的追蹤。接收機除了能夠持續追蹤訊號之外，還要能夠提供偽隨機碼精確接收時間的估計，用來計算接收機的位置。

4.3.1 節說明用於追蹤載波頻率的追蹤迴路，並說明載波追蹤迴路中個元件的功能。4.3.2 節則說明偽隨機碼的追蹤方法，並介紹有限頻寬以及室內環境下多路徑效應對於偽隨機碼追蹤迴路的影響以及解決方法。

4.3.1 載波頻率追蹤

本節介紹載波頻率追蹤的方式，鎖相迴路(Phase Lock Loops)，鎖相迴路主要藉由輸入訊號與本地振盪器產生頻率的相位差來鎖定載波的頻率，達到持續追蹤的效果。

4.3.1.1 鎖相迴路(Phase Lock Loops)[6]

鎖相迴路主要是藉由相位差來調整接收機本地的載波頻率與所接收室內定位訊號的載波頻率，使兩者的頻率相同。圖 4.8 為一個鎖相迴路系統的方塊圖[6]，主要分為三大部分：相位偵測器(Phase Discriminator)、迴路濾波器(Loop Filter)與數值控制振盪器(NCO)。

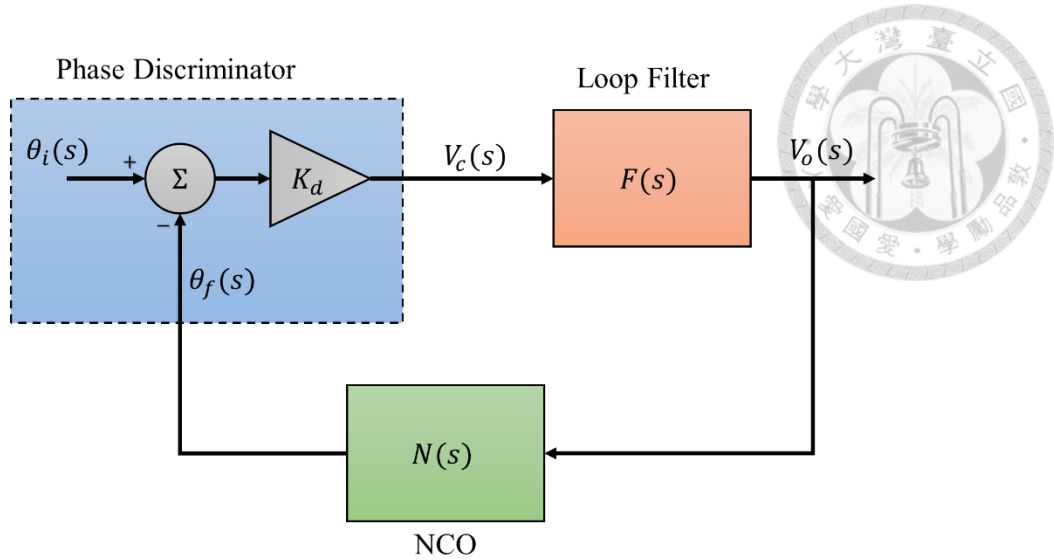


圖 4.8 鎖相迴路系統方塊圖

(式 4.7)為圖 4.8 的關係式。 $\theta_i(s)$ 與 $\theta_f(s)$ 分別為輸入訊號與振盪器的相位、 K_d 為相位偵測器的增益， $H(s)$ 為 PLL 之轉移函數。

$$\begin{cases} F(s) = \frac{1}{s} \frac{\tau_2 s + 1}{\tau_1} \\ N(s) = \frac{K_0}{s} \\ H(s) = \frac{K_d F(s) N(s)}{1 + K_d F(s) N(s)} \end{cases} \quad (\text{式 4.7})$$

將(式 4.7)中的 $F(s)$ 和 $N(s)$ 代入 $H(s)$ 可以求得(式 4.8)， ω_n 為自然頻率(Natural Frequency)， ζ 為阻尼比(Damplng Ratio)。

$$\begin{cases} H(s) = \frac{2\zeta\omega_n s + \omega_n^2}{s^2 + s\zeta\omega_n + \omega_n^2} \\ \omega_n = \sqrt{\frac{K_0 K_d}{\tau_1}} \\ \zeta = \frac{\tau_2 \omega_n}{2} \end{cases} \quad (\text{式 4.8})$$



4.3.1.1.1 相位偵測器

本小節討論相位偵測器(Phase Discriminator)的部分，在室內定位接收機中所使用的鎖相迴路稱為柯斯塔斯迴路(Costas loops)，表示輸入訊號的二相位(BPSK)調變方式對該迴路的相位偵測器沒影響，如圖 4.9 所示。主要是相位偵測器只偵測相位差，即使輸入訊號有 180 度的相位改變。

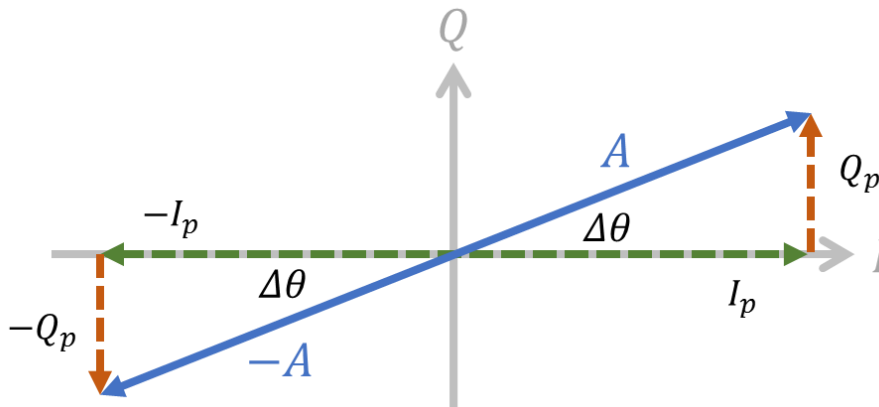


圖 4.9 柯斯塔斯迴路之相位偵測器

常用的相位偵測器列於表 4.1[6]，相對應的輸出結果如圖 4.10 所示，假設這些 Costas 相位偵測器在沒有雜訊下的輸出相位。而雖然在表 4.1 中 $\tan^{-1}(Q_p/I_p)$ Costas 相位偵測器在輸入誤差正負 90 度之間都能維持線性，但若有雜訊的真實情況下，所有的鑑頻器只有在 0 度附近才維持線性。這也就是需要在追蹤訊號之前，將載波頻率的誤差縮小為 1 至 2 Hz 的原因，以減少相位偵測器的輸出雜訊。

表 4.1 相位偵測器[5]

Discriminator Methods	Output Phase Error
$Q_p \times I_p$	$\sin(2\Delta\theta)$
$Q_p \times \text{sign}(I_p)$	$\sin(\Delta\theta)$
Q_p/I_p	$\tan(\Delta\theta)$
$\tan^{-1}(Q_p/I_p)$	$\Delta\theta$

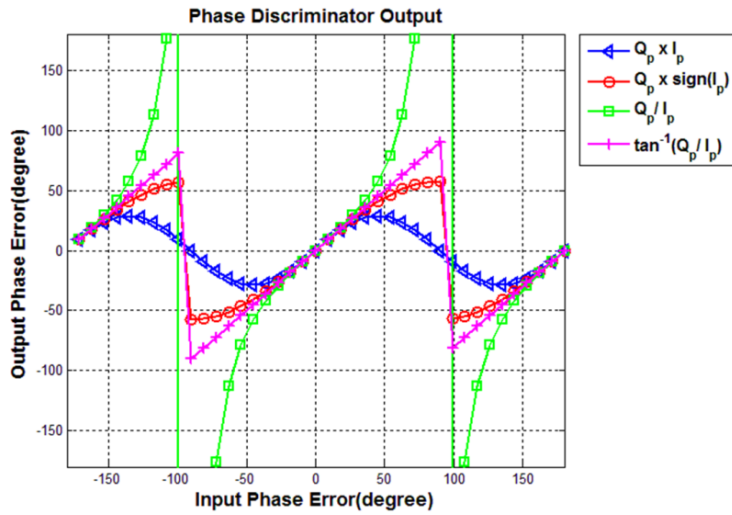


圖 4.10 各相位偵測器之比較圖[5]

4.3.1.1.2 迴路濾波器與數值控制震盪器

迴路濾波器[6]是用來降低相位偵測器輸出的雜訊，產生一個精確穩定的訊號來控制數值振盪器的頻率，使其與輸入訊號的載波頻率相同。而我們使用的迴路濾波器和數值控制震盪器的數位轉移函數如(式 4.9)：

$$\begin{cases} F(z) = \frac{(C_1 + C_2) - C_1 z^{-1}}{1 - z^{-1}} \\ N(z) = \frac{K_0 z^{-1}}{1 - z^{-1}} \end{cases} \quad (\text{式 4.9})$$

而透過雙線性轉換(bilinear transform)，可以得到係數與 4.3.1.1 節前述參數之間的關係，(式 4.10)。

$$\begin{cases} C_1 = \frac{1}{K_d K_0} \cdot \frac{8\zeta\omega_n T}{4 + 4\zeta\omega_n T + (\omega_n T)^2} \\ C_2 = \frac{1}{K_d K_0} \cdot \frac{4(\omega_n T)^2}{4 + 4\zeta\omega_n T + (\omega_n T)^2} \end{cases} \quad (\text{式 4.10})$$

圖 4.11 為最後之載波頻率追蹤迴路架構圖。

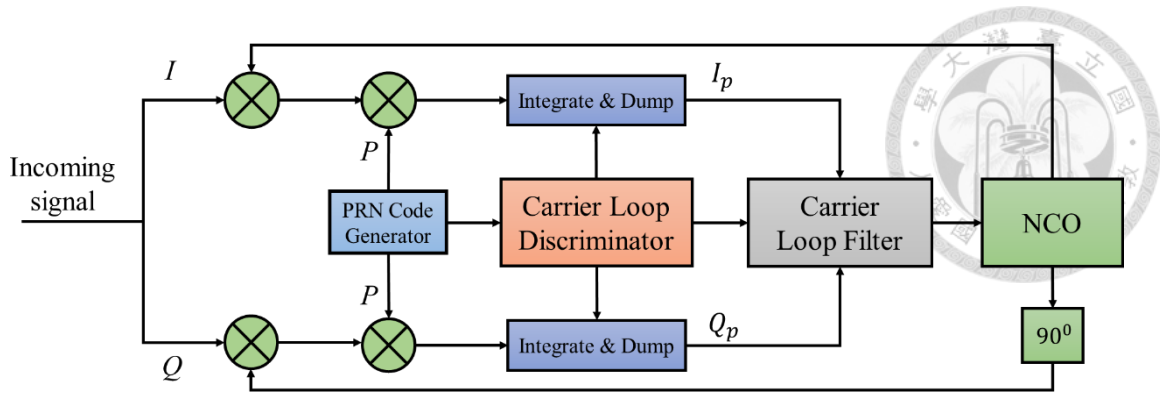


圖 4.11 載波頻率追蹤迴路方塊圖[5]

4.3.2 偽隨機碼追蹤

本節介紹使用延遲鎖定迴路(Delay-lock Loop, 簡稱 DLL)的方法來追蹤偽隨機碼的變化。

4.3.2.1 延遲鎖定迴路(Delay-Lock Loop)

延遲鎖定迴路主要產生五個對於輸入訊號而言，不同碼相位延遲的偽隨機碼 (P 、 $E1$ 、 $E2$ 、 $L1$ 、 $L2$)，然後與輸入訊號做相關性的運算，最後再藉由延遲(early)與超前(early)的相關值比例來決定是否調整五個偽隨機碼的相位變化，如圖 4.12 所示。

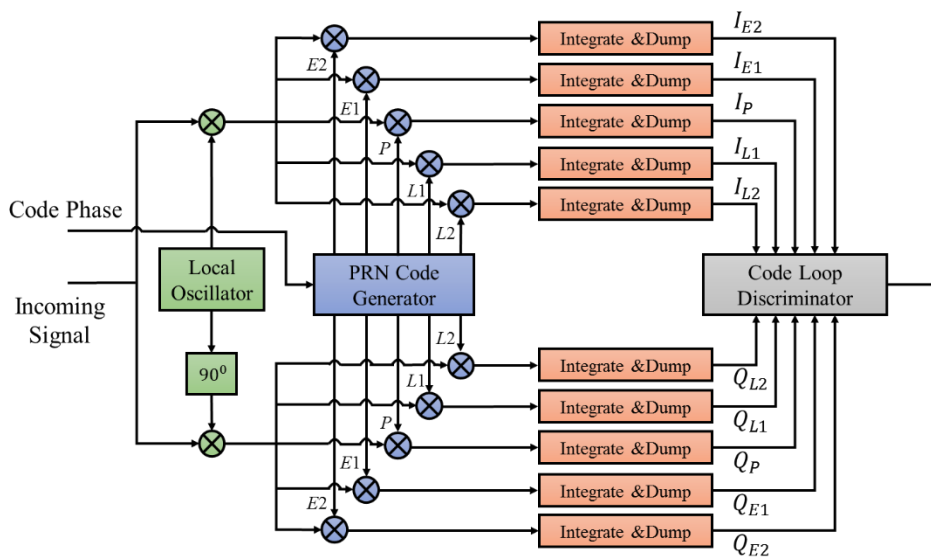
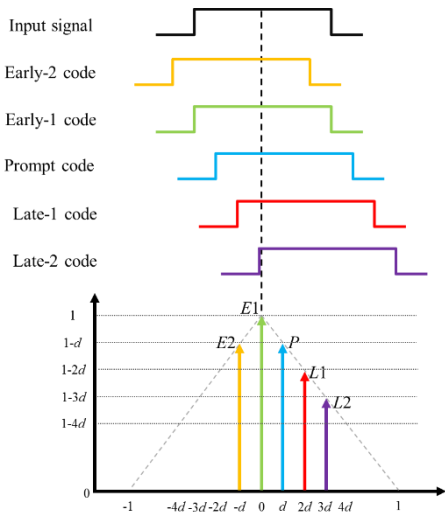
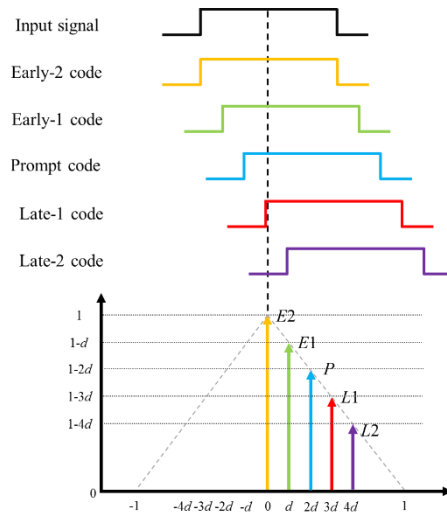


圖 4.12 延遲鎖定迴路方塊圖[5]

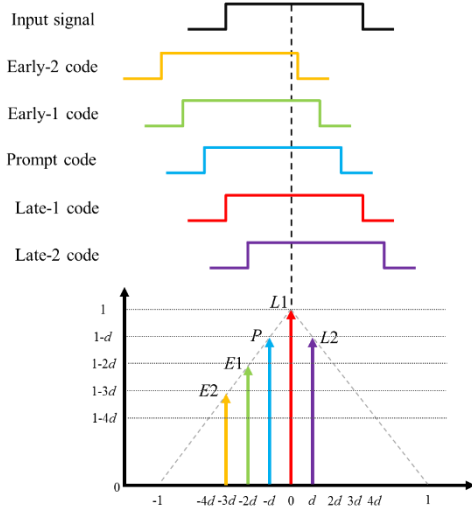
圖 4.13 為延遲鎖定迴路運作的示意圖。假設目前所產生的五個偽隨機碼比輸入訊號的碼相位超前 $d = \frac{R_c}{f_s} = \frac{4.095M}{25M} = 0.1638$ 片碼(chip)，則相關值的輸出如圖 4.13(a)所示，其延遲的偽隨機碼($E1$)將與輸入訊號完全相關。當五個偽隨機碼比輸入訊號的碼相位超前 0.3276 片碼(chip)時，相關值輸出圖形則如圖 4.13(b)，延遲的偽隨機碼($E2$)將與輸入訊號完全相關。相反地，若所產生的五個偽隨機碼比輸入訊號的碼相位延遲 0.1638 片碼與 0.3276 片碼，如圖 4.13(c)與(d)，則情況將與上述的相反。只有當產生的五個偽隨機碼與輸入訊號沒有碼相位延遲時，我們才可以得到超前($E1$ 、 $E2$)與延遲($L1$ 、 $L2$)偽隨機碼的相關值相同，而即時偽隨機碼為完全相關，如圖 4.13(e)所示。



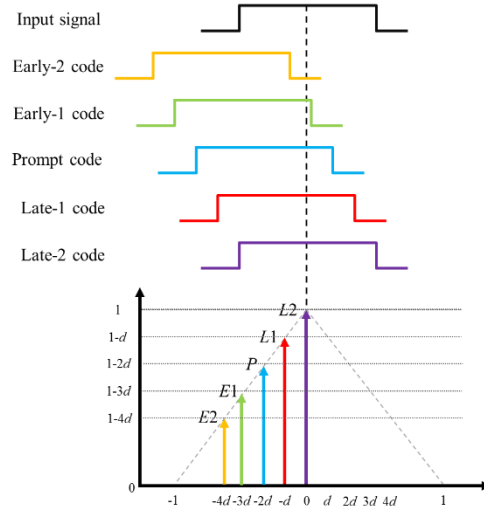
(a) replica code 0.1638 chip early



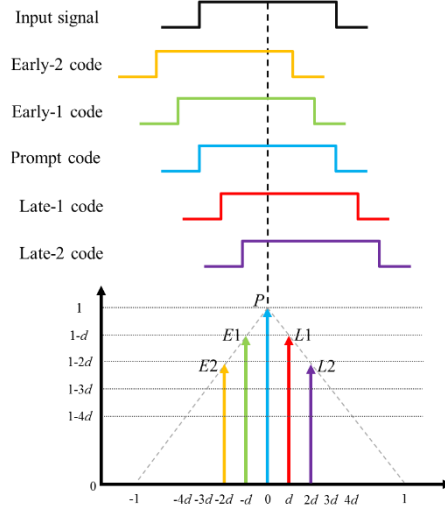
(b) replica code 0.3276 chip early



(c) replica code 0.1638 chip late



(d) replica code 0.3276 chip late



(e) replica code aligned

圖 4.13 延遲鎖定迴路示意圖

當我們利用延遲鎖定迴路產生輸入訊號與五個偽隨機碼之相關值 (I_P 、 I_{E1} 、 I_{E2} 、 I_{L1} 、 I_{L2} 、 Q_P 、 Q_{E1} 、 Q_{E2} 、 Q_{L1} 、 Q_{L2})後，可以利用三角形幾何方法或碼相位鑑別器來計算 Prompt code 與輸入訊號之間的相位差，並調整五個偽隨機碼的相位，產生與輸入訊號相匹配的偽隨機碼。

所謂三角性幾何方式是我們可以將圖 4.13 中的相關值由(式 4.11)表示， x 為所產生的偽隨機碼與輸入訊號的相位延遲、 d 為五個偽隨機碼之間的相位差，其單位均為片碼(chip)。由(式 4.11)我們可以推導出(式 4.12)的關係式，進而計算出 x 的值，即為 Prompt code 與輸入訊號之間的相位差；而常用的延遲鎖定迴路鑑別器列於表 4.2。

$$\begin{cases} P = 1 - |x| \\ L1 = 1 - x - d \\ E1 = 1 + x - d \end{cases} \quad (式 4.11)$$

$$r = \frac{L1}{E1} = \frac{1 - x - d}{1 + x - d} \quad (式 4.12)$$

$$\Rightarrow x = \frac{(1-r)(1-d)}{1+r}$$



表 4.2 碼相位鑑別器[6]

Type	Discriminator D
Coherent	$I_{E1} - I_{L1}$
Non-coherent	$(I_{E1}^2 + Q_{E1}^2) - (I_{L1}^2 + Q_{L1}^2)$
	$\frac{(I_{E1}^2 + Q_{E1}^2) - (I_{L1}^2 + Q_{L1}^2)}{(I_{E1}^2 + Q_{E1}^2) + (I_{L1}^2 + Q_{L1}^2)}$
	$I_p(I_{E1} - I_{L1}) + Q_p(Q_{E1} - Q_{L1})$

4.3.2.2 多路徑效應(Multipath Effect)

在室內環境下，由於空間大小、牆壁、傢俱或其他障礙物的影響，存在著嚴重的多路徑效應(Multipath Effect)，使得接收機所接收到的室內定位訊號不單純只有 Line-Of-Sight (LOS) 訊號，也會參雜許多經過不同路徑或反射之 Non-Line-Of-Sight (NLOS) 訊號。

而多路徑效應對於我們室內定位接收機而言，直接影響到的是偽隨機碼追蹤的效能。在圖 4.13 中，我們假設偽隨機碼的自相關函數為理想的三角形，但實際上由於多路徑效應的關係，真正的自相關函數並非三角形，如圖 4.14 所示。

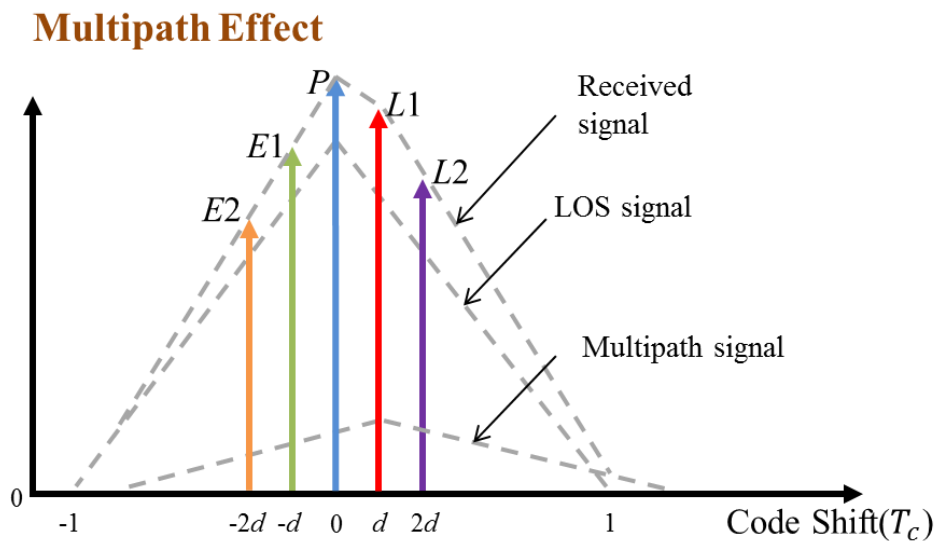


圖 4.14 多路徑效應干擾示意圖

在 4.4 節中將會介紹利用碼相位偏移轉換成室內定位訊號抵達不同接收機的抵達時間差，以進行定位。因此，碼相位的追蹤，對於我們的室內定位系統而言是很重要的問題。而這部份將介紹兩種用來減輕多路徑效應影響的方法，Early-Late Slope Techniques[7]和高分辨率相關器(High Resolution Correlator)[8]。

.4.3.2.2.1 Early-Late Slope (ELS) Technique [7]

由於多路徑效應會改變自相關函數三角形兩邊的斜率，因此 ELS 是去算出三角形兩邊的斜率，圖 4.15，再利用算出斜率所得的直線求出兩直線交點之 x 座標即為估算之碼相位延遲，(式 4.13)。

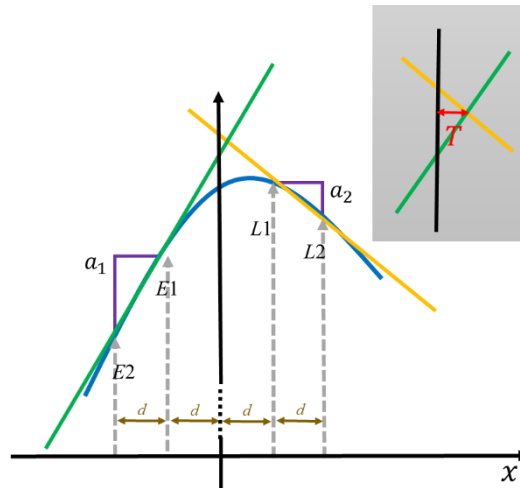


圖 4.15 Early-Late Slope Techniques

$$\begin{cases} \text{Early Side: } y = a_1x + (E1 + a_1d) \\ \text{Late Side: } y = a_2x + (L1 - a_2d) \end{cases} \quad (\text{式 } 4.13)$$

$$\Rightarrow T = \frac{(E1 - L1) + d(a_2 + a_1)}{a_2 - a_1}$$

.4.3.2.2.2 高分辨率相關器(High Resolution Correlator) [8]

高分辨率相關器(High Resolution Correlator，簡稱 HRC)是用於減輕多路徑效應影響的一種技巧，其對於五種偽隨機碼與定位訊號的相關值進行線性組合的運算



(式 4.14)，而反映在自相關函數三角形上則是產生底部較窄小的三角形，以減輕多路徑訊號對於自相關函數三角形的影響，圖 4.16，(式 4.15)為高分辨率相關器之碼相位鑑別器。

$$Original: \begin{cases} P = R(\tau) \\ E1 = R(\tau + d) \\ E2 = R(\tau + 2d) \\ L1 = R(\tau - d) \\ L2 = R(\tau - 2d) \end{cases} \quad (式 4.14)$$

$$HRC: \begin{cases} P_{HRC} = 2P - (E1 + L1) \\ E_{HRC} = 2E1 - (E2 + P) \\ L_{HRC} = 2L1 - (L2 + P) \end{cases}$$

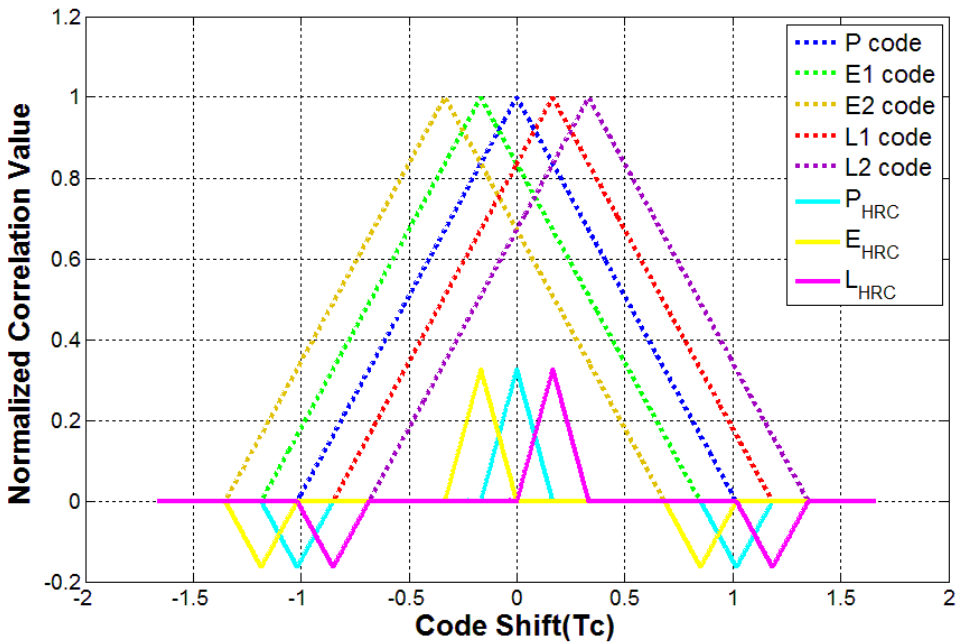


圖 4.16 高分辨率相關器示意圖

$$D_{HRC} = \frac{(E_{HRC} - L_{HRC})}{(E_{HRC} + L_{HRC})} \quad (式 4.15)$$



4.3.2.3 有限頻寬(Bandwidth Limited)

除了在室內環境存在之多路徑效應會影響碼相位延遲之估算，由於真實室內定位系統收發機為有限頻寬，因此真實室內定位接收機接收訊號之自相關函數並非為一具有鋒利尖峰之三角形，而是一圓弧頂之三角形，如圖 4.17。

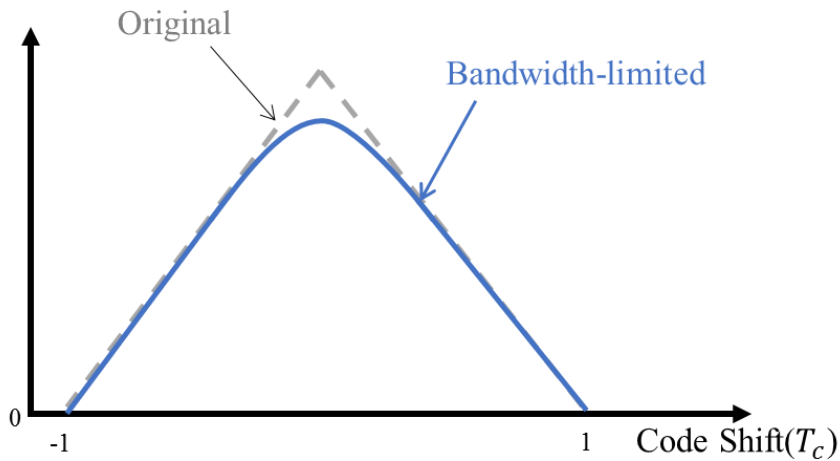


圖 4.17 有限頻寬效應示意圖

在 4.3.2.1 以及 4.3.2.2 節中的碼相位鑑別器都是以自相關函數是理想三角形為基礎所衍伸的演算法，並沒有考慮有限頻寬的問題。藉由 Curve Fitting 的概念[18]，我們可以利用二次曲線來貼近有限頻寬造成的圓弧，(式 4.16)：

$$y = ax^2 + bx + c \quad (\text{式 4.16})$$

$$\mathbf{Y} = \begin{bmatrix} P_{HRC} \\ E_{HRC} \\ L_{HRC} \end{bmatrix} = \mathbf{X}\mathbf{A}$$

$$\mathbf{X} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ (-d)^2 & -d & 1 \\ d^2 & d & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{式 4.17})$$

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} = \mathbf{X}^{-1}\mathbf{Y}$$

將二次曲線結合高分辨率相關器，利用高分辨率相關器之 P_{HRC} 、 E_{HRC} 和 L_{HRC} 為其 y 座標，而其相對應之碼相位偏移為 x 座標，即可求得此二次曲線之係數 a 、 b 與 c ，如圖 4.18 與(式 4.17)。最後，利用偏微分可求得此二次曲線頂點之 x 座標即為估算之碼相位延遲，(式 4.18)。

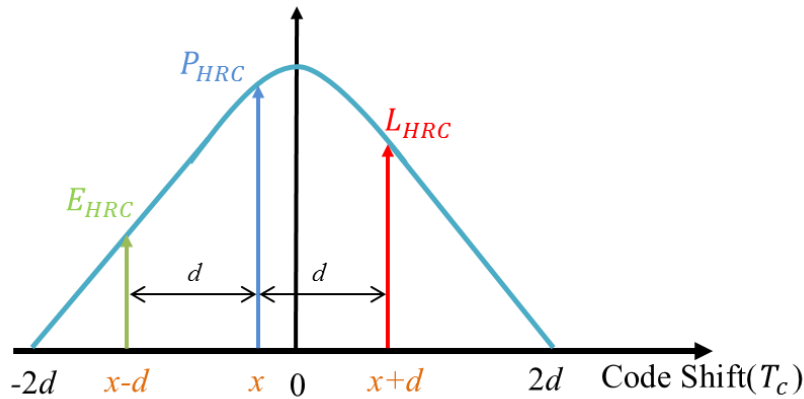


圖 4.18 HRC with Curve Fitting

$$\frac{dy}{dx} = 2ax + b = 0$$

(式 4.18)

$$\Rightarrow x = -\frac{b}{2a}$$

4.4 室內定位訊號處理

在 4.3.1 節與 4.3.2 節介紹了定位訊號擷取與追蹤的方法，讓我們能夠持續地估算接收訊號的碼相位延遲。而碼相位延遲的估測，簡單地說就是估算接收訊號偽隨機碼自相關函數三角形頂點所在位置。而利用偽隨機碼自相關函數特性，我們可以用來定位發射機所在位置。

在接下來的 4.4.1 節將說明如何利用碼相位延遲來估算室內定位訊號抵達不同接收機的時間差，而 4.4.2 節會介紹同相積分的概念。4.4.3 節介紹利用訊號抵達時間差估算定位目標位置的演算法，最後 4.4.4 節介紹利用擴展卡爾曼濾波器來增進定位目標路徑追蹤之表現。



4.4.1 抵達時間差估測

在我們所設計的室內定位系統中，由於發射機與接收機各自使用不同的參考時脈與時間，所以發射機與接收機之間是不同步的，並無法直接估算發射訊號傳送至接收機之抵達時間(Time of Arrival，簡稱 TOA)。然而，由於我們擁有同步的室內定位接收機，因此我們可以利用定位訊號抵達不同接收機的抵達時間差(Time Difference Of Arrival，簡稱 TDOA)來估算發射機所在位置。

利用發射機持續發送偽隨機碼之特性，與室內定位發射機不同距離的接收機會接收到不同碼相位的偽隨機碼，因此其自相關函數所產生之三角形頂點所在位置也會有所不同，圖 4.19。

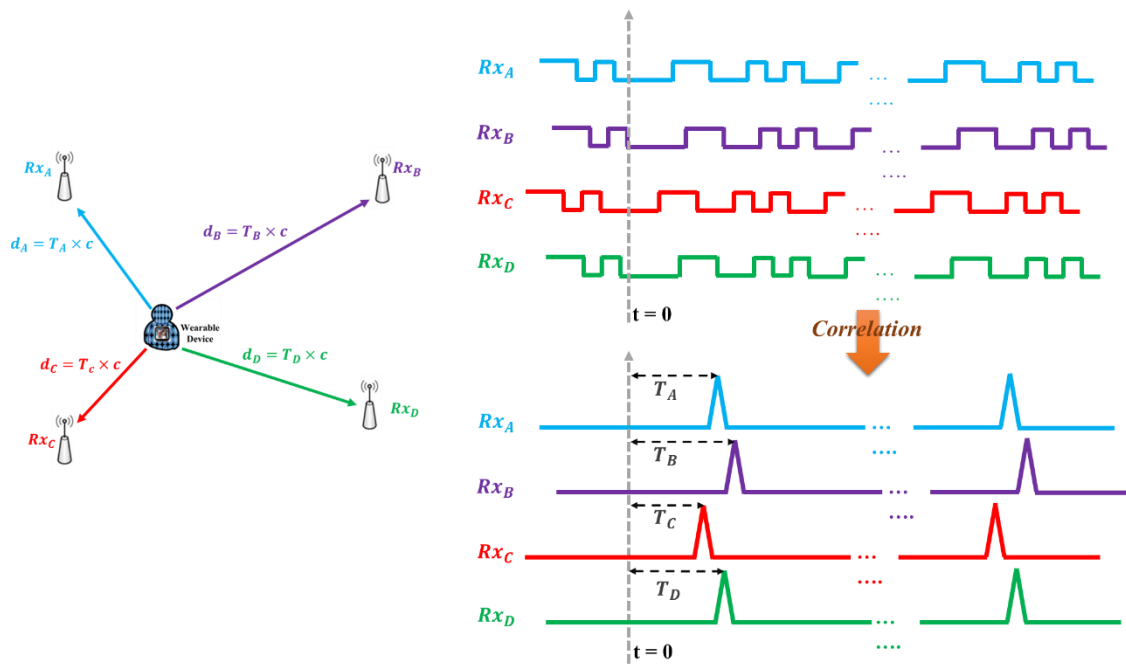


圖 4.19 定位訊號抵達時間示意圖

由於發射機與接收機並非同步，因此圖 4.19 中的估算的 T_A 、 T_B 、 T_C 和 T_D 並非真實的訊號抵達時間。然而，由於同步的室內定位接收機擁有共同的參考時脈與時間，因此我們可以透過 T_A 、 T_B 、 T_C 和 T_D 估算訊號抵達不同接收機之抵達時間差，(式 4.19)：

$$T_{AB} = T_A - T_B, \quad T_{AC} = T_A - T_C, \quad T_{AD} = T_A - T_D \quad (\text{式 4.19})$$



4.4.2 同相積分(Coherent Integration)

經由延遲鎖定迴路所估算的抵達時間差由於受到多路徑效應或雜訊影響，我們可以透過同相積分來提高其訊雜比(Signal-to-noise ratio，簡稱 SNR)，降低估算誤差。而同相積分的處理增益主要由訊號的頻率，也就是訊號的長度來決定。因為一個完整的偽隨機碼以及一次抵達時間差估測的周期為 1 毫秒，因此我們使用每 1 毫秒的訊號長度來做同相積分。同相積分的處理增益為(式 4.20)， N_2 表示同相訊號長度為 N_2 毫秒。

$$G_c(N_2) = 10 \log(N_2) \quad (\text{式 4.20})$$

另外，由於室內定位發射機是持續發送偽隨機碼，因此在設計 N_2 的上限並沒有限制。但是，由於錄製訊號時間長度取決於軟體定義無線電的硬體極限，而過度增加 N_2 會增加定位計算時間且對系統表現的增益也不彰顯，於第六章詳述。因此，目前室內定位系統中的 N_2 是選擇 250，對 250 毫秒的訊號進行同相積分運算。

4.4.3 定位目標位置估測

由偽隨機碼相位延遲估算出訊號抵達時間差(Time Difference of Arrival，簡稱 TDOA)之後，我們利用泰勒級數方法(Taylor Series Method)[9]來估算室內定位發射機所在位置。首先，以第 1 個接收機座標 (x_1, y_1) 為參考點，將訊號抵達時間差轉換成抵達距離差後，可將抵達距離差定義為 f 函數(式 4.21)：

$$\begin{aligned} f_i(x, y) &= \sqrt{(x-x_{i+1})^2 + (y-y_{i+1})^2} - \sqrt{(x-x_1)^2 + (y-y_1)^2} \\ &= m_{i+1,1} + \varepsilon_{i+1,1} \quad (i=1, 2, \dots, n-1) \end{aligned} \quad (\text{式 4.21})$$

其中 (x, y) 為發射機位置， (x_i, y_i) 是第 i 個接收機所在位置， $m_{i+1,1}$ 為真實抵達距離差， $\varepsilon_{i+1,1}$ 為抵達距離差估算誤差。

將(式 4.21)利用泰勒級數針對初始發射機位置預測點 (x_k, y_k) 展開並保留前兩項可以得到(式 4.22)。

$$\begin{aligned} f_{i,k} + a_{i,1}\delta_{x_k} + a_{i,2}\delta_{y_k} &\approx m_{i+1,1} + \varepsilon_{i+1,1} \\ f_{i,k} &= f_i(x_k, y_k) \end{aligned}$$

where,

$$\begin{aligned} a_{i,1} &= \left. \frac{\partial f_i}{\partial x} \right|_{x_k, y_k} = \frac{x_1 - x_k}{r_1} - \frac{x_{i+1} - x_k}{r_{i+1}} \\ a_{i,2} &= \left. \frac{\partial f_i}{\partial y} \right|_{x_k, y_k} = \frac{y_1 - y_k}{r_1} - \frac{y_{i+1} - y_k}{r_{i+1}} \\ r_i &= \sqrt{(x_k - x_i)^2 + (y_k - y_i)^2} \end{aligned} \quad (\text{式 4.22})$$

δ_{x_k} 與 δ_{y_k} 為我們以 (x_k, y_k) 為定位目標估測點所求得的定位估算誤差，則(式 4.22)可以改以(式 4.23)表示。因此，透過每次的預測點 (x_k, y_k) ，我們可以由權重最小平方法(Weighted-Least-Square, 簡稱 WLS)估算出 δ ，(式 4.24)，並更新先前的估算位置，(式 4.25)。經由不斷地迭代運算後，持續更新估測點 (x_k, y_k) 直到定位估算誤差 δ 很小，即可求得定位發射機之位置 (x_k, y_k) 。

$$\mathbf{A}\delta = \mathbf{D} + \mathbf{e}$$

where,

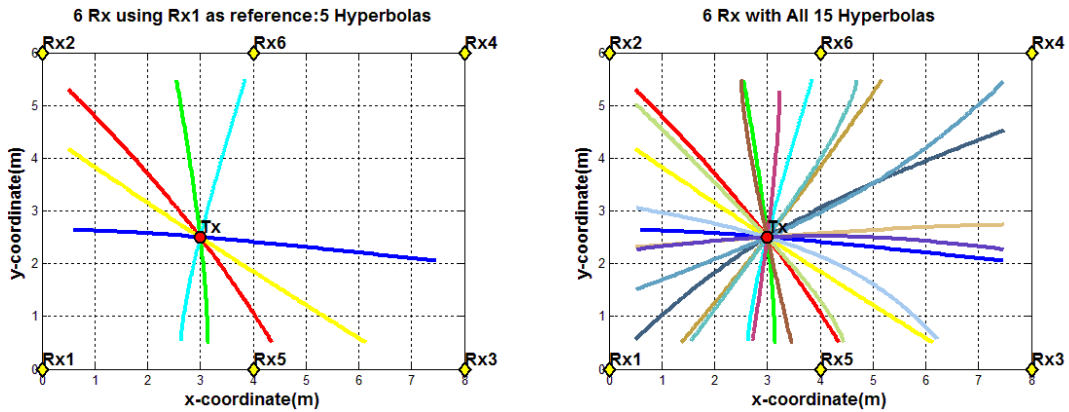
$$\begin{aligned} \mathbf{A} &= \begin{bmatrix} a_{1,1} & a_{1,2} \\ a_{2,1} & a_{2,2} \\ \vdots & \vdots \\ a_{n-1,1} & a_{n-1,2} \end{bmatrix} \\ \delta &= \begin{bmatrix} \delta_{x_k} & \delta_{y_k} \end{bmatrix} \\ \mathbf{e} &= \begin{bmatrix} \varepsilon_{2,1} & \varepsilon_{3,1} & \cdots & \varepsilon_{n,1} \end{bmatrix} \\ \mathbf{Q} &= \begin{bmatrix} m_{2,1} - f_{1,k} & m_{3,1} - f_{2,k} & \cdots & m_{n,1} - f_{n-1,k} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (\text{式 4.23})$$

$$\delta = (\mathbf{A}^T \mathbf{Q}^{-1} \mathbf{A})^{-1} \mathbf{A}^T \mathbf{Q}^{-1} \mathbf{D} \quad (\text{式 4.24})$$



$$\begin{bmatrix} x_{k+1} \\ y_{k+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_k \\ y_k \end{bmatrix} + \delta \quad (\text{式 } 4.25)$$

在先前(式 4.21)至(式 4.25)的推導，是以第 1 台接收機作為參考點所估算，因此是利用了 $n-1$ 個抵達時間差所構成的雙曲線來估算目標位置，圖 4.20(a)。



(a) Using Rx1 as reference : 5 Hyperbolas

(b) All 15 Hyperbolas

圖 4.20 抵達時間差構成之雙曲線示意圖：6 台接收機

然而，在 n 個接收機的情形下，理論上是有 $n(n-1)/2$ 個抵達時間差所構成的雙曲線可以利用來估算目標位置，圖 4.20(b)。因此，為了完全利用 $n(n-1)/2$ 個雙曲線的資訊，我們可以將 n 個接收機都作為參考點，各自估算出定位目標位置後，再將 n 個估測定位目標位置平均，作為最終估算之目標位置。



4.4.4 擴展卡爾曼濾波器

卡爾曼濾波器(Kalman Filter)是一種高效率的遞迴濾波器，它能夠從一系列的不完全及包含雜訊的測量中，估計動態系統的狀態，圖 4.21。而卡爾曼濾波器的應用，包括機器人導航、控制、感測器資料融合(Sensor fusion)甚至在軍事方面的雷達系統以及導彈追蹤...等，近年來也常應用於電腦圖像處理，例如：頭臉識別、圖像分割和圖像邊緣檢測。

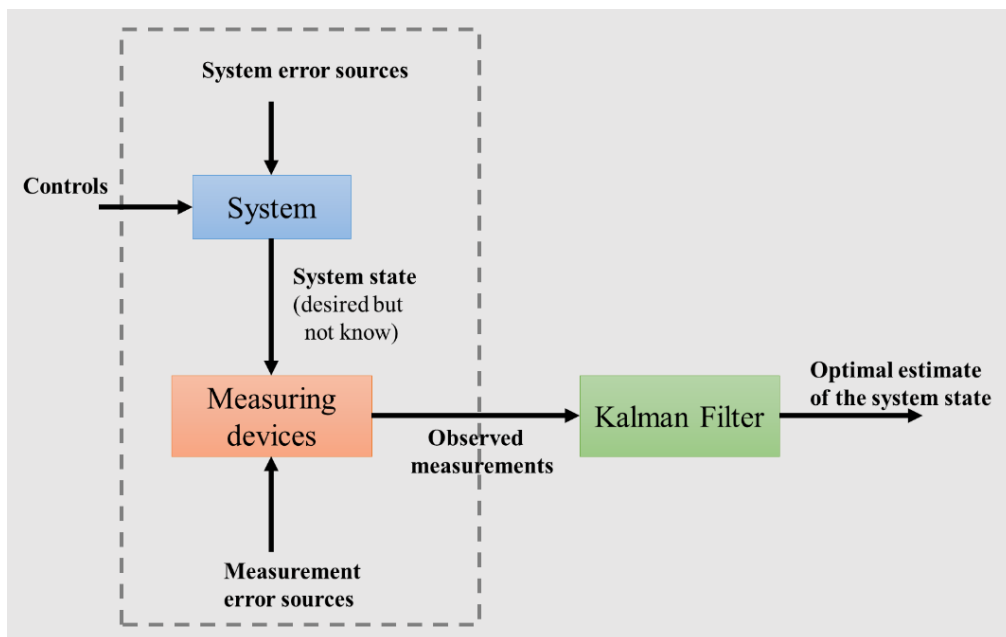


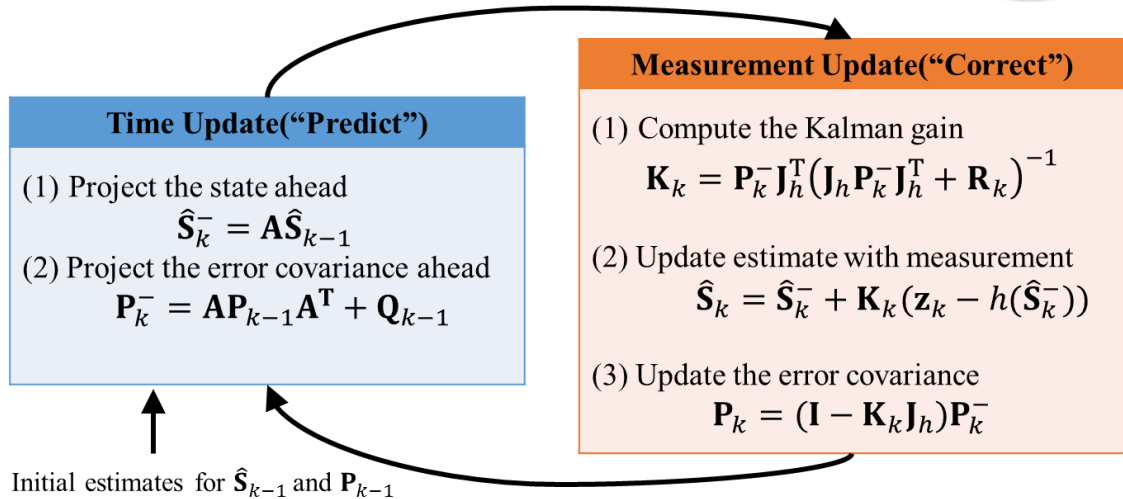
圖 4.21 卡爾曼濾波器應用示意圖

而在我們的室內定位系統中，由於利用碼相位延遲所估算的抵達時間差可能受到多路徑效應或其他雜訊影響，因此使用 4.4.3 節的方法估算出來的位置仍有誤差存在。而我們的目標是想透過卡爾曼濾波器的幫助，使得最後估算出來的定位目標路徑更貼近真實路徑。

基本的卡爾曼濾波器是限制在線性的假設之下，也就是其系統狀態的轉換(system state transition)以及系統狀態與測量值(measurement)之間的關係必須是線性的。然而，在我們的室內定位系統中，系統狀態和測量值分別是定位目標的位置以及抵達時間差(TDOA)，而這兩者之間並非線性關係，(式 4.26)。因此，一般的卡爾曼濾波器並不適用於我們的室內定位系統。



擴展卡爾曼濾波器(Extended Kalman Filter)是一種非線性的卡爾曼濾波器，其將系統狀態轉換或系統狀態與測量值之間的非線性關係經泰勒級數展開後，進行線性化的動作。因此，我們可以將擴展卡爾曼濾波器應用於我們的系統，圖 4.22。



$$\mathbf{S}_k = \mathbf{A}\mathbf{S}_{k-1} + \mathbf{w}_{k-1}$$

$$\mathbf{z}_k = h(\mathbf{S}_k) + \mathbf{v}_k$$

- | | |
|---|--|
| \mathbf{S}_k : State vector | $h(\cdot)$: Measurement model |
| \mathbf{A} : State transition matrix | \mathbf{J}_h : Jacobian matrix of $h(\cdot)$ |
| \mathbf{w}_k : Process noise vector | \mathbf{P}_k : Covariance matrix of \mathbf{S}_k |
| \mathbf{z}_k : Measurement vector | \mathbf{Q}_k : Process noise covariance matrix |
| \mathbf{v}_k : Measurement noise vector | \mathbf{R}_k : Measurement noise covariance matrix |

圖 4.22 擴展卡爾曼濾波器示意圖

擴展卡爾曼濾波器主要分成兩個遞迴的階段，Predict 與 Corect。在 Predict 階段時，卡爾曼濾波器會根據過去的資訊來預測現在的系統狀態 \mathbf{S}_k^- ，以及其共變異數矩陣 \mathbf{P}_k^- 。而當遞迴進入 Corect 階段時，擴展卡爾曼濾波器就會根據當下量測到的資訊去計算出卡爾曼增益 \mathbf{K}_k ，再利用卡爾曼增益在預測系統狀態和量測資訊之間取得最佳平衡以得到最佳估測系統狀態，並更新系統之共變異數矩陣 \mathbf{P}_k 。

由於在我們的室內定位系統中，量測值(TDOA)和系統狀態 (x, y) 之間並非線性關係，(式 4.26)：

$$h(\mathbf{S}_k) = c \times TDOA_{i,j} = \sqrt{(x_i - x)^2 + (y_i - y)^2} + \sqrt{(x_j - x)^2 + (y_j - y)^2} \quad (\text{式 4.26})$$

因此，在擴展卡爾曼濾波器的 Correct 階段時，我們使用的是 $h(\mathbf{S}_k)$ 的雅可比矩陣 \mathbf{J}_h 來計算卡爾曼增益和更新系統之共變異數矩陣 \mathbf{P}_k 。

有了擴展卡爾曼濾波器之後，我們使用 PVA(Position, Velocity, Accerleration) 模型來描述室內定位發射機之運動定律，(式 4.27)。 x 和 y 為發射機之二維平面座標， v_x 和 v_y 為二維方向之速度， a_x 和 a_y 則是二維方向之加速度， Δt 是系統狀態更新時間。而在 PVA model 中，是將系統描述成等加速度運動的狀態，所以 q 是系統狀態在加速度上的變異數，透過推導可將 \mathbf{w} 的共變異數矩陣以 \mathbf{Q} 表示[16]。

$$\mathbf{S} = [x \quad y \quad v_x \quad v_y \quad a_x \quad a_y]^T$$

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_2 & \Delta t \cdot \mathbf{I}_2 & \frac{(\Delta t)^2}{2} \cdot \mathbf{I}_2 \\ \mathbf{O}_2 & \mathbf{I}_2 & \Delta t \cdot \mathbf{I}_2 \\ \mathbf{O}_2 & \mathbf{O}_2 & \mathbf{I}_2 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{Q} = \begin{bmatrix} \frac{q \cdot (\Delta t)^5}{20} \cdot \mathbf{I}_2 & \frac{q \cdot (\Delta t)^4}{8} \cdot \mathbf{I}_2 & \frac{q \cdot (\Delta t)^3}{6} \cdot \mathbf{I}_2 \\ \frac{q \cdot (\Delta t)^4}{8} \cdot \mathbf{I}_2 & \frac{q \cdot (\Delta t)^3}{3} \cdot \mathbf{I}_2 & \frac{q \cdot (\Delta t)^2}{2} \cdot \mathbf{I}_2 \\ \frac{q \cdot (\Delta t)^3}{6} \cdot \mathbf{I}_2 & \frac{q \cdot (\Delta t)^2}{2} \cdot \mathbf{I}_2 & q \cdot (\Delta t) \cdot \mathbf{I}_2 \end{bmatrix} \quad (\text{式 4.27})$$

在我們的系統中，measurement 即是估算所得之抵達時間差，我們可將 \mathbf{z} 表示為(式 4.28)。而 measurement Model, $h(\bullet)$ 之 Jacobian matrix \mathbf{J}_h 如下(式 4.29)[17]。而量測值雜訊 \mathbf{v} 的共變異數矩陣 \mathbf{R} ，我們可以實際觀察實驗數據的變異數，再決定 σ_{TDOA}^2 的選擇與設計。



$$\mathbf{z} = h(\mathbf{S}) + \mathbf{v} = \begin{bmatrix} r_{2,1} \\ r_{3,1} \\ \vdots \\ r_{n,1} \end{bmatrix} + \mathbf{v}$$

where,

$$r_{n,1} = r_n - r_1 = \sqrt{(x - x_n)^2 + (y - y_n)^2} - \sqrt{(x - x_1)^2 + (y - y_1)^2} \quad (\text{式 4.28})$$

$$\mathbf{R} = \sigma_{TDOA}^2 \cdot \mathbf{I}_{n-1}$$

$$\mathbf{J}_h = \begin{bmatrix} H_{1,1} & H_{1,2} & \mathbf{O}_{1 \times 4} \\ H_{2,1} & H_{2,2} & \mathbf{O}_{1 \times 4} \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ H_{n-1,1} & H_{n-1,2} & \mathbf{O}_{1 \times 4} \end{bmatrix}$$

where,

(式 4.29)

$$H_{k,1} = \frac{\partial r_{k+1,1}}{\partial x} = \frac{x - x_{k+1}}{r_{k+1}} - \frac{x - x_1}{r_1}$$

$$H_{k,2} = \frac{\partial r_{k+1,1}}{\partial y} = \frac{y - y_{k+1}}{r_{k+1}} - \frac{y - y_1}{r_1}$$

因此，將上述之系統狀態(式 4.27)與測量值模型(式 4.28)(式 4.29)套入擴展卡爾曼濾波器，即可透過擴展卡爾曼濾波器使得估算定位目標路徑更貼近真實路徑。

第五章 室內定位系統之軟體定義無線電平台



在介紹完本論文設計之室內定位系統收發機設計後，本章將介紹用於實作並驗證本室內定位系統的軟體定義無線電平台。透過軟體定義無線電室內定位發射機，我們可以實際在不同室內環境發射不同定位目標之室內定位訊號，並利用同步的軟體定義無線電接收機接收室內定位訊號，進行室內定位。

5.1 節將介紹以軟體無線電建置之室內定位系統平台架構。5.2 節則說明作為室內定位系統發射機之軟體定義無線電(NI Modular Instruments)及其 GUI 操作介面。最後，5.3 節將說明利用軟體定義無線電(NI USRP-2932)所建置之同步室內定位系統接收機並介紹軟體定義無線電(NI USRP-2932)的同步設計。

5.1 室內定位系統之軟體定義無線電平台架構

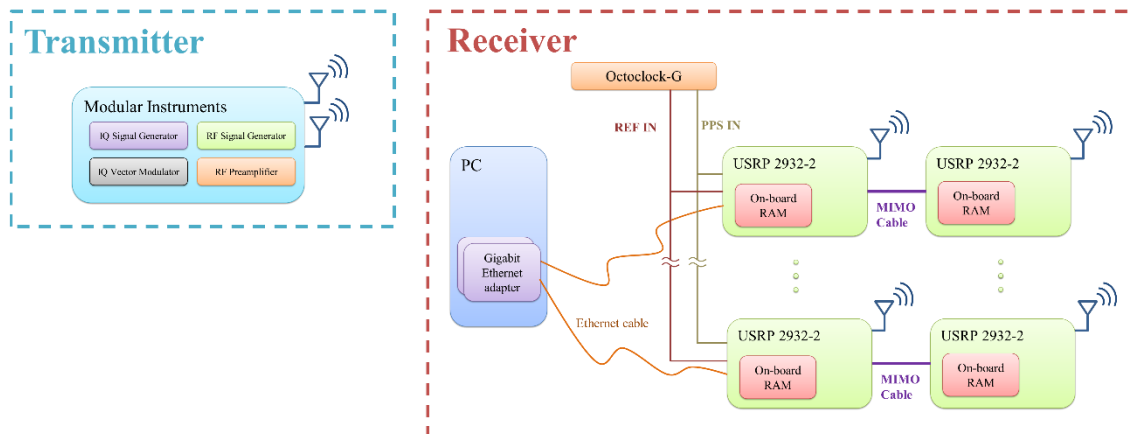
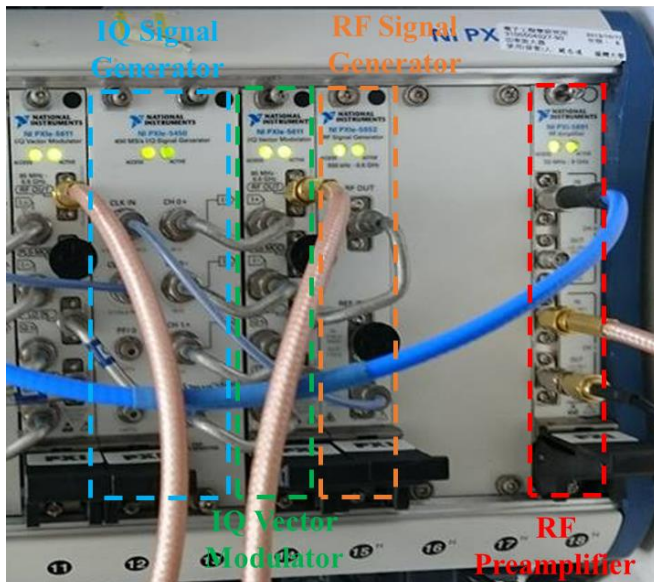


圖 5.1 室內定位系統之軟體定義無線電平台示意圖

本論文之室內定位系統是利用軟體定義無線電來實作並驗證我們的設計，圖 5.1 為室內定位系統之軟體定義無線電平台示意圖，發射機是利用美商國家儀器 (National Instruments, 簡稱 NI) 之模組化儀器來發射室內定位訊號，而接收機則是使用美商國家儀器之通用軟體無線電週邊設備 (NI USRP-2932) 來進行同步設計與接收訊號。

5.2 軟體定義室內定位系統發射機

本論文利用美商國家儀器之 PXI 射頻模組化儀器 (RF Modular Instruments) 作為室內定位系統之發射機發送室內定位訊號，圖 5.2(a)。其包括 I/Q Signal Generator (NI PXIe-5450)、I/Q Vector Modulator (NI PXIe-5611)、RF Signal Generator (NI PXIe-5652) 和 RF Preamplifier (PXIe-5690)。除此之外，為了讓佈置於環境四周的接收機能夠順利接收訊號，室內定位訊號發射機是使用全向性天線，圖 5.2(b)。而透過 Labview GUI 程式介面可控制發射機之室內定位訊號載波頻率、取樣頻率以及選擇發射訊號之偽隨機碼，圖 5.3。



(a) RF Modular Instruments



(b) Omni-directional antenna
(CERIO ANT-12FS-X)

圖 5.2 射頻模組化儀器與全向性天線

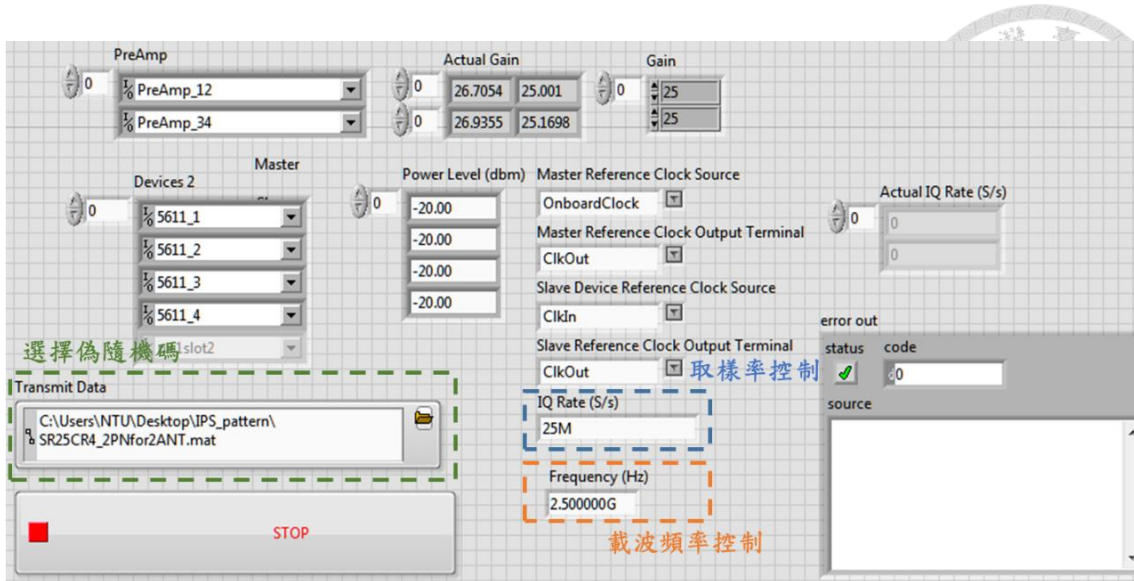


圖 5.3 軟體定義室內定位發射機 Labview GUI 控制介面

5.3 軟體定義室內定位系統接收機與同步設計

本論文之室內定位接收機則是利用美商國家儀器的通用軟體無線電週邊設備 (NI USRP-2932) 來接收室內定位發射機所發射的訊號，圖 5.4(a)，而為了抑制多路徑效應對於系統表現的影響，我們使用指向性天線來接收室內定位訊號，圖 5.4(b)。



(a) USRP-2932



(b) Directional antenna (CERIO ANT-12FN-SE)

圖 5.4 通用軟體無線電週邊設備與指向性天線

下圖 5.5 則是控制軟體定義室內定位接收機的 Labview GUI 介面，主要透過設定通用軟體無線電週邊(Universal Software Radio Peripheral，簡稱 USRP)的 Clock Source 以及 Frequency Source 來選擇同步的方式，同步的方式會在 5.3.1 節詳細說明。另外也能設定接收機接受訊號的載波頻率、取樣率並將收錄的訊號以 TDM Streaming (TDMS)的資料格式儲存至電腦中以進行室內定位之訊號處理。

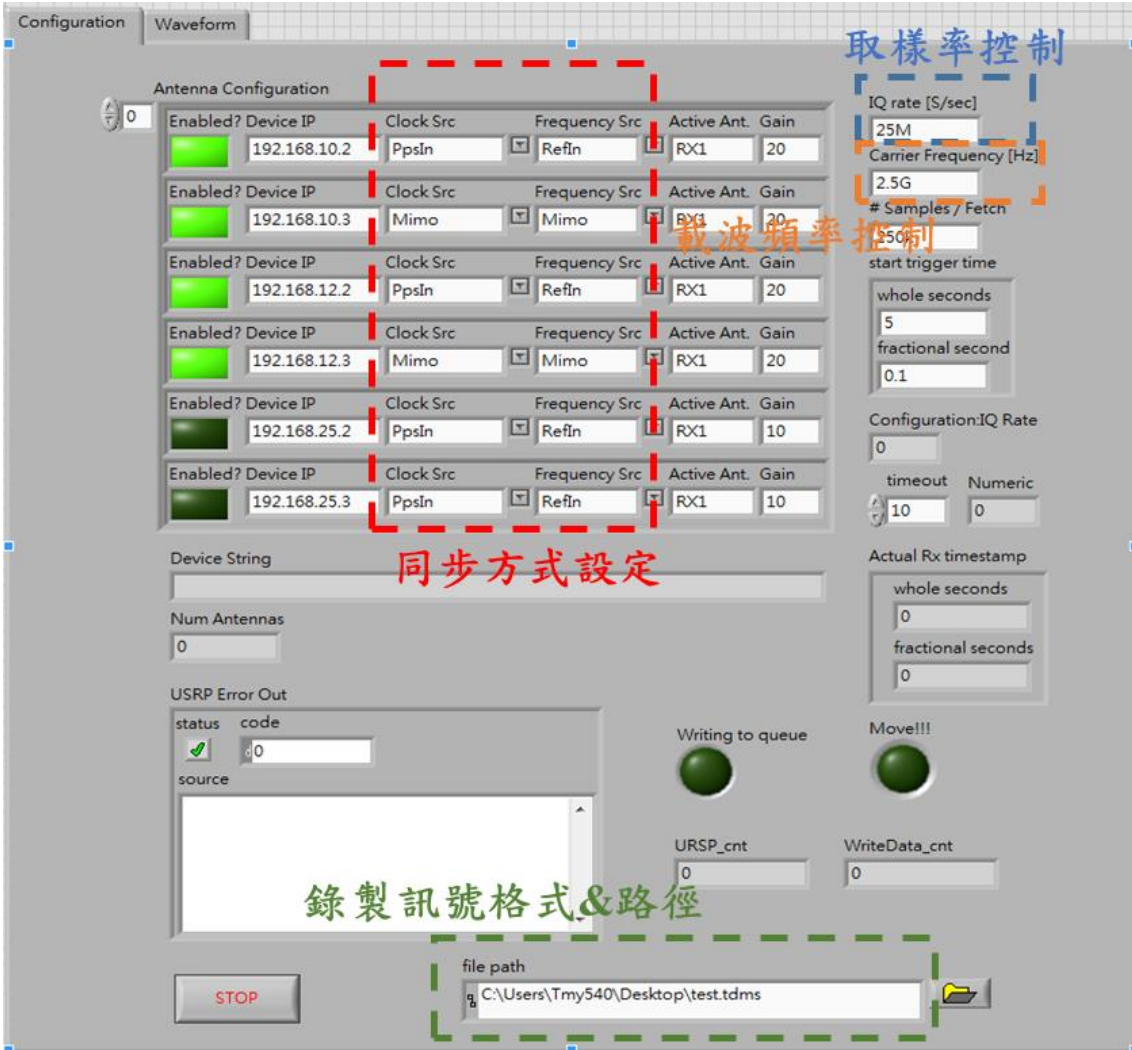


圖 5.5 軟體定義室內定位接收機 Labview GUI 控制介面

5.3.1 通用軟體無線電週邊設備同步設計

本論文設計之室內定位系統是利用抵達時間差(Time Difference Of Arrival, 簡稱 TDOA)來計算定位目標位置, 因此接收機之間必須是同步的才能估測出準確的抵達時間差。而通用軟體無線電週邊設備(USRP-2392)的同步是透過控制 USRP 的 Pulse Per Second(PPS)訊號以及參考時脈(Reference Clock)來達成, 在圖 5.5 中的 Clock Source 以及 Frequency Source 即分別是控制這兩個訊號的設定。PPS 訊號是一個頻率為 1Hz 的訊號, 用來校準不同 USRP 的時間軸, 而參考時脈則是 10MHz 的訊號, 讓不同 USRP 能使用同一個時脈來源。而 USRP 同步的方式主要可以分成兩類, 一種是讓多台 USRP 使用相同的 PPS 訊號跟參考時脈, 另一類則是利用 GPS 授時時脈(GPS disciplined oscillator, 簡稱 GPSDO)的方式。

共用相同的 PPS 訊號跟參考時脈的同步方式有兩種作法, 第一種是 USRP 可以透過 MIMO cable, 圖 5.6(a), 讓兩台 USRP 共用其中一台 USRP 的 PPS 以及時脈訊號來達成同步, 但同步只侷限於兩台 USRP。第二種 clock distribution 則是透過外接時脈與 PPS 訊號產生器(Octoclock-G)來讓多台 USRP 使用相同訊號, 達到同步的效果。



(a) MIMO cable



(b) Octoclock-G

圖 5.6 USRP 同步器材

在 GPS 授時時脈的同步方式中, USRP 會利用收到的 GPS 訊號來產生 PPS(1Hz)訊號, 而每台 USRP 也會產生自身的 PPS 訊號。而其同步的原理, 即是讓 micro controller 去比對利用 GPS 產生的 PPS 訊號和 USRP 自身產生的 PPS 訊號, 再進而調整 USRP 自身的頻率和 PPS 訊號, 以達到同步的效果, 圖 5.7。

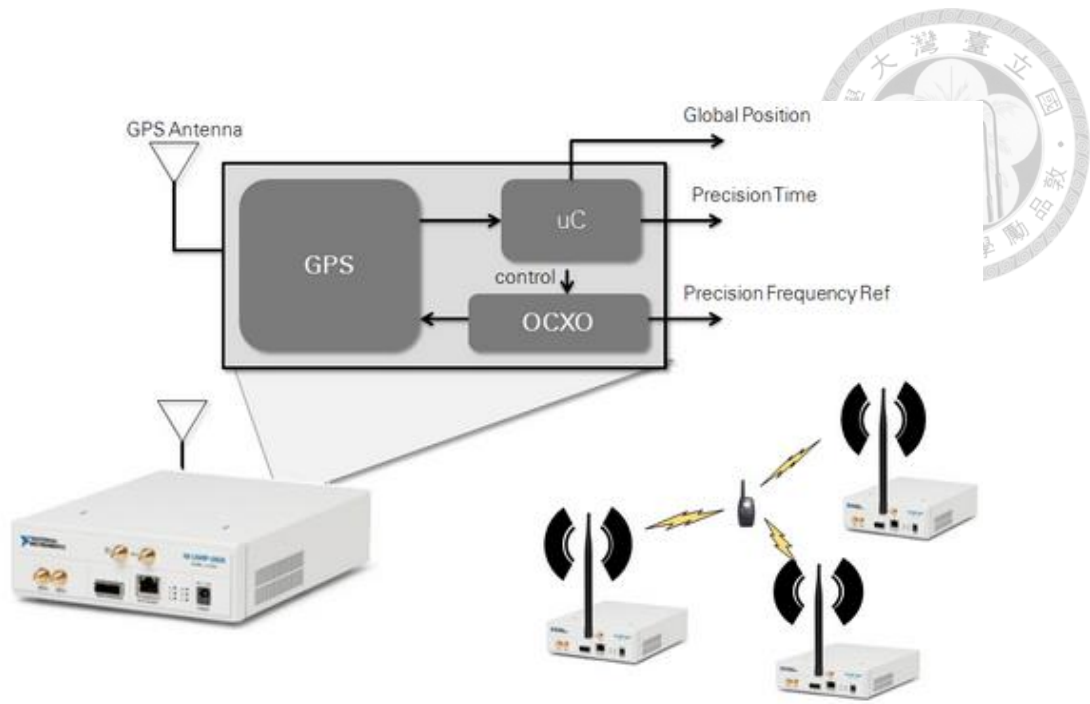
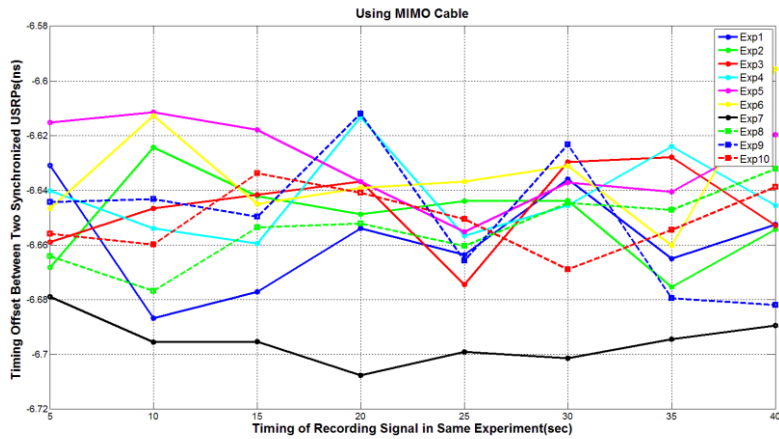
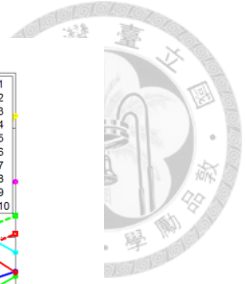


圖 5.7 GPSDO 示意圖[9]

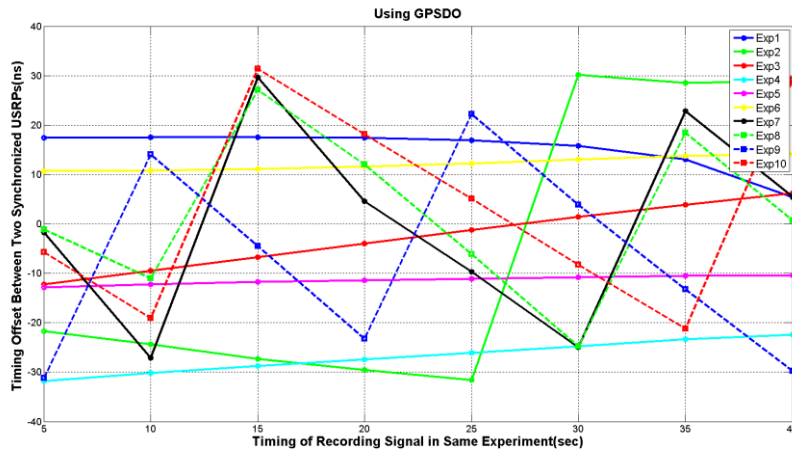
而我們透過實際使用 MIMO cable 與 GPSDO 兩種同步方式進行實驗比較，實驗方式是讓兩台同步的 USRP 透過等長 SMA Cable 接收相同室內定位訊號，再去估測兩台 USRP 之間的時間差的變化。理論上，良好的同步方式即便 USRP 之間有啟動時間差，兩台 USRP 之間的時間差應為一固定值，而我們觀察兩種同步方式在 40 秒內兩台 USRP 之間時間差的變化，並將 10 次實驗結果整理在圖 5.8 中。

從圖 5.8(a)的結果中可以看到使用 MIMO cable 同步的方式，timing offset 的飄移最大是 $\pm 0.04\text{ns}$ ，換算成距離則是 $\pm 1.2\text{cm}$ 。而在圖 5.8(b)的結果，使用 GPSDO 同步的方式，兩台 USRP 之間的 timing offset 約在 $\pm 50\text{ns}$ ，但每次錄下訊號時，兩台 USRP 之間的時間差卻有可能是非規則的變化，而一旦兩台 USRP 之間的 timing offset 相差太大，GPSDO 就會再重新做校準的動作。

而從實驗結果我們可將 USRP 同步效能比較整理於表 5.1。最後，我們採用 MIMO Cable 結合外接時脈與 PPS 訊號產生器來進行同步，以建置 2 台以上 USRP 的同步室內定位接收機，圖 5.1。



(a) Using MIMO cable



(b) Using GPSDO

圖 5.8 USRP 同步效能實驗結果

表 5.1 USRP 同步效能比較表

	USRP Synchronization Performance	# of Devices
MIMO cable	1	2
Clock Distribution	1	>2
GPSDO	2	>2

5.3.2 室內定位系統取樣速率與碼片速率設計

在我們設計的室內定位系統中，原則上使用越高的取樣速率在時間上的解析度越高，所以在抵達時間差以及定位的估算上會有較好的表現。然而，由於 USRP 所收錄的訊號必須透過 Ethernet 來傳至電腦，因此定位系統的最大可用取樣率受限於 Ethernet 頻寬。經過實測後，目前 4 台同步 USRP 能夠使用的最大取樣率是 25MHz，因此，我們將設計的室內定位系統取樣速率訂為 25MHz，而實驗所使用的電腦規格列於表 5.2。

表 5.2 實場試驗使用電腦規格表

CPU	Intel i7 870
Motherboard	Asus P7P55D-E
RAM	26GB
SSD	Intel 335 240GB
Ethernet Adapter	Intel I340-T2

另外，由於我們使用的延遲鎖定迴路需要產生五個不同延遲的偽隨機碼，因此最大的可用碼片速率為 8.191MHz。然而，由於 RF 頻寬為有限與多路徑效應影響，因此接收到的室內定位訊號偽隨機碼之自相關函數，在三角形底部邊緣會有抖動的不規則形狀。除此之外，多路徑效應對於低碼片速率之偽隨機碼的自相關函數影響也較大。因此，綜合上述不理想效應，我們選擇 4.095MHz 的碼片速率(chip rate)，避免使用自相關函數三角形底部邊緣的相關值，也降低多路徑效應之影響。

第六章 實驗結果與系統分析



為了驗證本論文設計的室內定位系統之可靠度與可行性，我們建置室內定位系統軟體定義無線電平台，實際在三種不同大小的環境進行室內定位實驗。透過軟體定義無線電發射與接收室內定位訊號，最後再利用 Matlab 程式進行訊號處理，完成室內定位。而本章將詳細介紹室內定位的實驗結果與室內定位系統使用技術分析。

6.1 節說明在三種不同環境下的室內定位結果，分別是台大明達館三樓室內廣場(約 18.7m x 25m)、台大電機二館 142 會議室(約 9.1m x 15.6m)以及台大電機二館 504 討論室(約 5.7m x 8m)，並針對抵達時間差估測結果分析，找出適當的調整，達到更高的定位準確度。6.2 節將對室內定位系統中的參數設計與應用的技術效能做比較。6.3 節則是將本論文設計之室內定位系統表現與其他文獻結果比較，最後 6.4 節則是對目前室內定位系統程式執行時間進行分析，以供未來改善參考。

6.1 室內定位實驗設置與結果

本節將介紹三種不同大小的實驗環境、實驗設置，以及室內定位結果。包括估測抵達時間差、利用所有可用雙曲線所估算的定位目標位置、使用擴展卡爾曼濾波器後的估測路徑、估測抵達時間差分析以及多重目標定位結果。



6.1.1 電機二館 504 討論室

電機二館 504 討論室是三個環境下最小的實驗空間，而原則上會有較嚴重的多路徑效應影響，因此估算出的抵達時間差和定位準確度誤差較大。

圖 6.1 和圖 6.2 分別是電機二館 504 討論室的平面圖和實驗路徑規劃圖。我們利用 8 台接收機來接收室內定位訊號，並進行發射機位置的估算。圖 6.3 則是現場試驗的儀器擺設和電機二館 504 討論室實際環境。

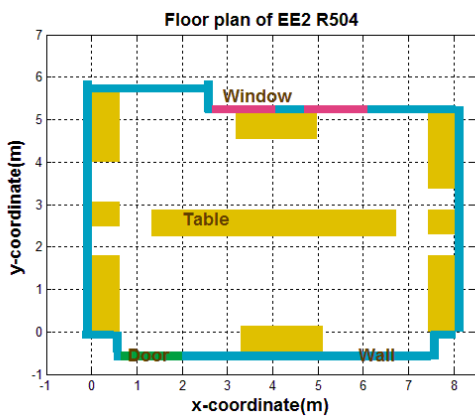


圖 6.1 電機二館 504 討論室平面圖

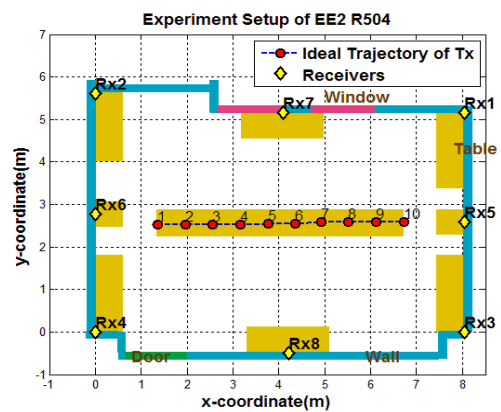


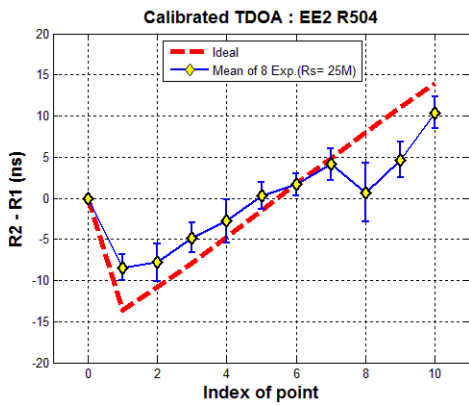
圖 6.2 電機二館 504 討論室實驗設置圖



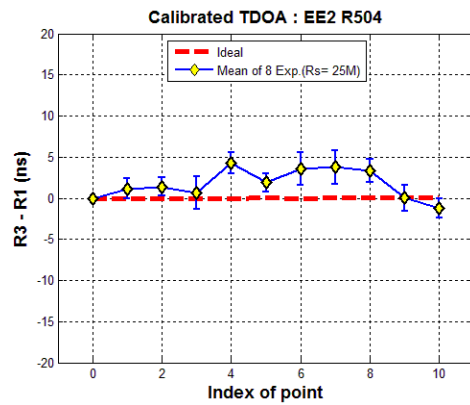
圖 6.3 電機二館 504 討論室現場試驗設置圖



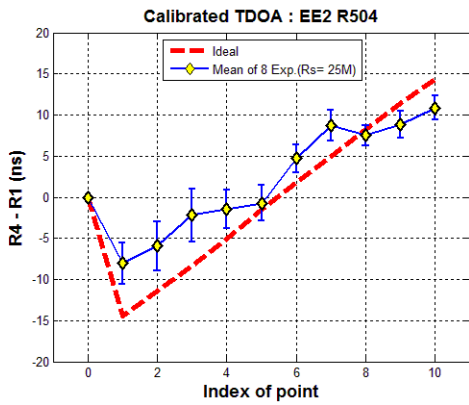
圖 6.4 則是實場試驗在 10 個定位點所估算的抵達時間差結果，圖中紅色虛線為理論值，估算值則是八次實驗結果以藍色誤差線的方式呈現。理論上 8 台接收機應有 28 種抵達時間差的組合，而這邊代表性的列出以第 1 台接收機為參考點所估算的 7 個抵達時間差，圖中的 R_k 代表的即是發射機與第 k 台接收機之間的距離。



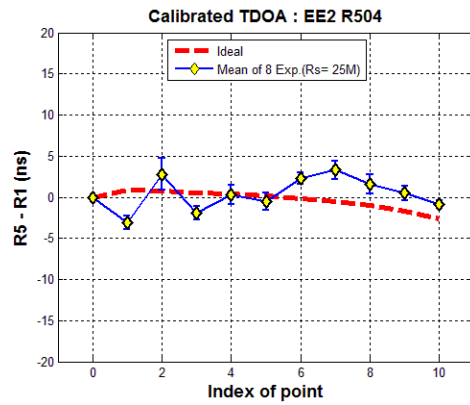
(a) R2-R1



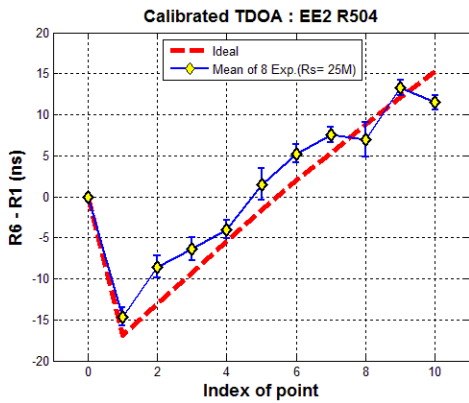
(b) R3-R1



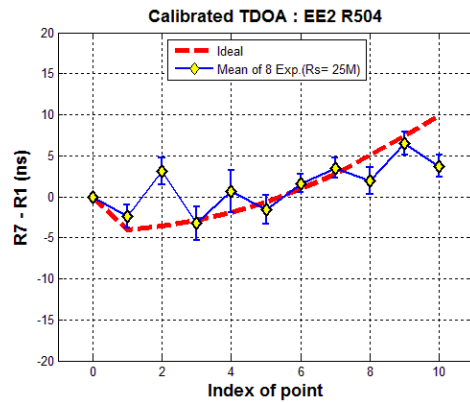
(c) R4-R1



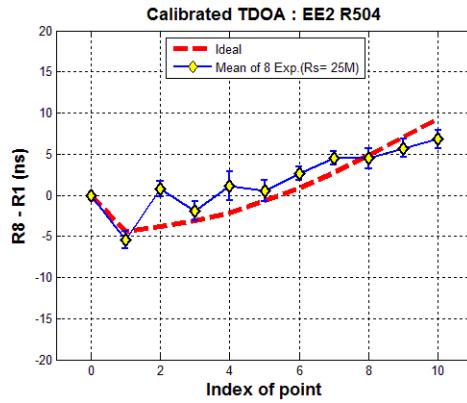
(d) R5-R1



(e) R6-R1



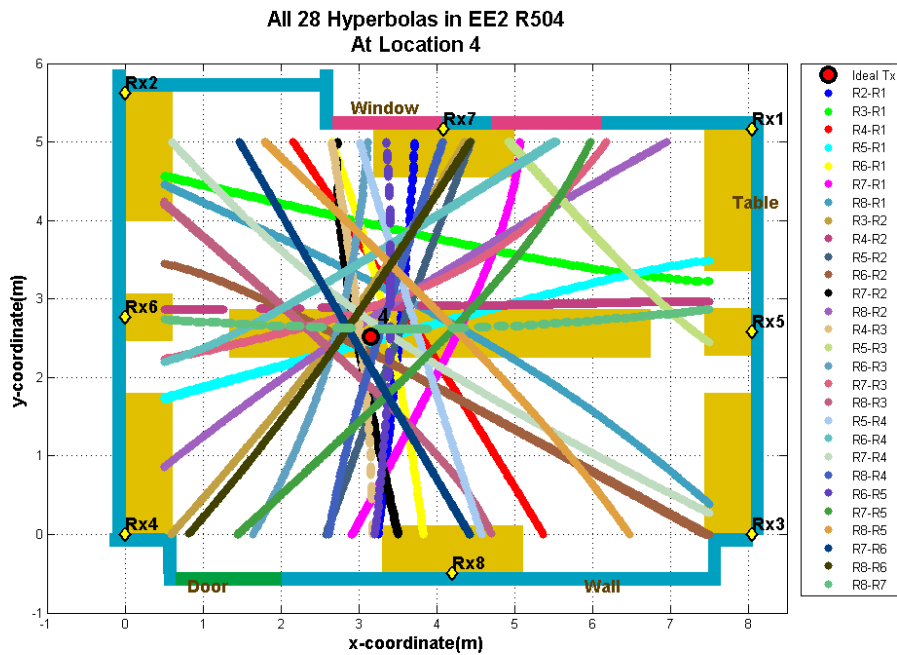
(f) R7-R1



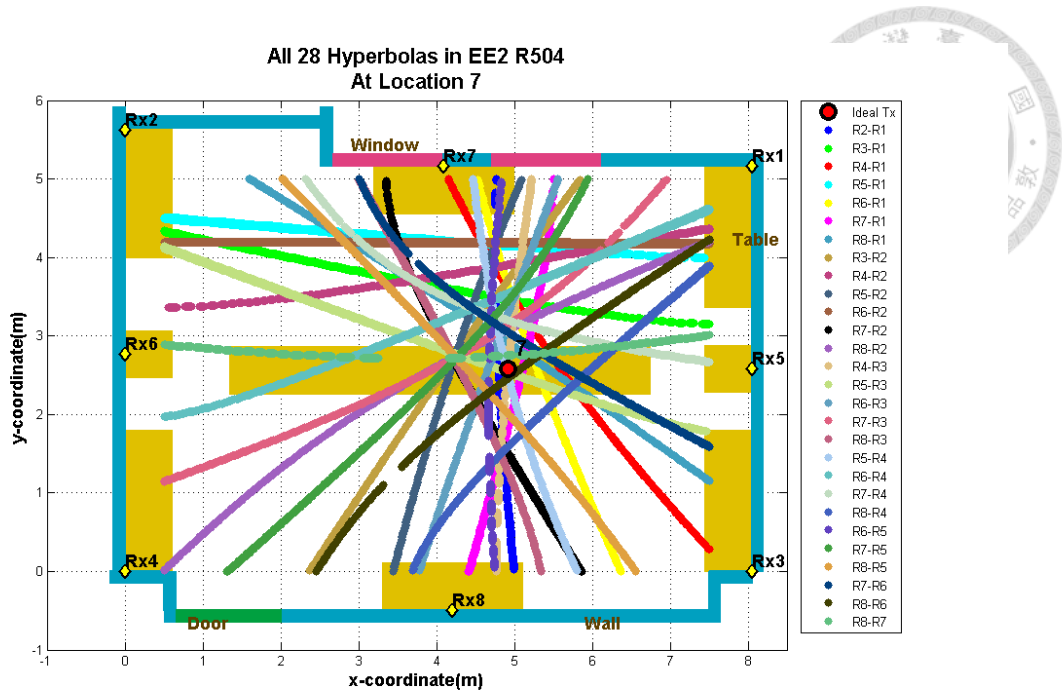
(g) R8-R1

圖 6.4 電機二館 504 討論室抵達時間差估測結果

觀察圖 6.4 中的抵達時間差估算結果，由於在電機二館 504 討論室的空間較小，嚴重的多路徑效應使得抵達時間差的估測在部分位置誤差很大。然而，我們利用增加接收機的方式獲得更多抵達時間差的資訊，使得最後位置的估測結果更加準確。圖 6.5 則是展示利用估測的抵達時間差，所構成的 28 條雙曲線圖，由於多路徑效應也使得雙曲線分佈較散亂。最後，利用 8 台接收機之 28 個抵達時間差所估算出來的定位結果列於圖 6.6。圖 6.7 則是再經過擴展卡爾曼濾波器的定位結果，可以看出擴展卡爾曼濾波器對於路徑估測的幫助。



(a) Location 4



(b) Location 7

圖 6.5 電機二館 504 討論室估測抵達時間差之雙曲線示意圖

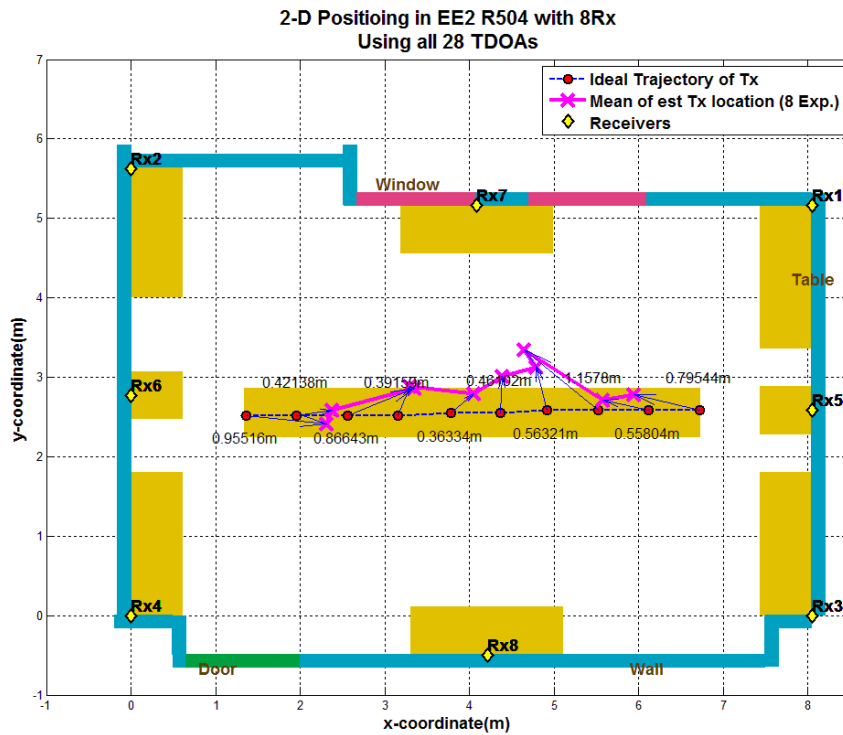


圖 6.6 電機二館 504 討論室定位結果：使用全部 28 個抵達時間差

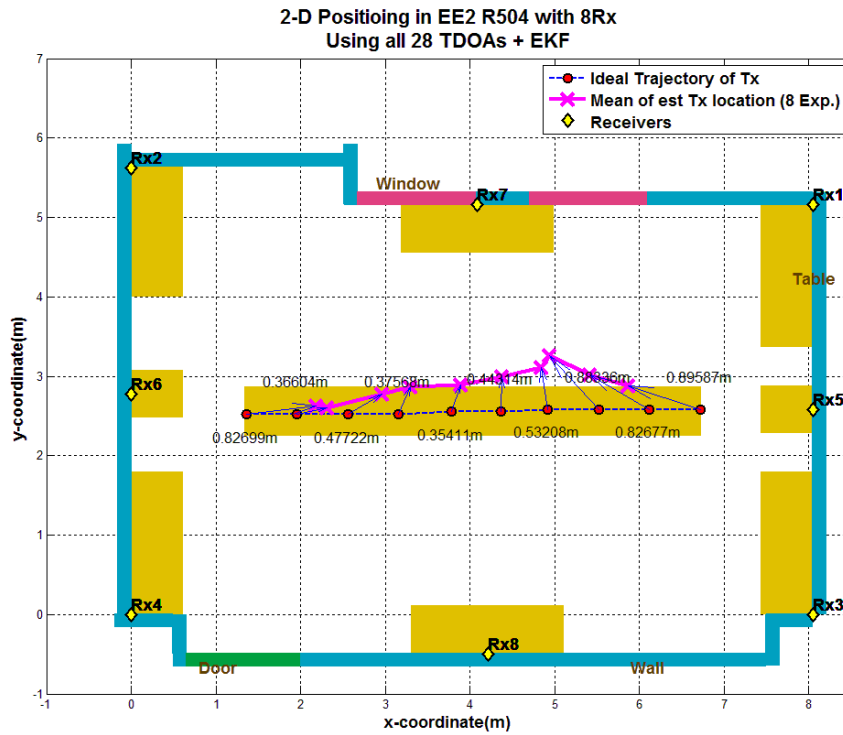


圖 6.7 電機二館 504 討論室定位結果：使用全部 28 個抵達時間差與擴展卡爾曼濾波器



6.1.2 電機二館 142 會議室

電機二館 142 會議室是第二個實驗的環境，其平面圖和實驗路徑規劃圖分別列於圖 6.8 與圖 6.9。

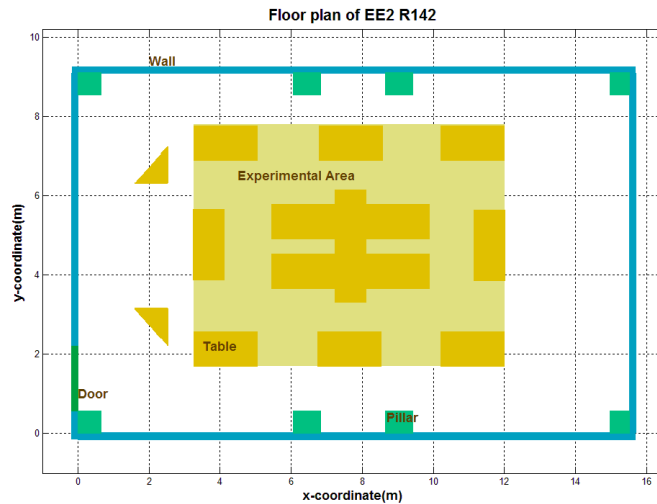


圖 6.8 電機二館 142 會議室平面圖

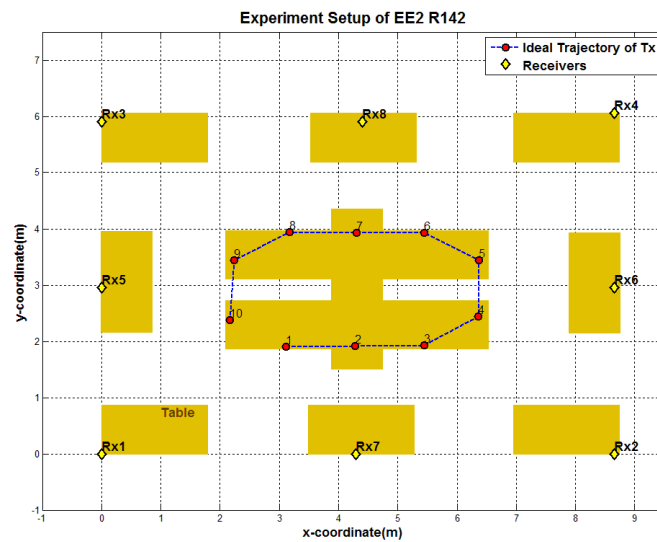


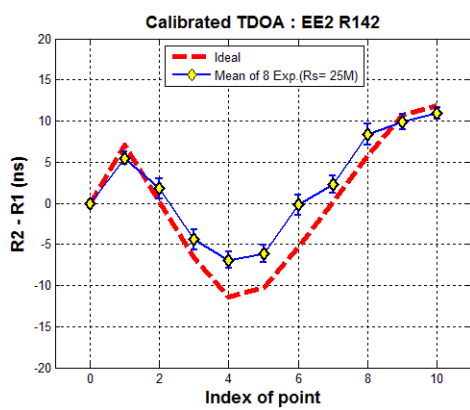
圖 6.9 電機二館 142 會議室實驗設置圖

同樣的，在這個實驗環境中我們使用 8 個接收機來接收室內定位訊號，而發射機的定位點則是以環形的路徑規劃。圖 6.10 則是現場試驗的儀器擺設和電機二館 142 會議室實際環境。

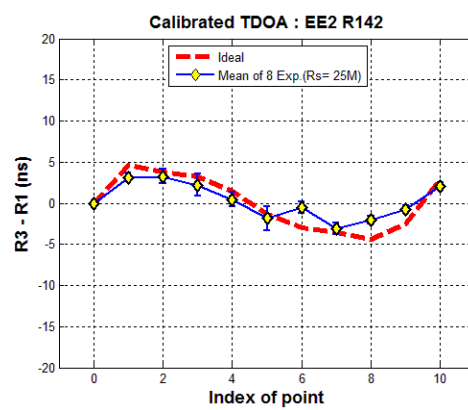


圖 6.10 電機二館 142 會議室現場試驗設置圖

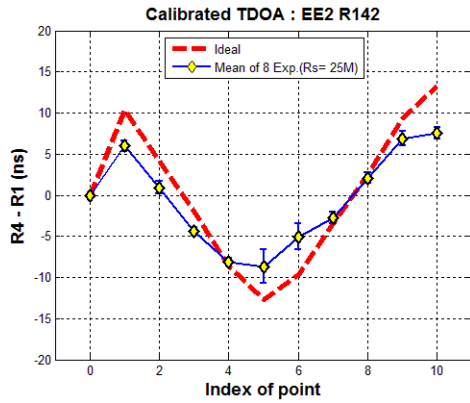
下圖 6.11 則是在電機二館 142 會議室環形路徑 10 個點的抵達時間差估測結果，也是列出以第 1 台接收機當作參考點所估測的 7 個抵達時間差。



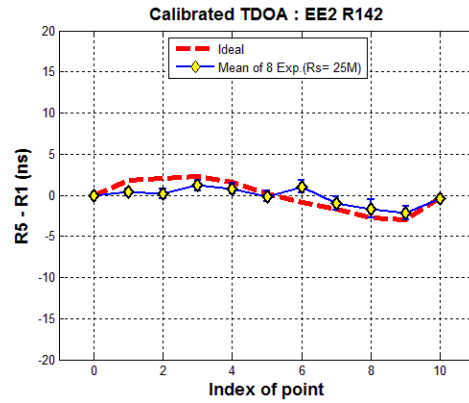
(a) R2-R1



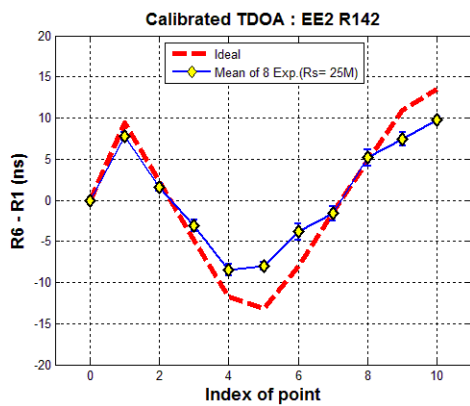
(b) R3-R1



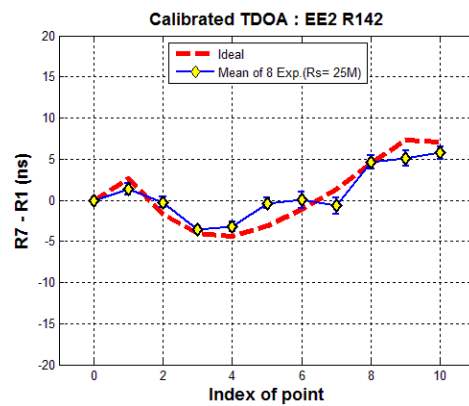
(c) R4-R1



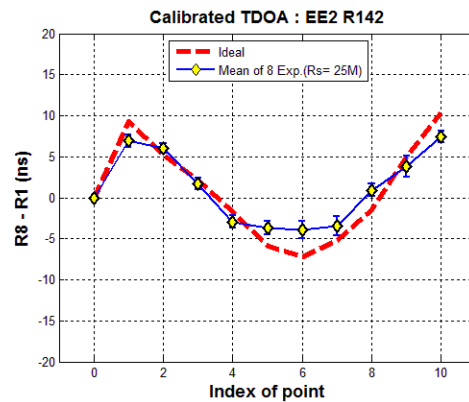
(d) R5-R1



(e) R6-R1



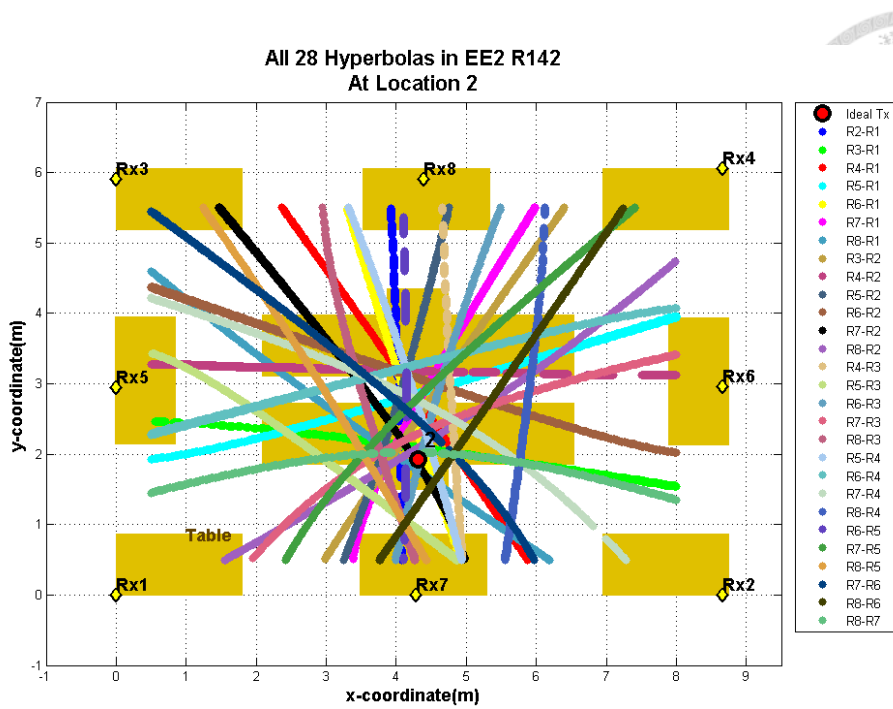
(f) R7-R1



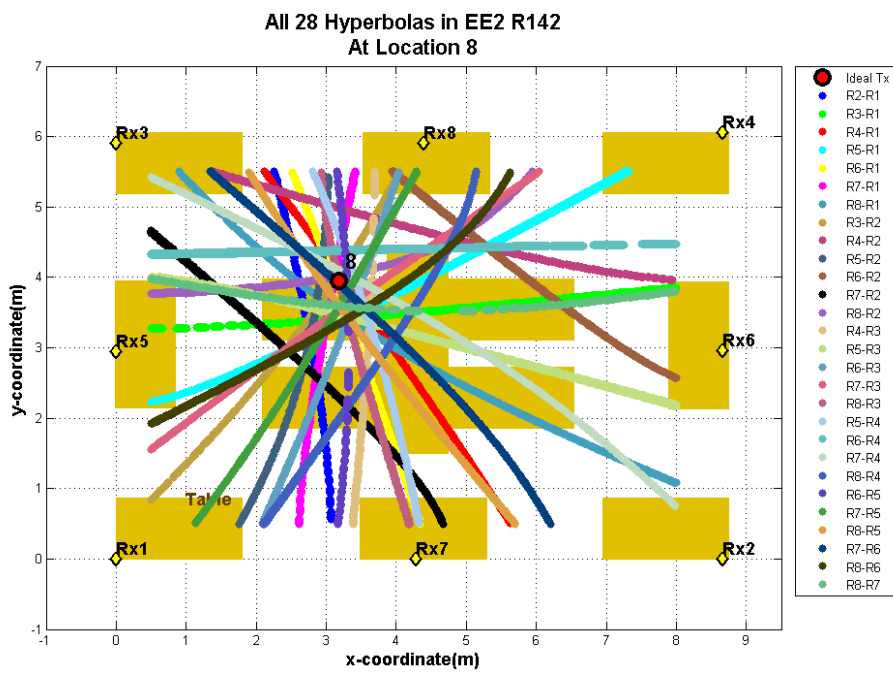
(g) R8-R1

圖 6.11 電機二館 142 會議室抵達時間差估測結果

觀察圖 6.11 與圖 6.12 中的抵達時間差估測與雙曲線結果，可以發現由於實驗環境變大，多路徑效應影響較 504 討論室輕微，因此估測的準確度也較高。最後，使用 8 台接收機之 28 個抵達時間差所估算出來的定位結果列於圖 6.13。圖 6.14 則是再經過擴展卡爾曼濾波器的定位結果。比較圖 6.13 與圖 6.14 也可看出擴展卡爾曼濾波器對於定位準確度的改善。



(a) Location 2



(b) Location 8

圖 6.12 電機二館 142 會議室估測抵達時間差之雙曲線示意圖

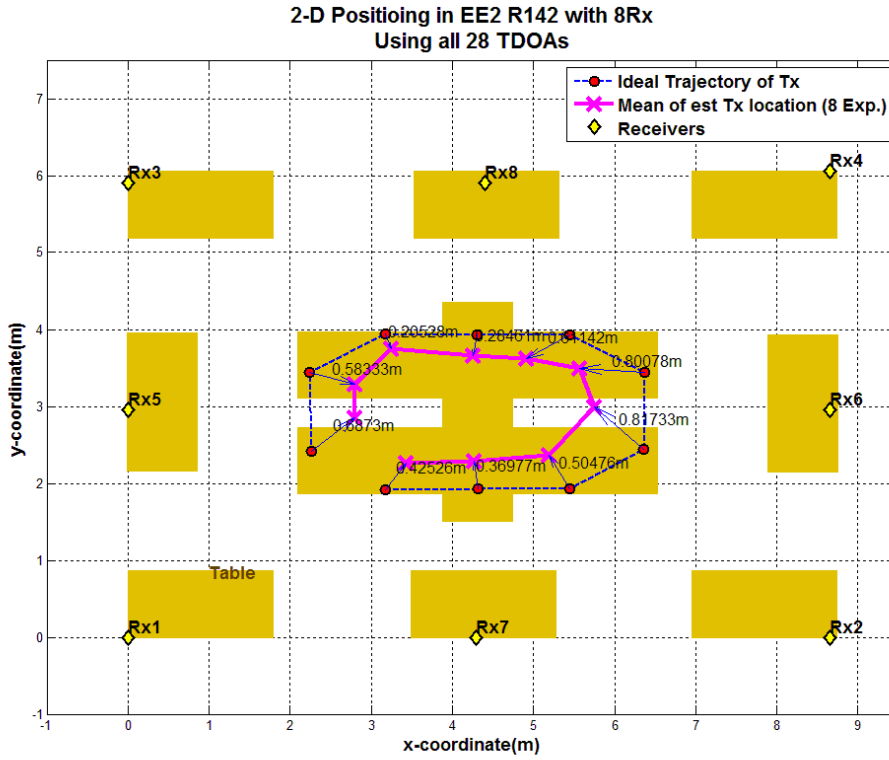


圖 6.13 電機二館 142 會議室定位結果：使用全部 28 個抵達時間差

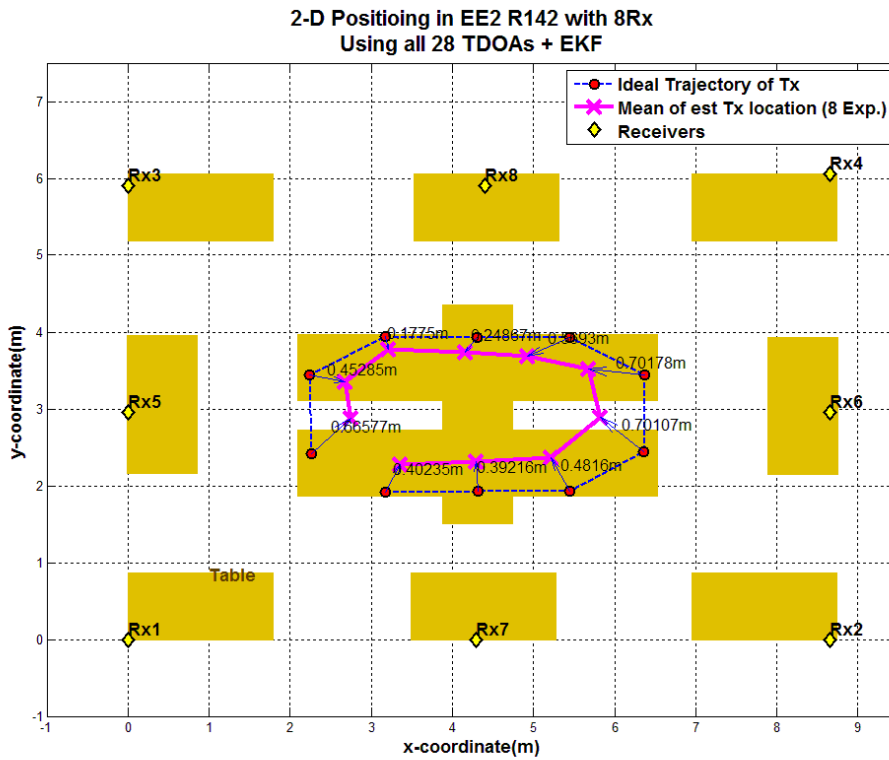


圖 6.14 電機二館 142 會議室定位結果：使用全部 28 個抵達時間差與擴展卡爾曼

濾波器



6.1.3 明達館三樓室內廣場

明達館三樓室內廣場是一個開放式的室內空間，也是三個實驗中最大的實驗環境，其平面圖和實驗路徑規劃圖分別列於圖 6.15 與圖 6.16。

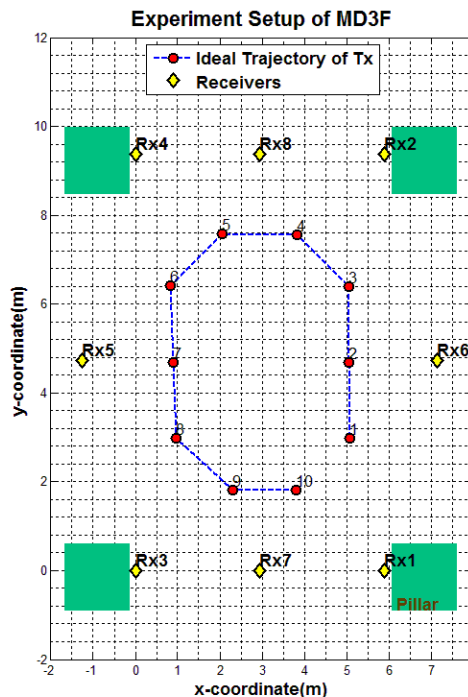
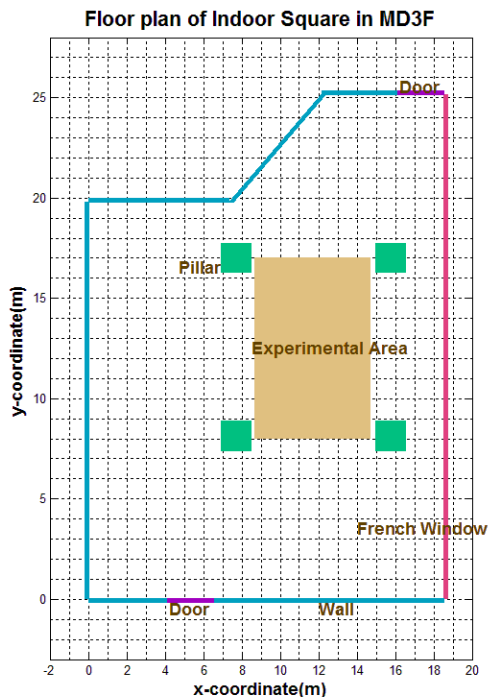


圖 6.15 明達館三樓室內廣場平面圖

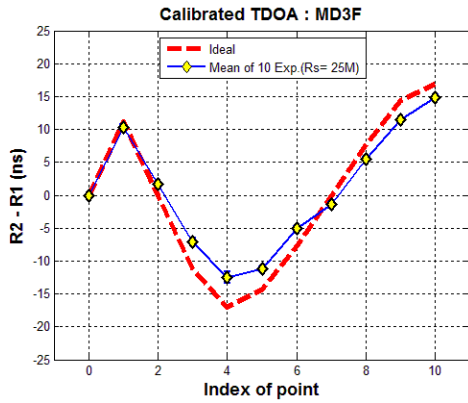
圖 6.16 明達館三樓室內廣場實驗設置

圖

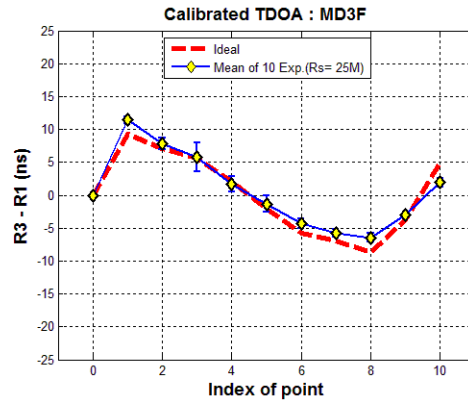


圖 6.17 明達館三樓室內廣場現場試驗設置圖

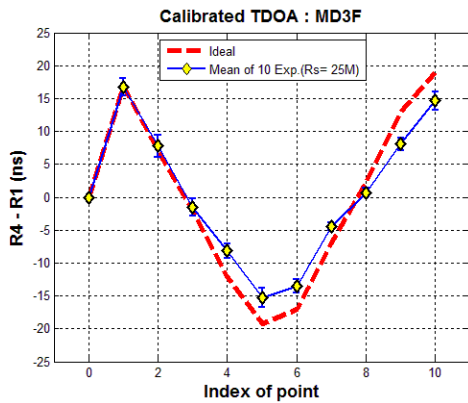
在明達館三樓室內廣場，我們使用 8 個接收機來接收室內定位訊號，而發射機的定位點是以環形的路徑規劃。圖 6.17 則是現場試驗的儀器擺設和明達館三樓室內廣場實際環境。下圖 6.18 則是在明達館三樓室內廣場環形路徑 10 個點的抵達時間差估測結果，列出以第 1 台接收機當作參考點所估測的 7 個抵達時間差。



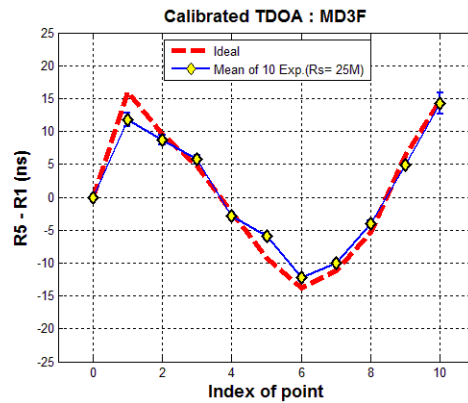
(a) R2-R1



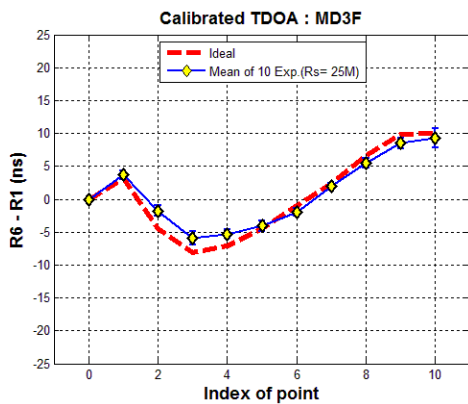
(b) R3-R1



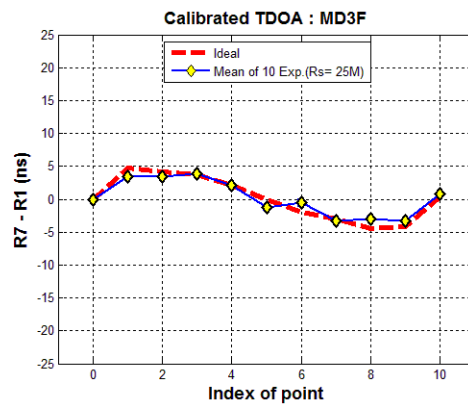
(c) R4-R1



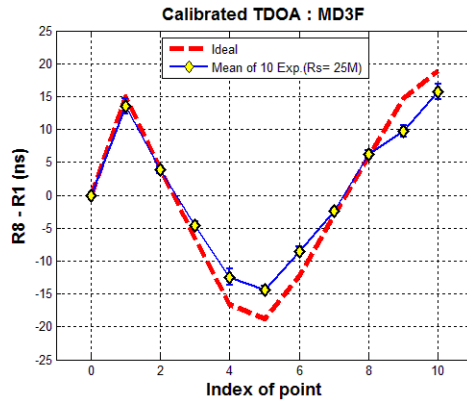
(d) R5-R1



(e) R6-R1



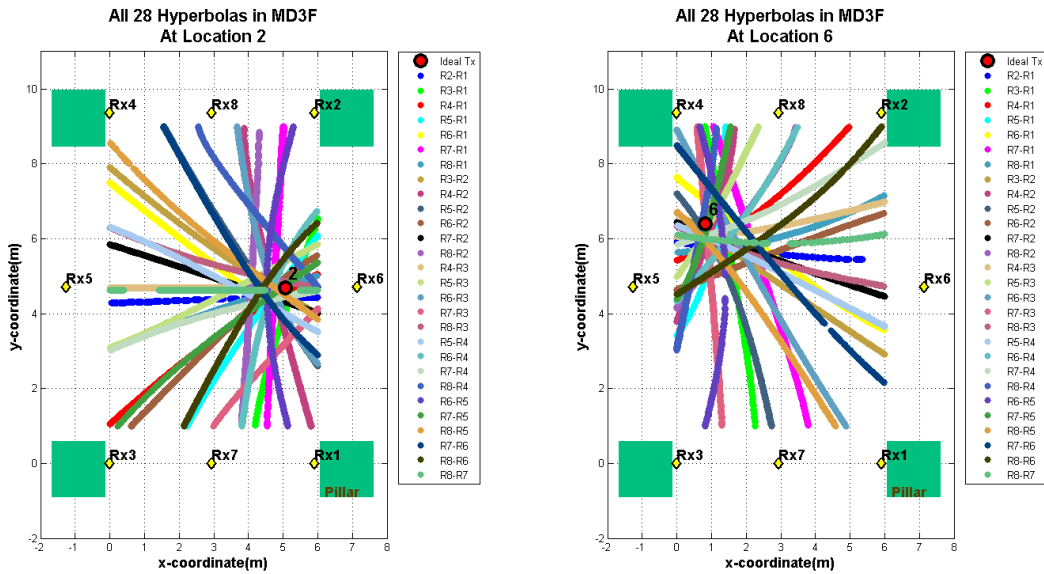
(f) R7-R1



(g) R8-R1

圖 6.18 明達館三樓室內廣場抵達時間差估測結果

觀察圖 6.18 與圖 6.19 中的抵達時間差估測與雙曲線結果，可以發現實驗環境最大，多路徑效應影響最少，因此抵達時間差估測的準確度較高標準差也較小，而雙曲線分佈則可明顯看出交點所在區域。



(a) Location 2

(b) Location 6

圖 6.19 明達館三樓室內廣場估測抵達時間差之雙曲線示意圖

最後使用 8 台接收機之 28 個抵達時間差所估算出來的定位結果列於圖 6.20。圖 6.21 則是再經過擴展卡爾曼濾波器的定位結果，也可看出擴展卡爾曼濾波器對於定位準確度的改善。

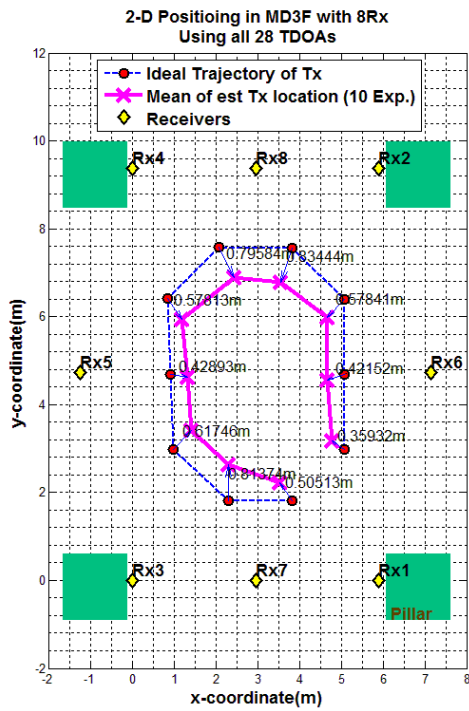


圖 6.20 明達館三樓室內廣場定位結果：使用全部 28 個抵達時間差

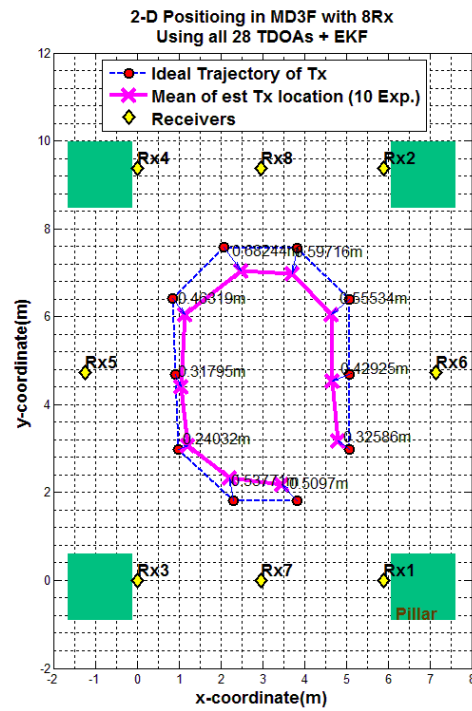


圖 6.21 明達館三樓室內廣場定位結果：使用全部 28 個抵達時間差與擴展卡爾曼濾波器



6.1.4 估測抵達時間差分析

觀察 6.1.1 至 6.1.3 節中的室內定位結果，我們發現估算出的定位路徑有往內縮的現象。而仔細觀察抵達時間差的估測結果，發現估測之抵達時間差的絕對值有偏小的情形，而透過模擬的方式，我們驗證抵達時差估測錯誤的趨勢會使得估算定位路徑往內縮，圖 6.22。

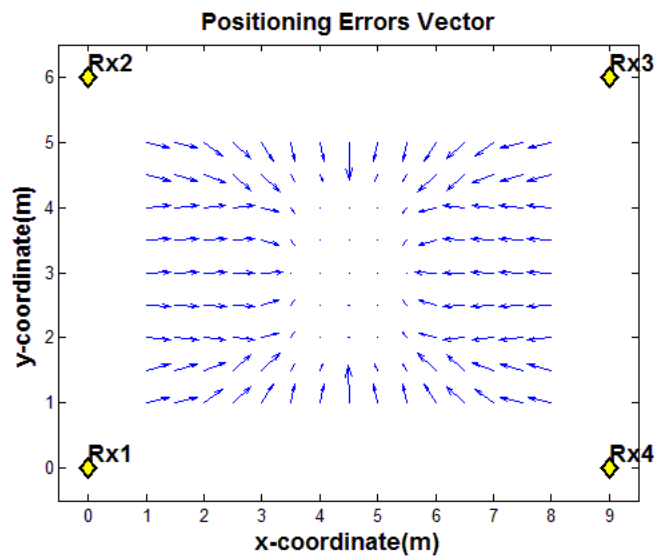


圖 6.22 估測路徑內縮模擬圖

而我們推測這樣的現象主要是因為多路徑效應造成，圖 6.23，當發射機靠近一側接收機時是抵達時間差絕對值最大的情況，而從(式 6.1)的推導可以看出估測抵達時間差絕對值比理想值較小的現象。

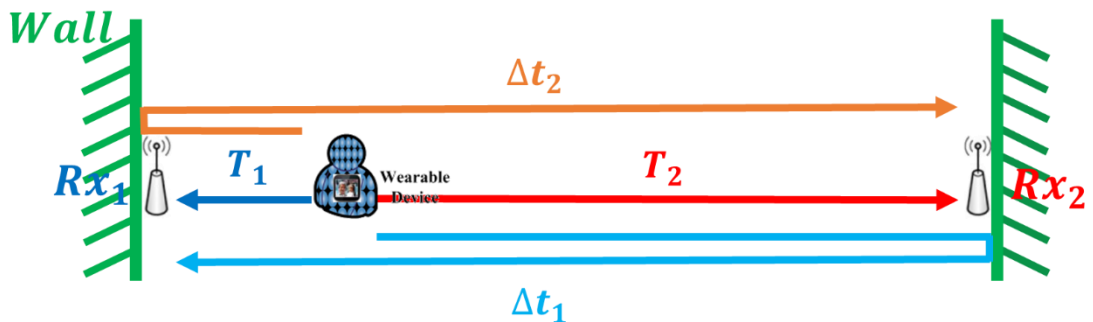
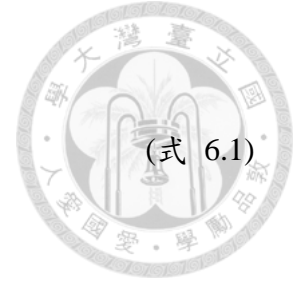


圖 6.23 抵達時間差估測錯誤示意圖



$$\begin{aligned}
 |est\ TDOA| &= |(T_2 + \Delta t_2) - (T_1 + \Delta t_1)| \\
 &= |(T_2 - T_1) + (\Delta t_2 - \Delta t_1)| \\
 &< |(T_2 - T_1)| \\
 &= |ideal\ TDOA|
 \end{aligned}
 \tag{式 6.1}$$

鑒於上述的現象，我們透過統計的方式找出適當的抵達時間差縮放比例，用以調整估測值大於 6ns 的抵達時間差。圖 6.24 是在三個環境下的抵達時間差分佈情形，而利用線性回歸的方式，找出回歸線的斜率。而回歸線斜率的倒數可用來作為縮放抵達時間差的比率，表 6.1，本論文最後選擇 1.3 作為通用的抵達時間差縮放比例。

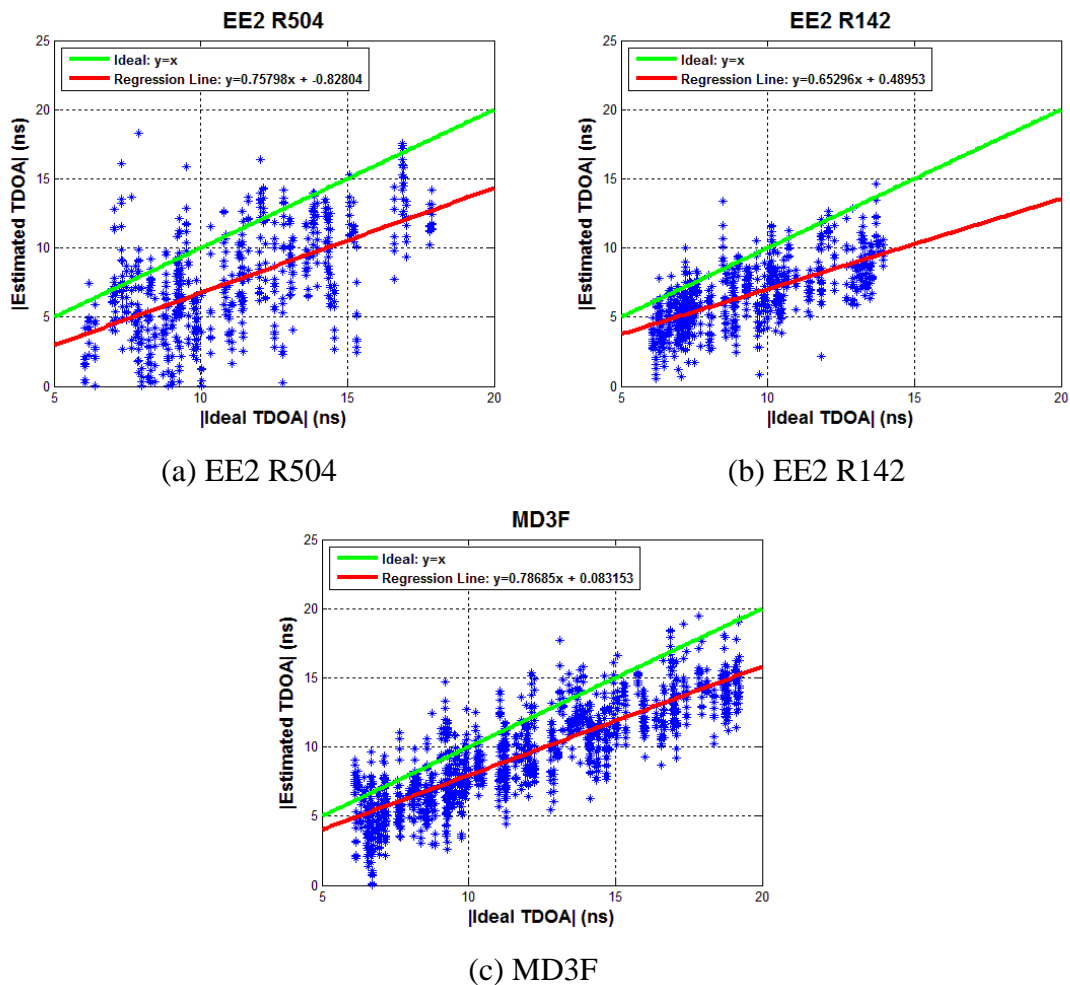


圖 6.24 估測抵達時間差分佈圖



表 6.1 估測抵達時差縮放比例表

	EE2 R504	EE2 R142	MD3F
$1/slope$	1.3193	1.5315	1.2709

6.1.5 縮放抵達時間差定位結果

最後，我們縮放 1.3 倍估測值大於 6ns 的抵達時間差，再用縮放後的抵達時間差來估測定位目標的位置，三種環境下的結果整理於圖 6.25、圖 6.26、圖 6.27、圖 6.28、圖 6.29 以及圖 6.30，可以觀察到整體準確率的提升。

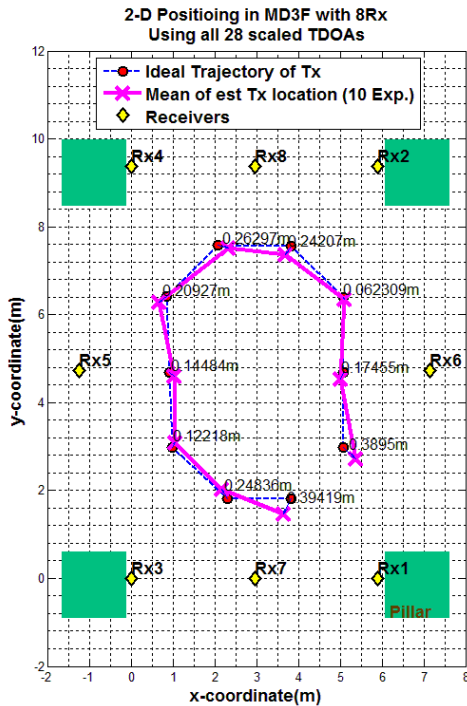


圖 6.25 明達館三樓室內廣場定位結果：使用全部 28 個縮放抵達時間差

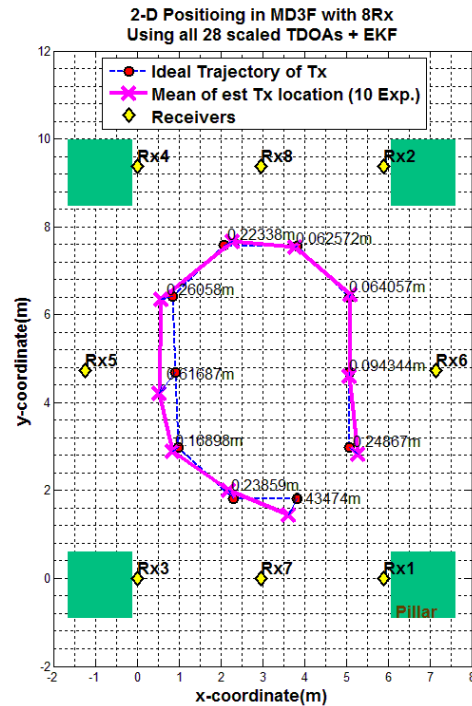


圖 6.26 明達館三樓室內廣場定位結果：使用全部 28 個縮放抵達時間差與擴展卡爾曼濾波器

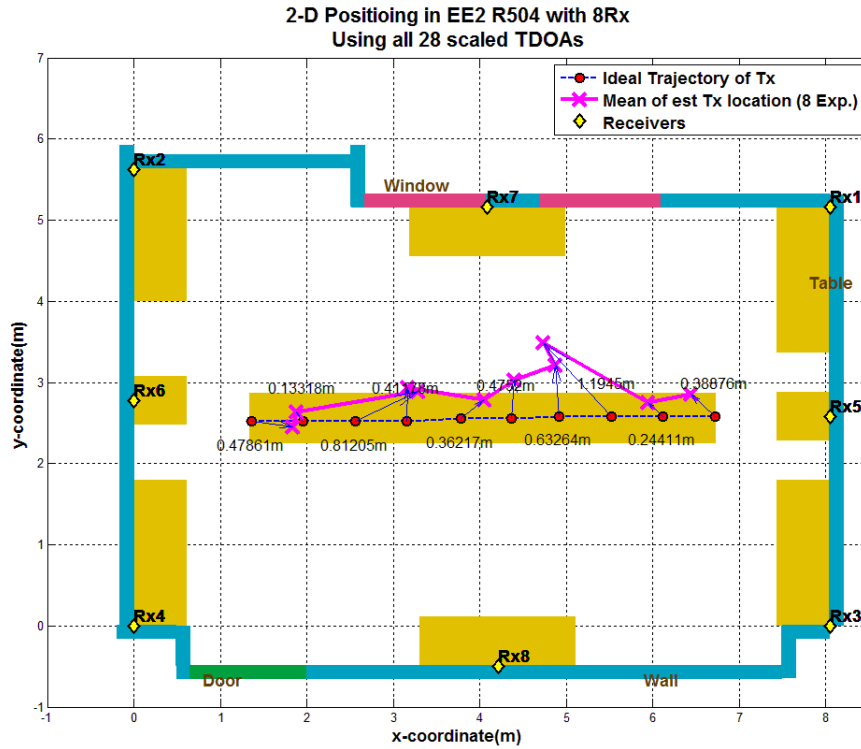


圖 6.27 電機二館 504 討論室定位結果：使用全部 28 個縮放抵達時間差

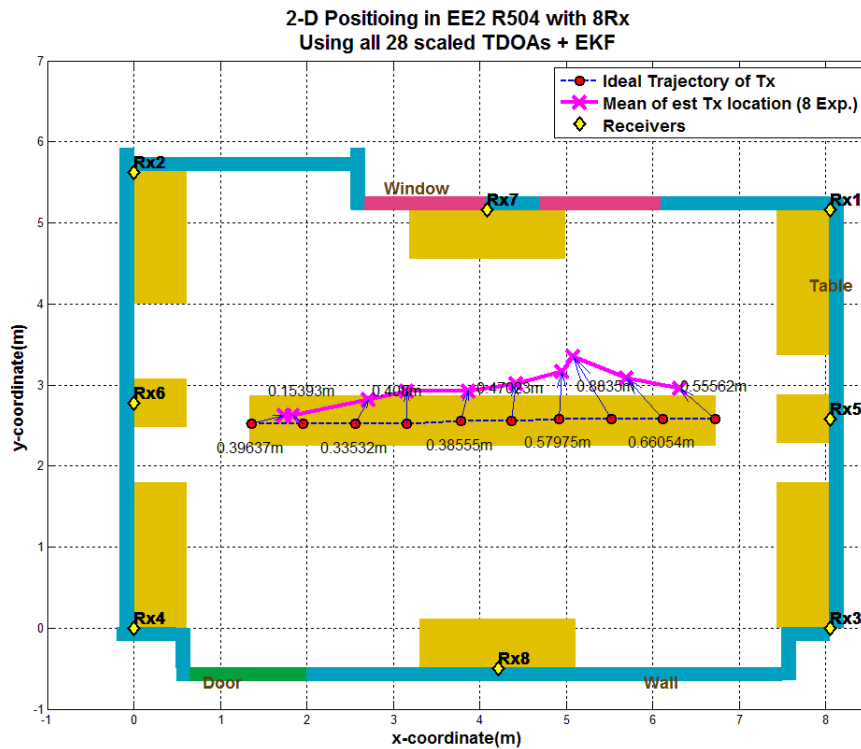


圖 6.28 電機二館 504 討論室定位結果：使用全部 28 個縮放抵達時間差與擴展卡爾曼濾波器

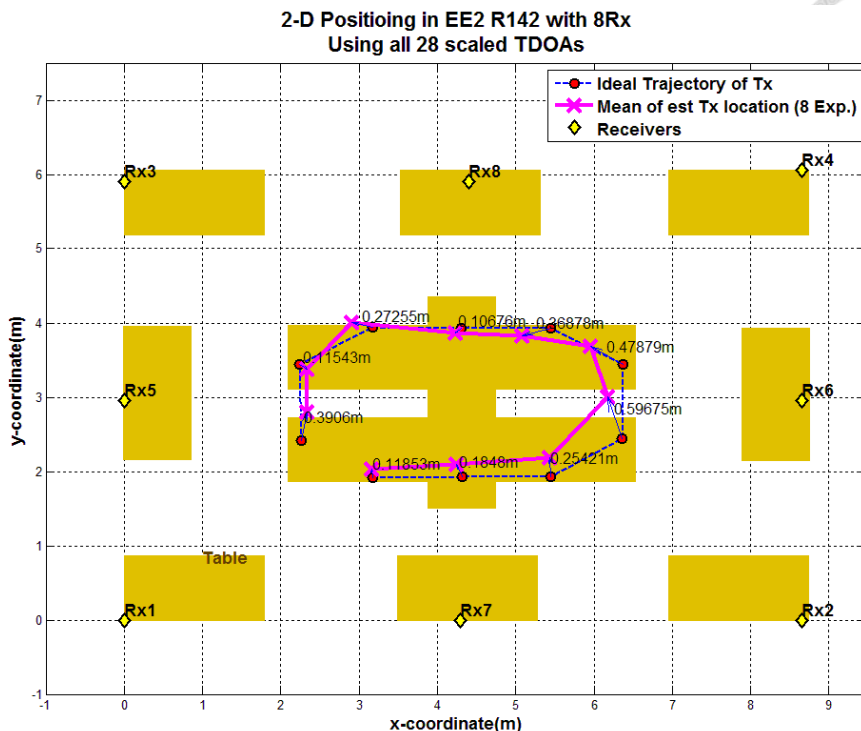
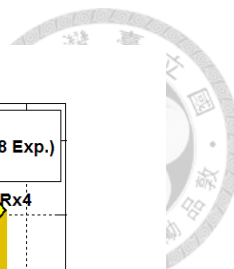


圖 6.29 電機二館 142 會議室定位結果：使用全部 28 個縮放抵達時間差

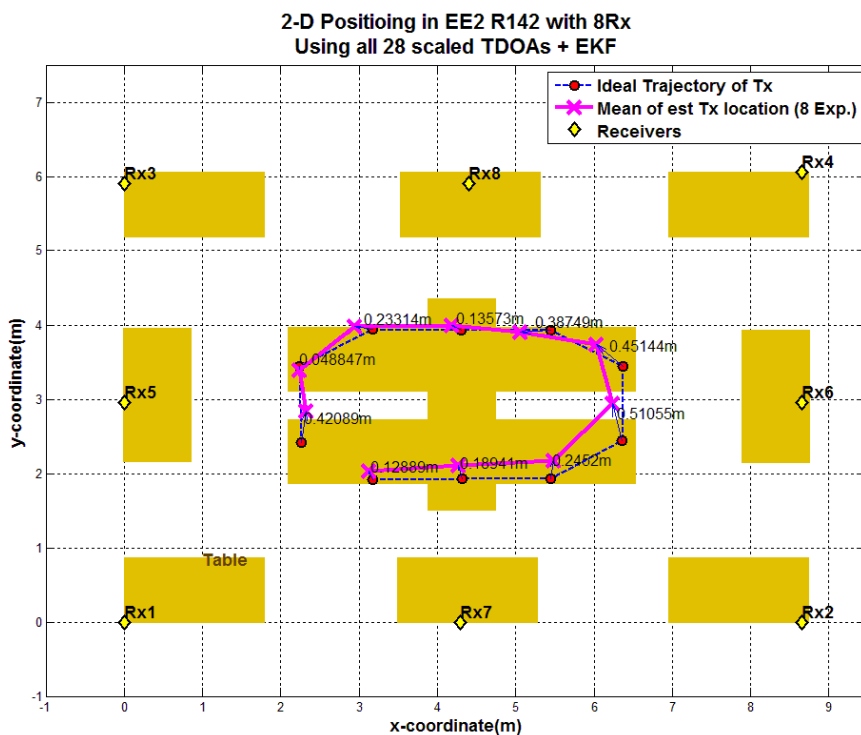


圖 6.30 電機二館 142 會議室定位結果：使用全部 28 個縮放抵達時間差與擴展卡爾曼濾波器

6.1.6 多重目標定位(Multiple Target Positioning)

在 3.1.2.2 節中提到透過分碼多工的方式，可以使我們設計的室內定位系統具備多重目標定位的能力。而在先前展示的室內定位結果，我們是利用兩根天線來進行實驗，而這部分將兩根天線各自的定位結果分開整理於圖 6.31、圖 6.32 以及圖 6.33。

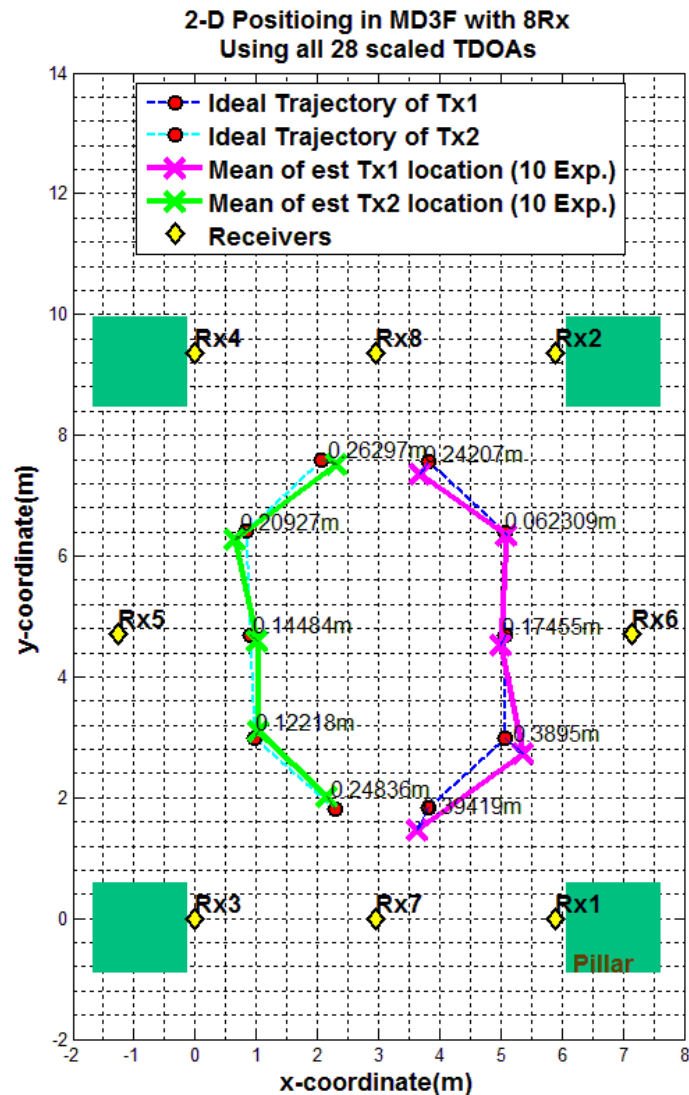


圖 6.31 明達館三樓室內廣場雙天線定位結果：使用全部 28 個縮放抵達時間差

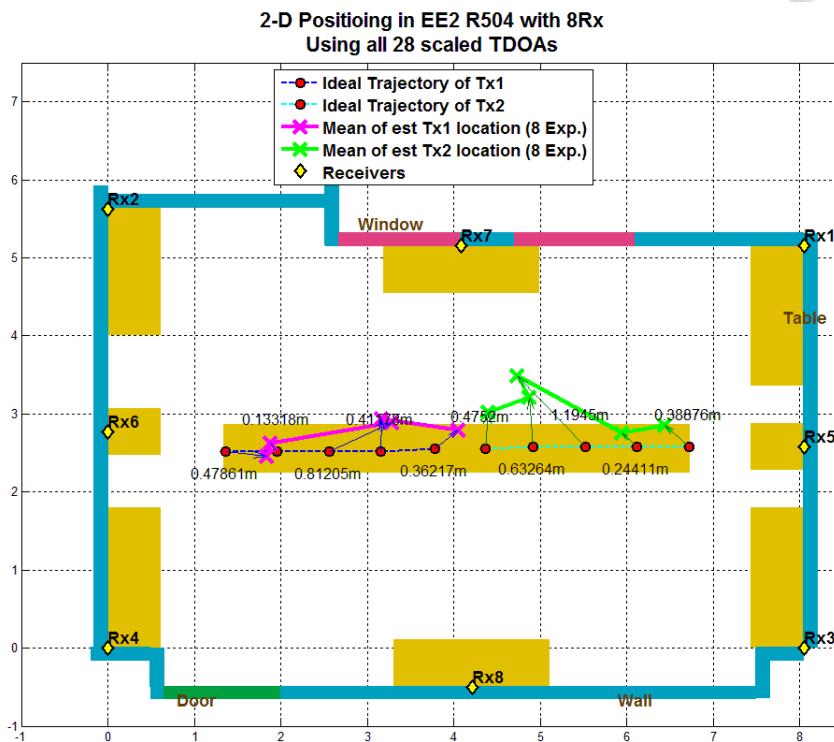
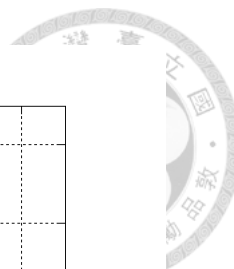


圖 6.32 電機二館 504 討論室雙天線定位結果：使用全部 28 個縮放抵達時間差

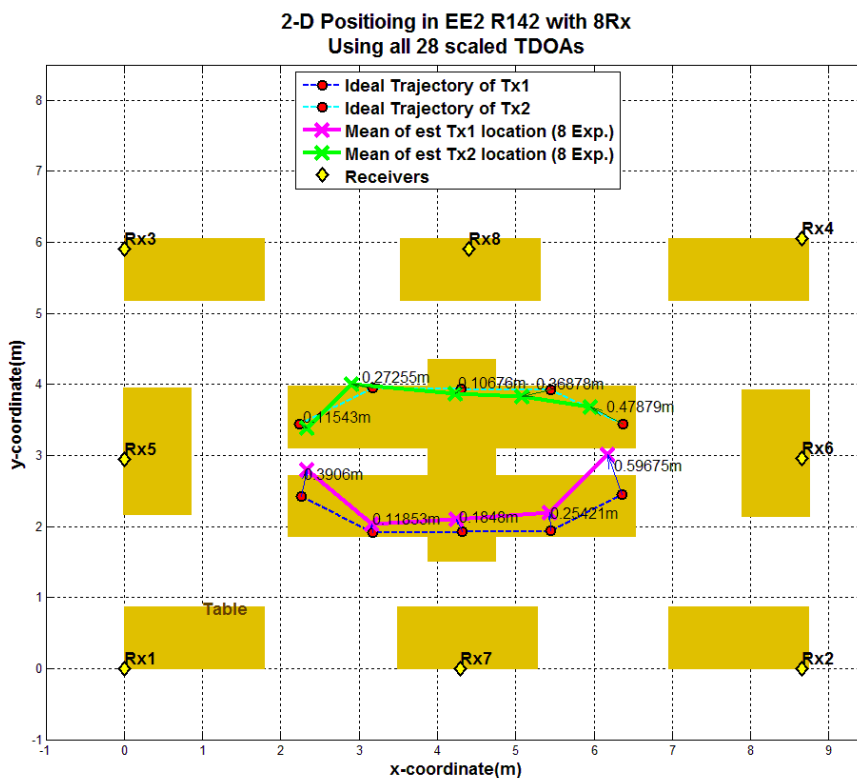


圖 6.33 電機二館 142 會議室雙天線定位結果：使用全部 28 個縮放抵達時間差

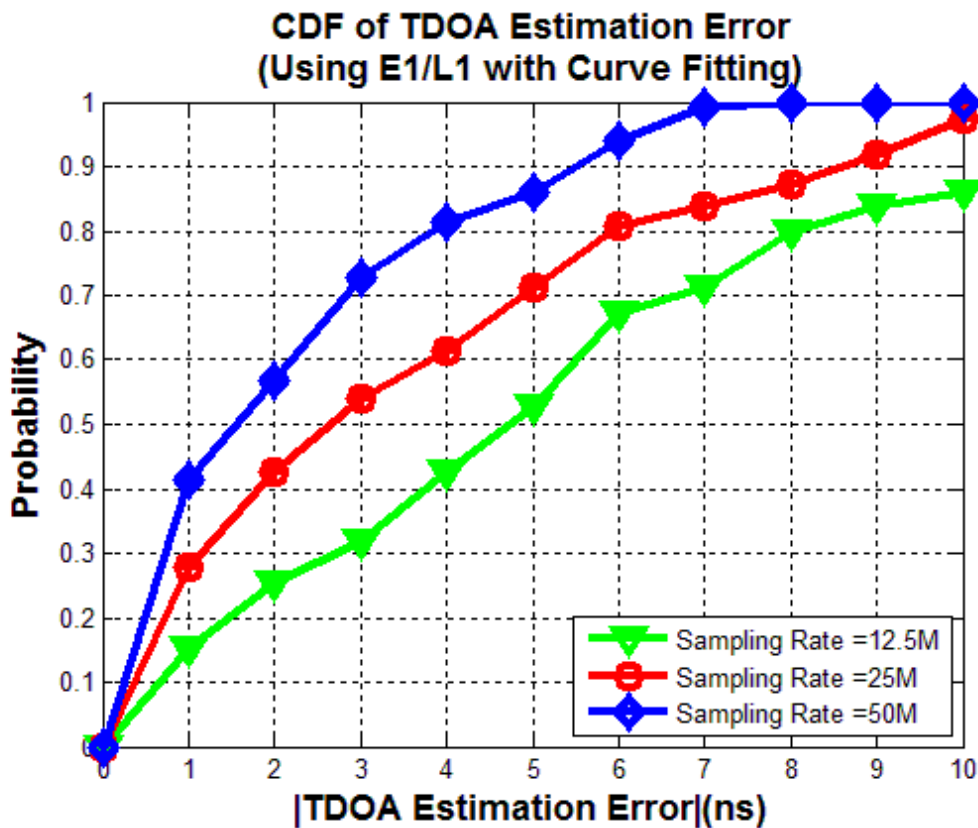


6.2 室內定位系統技術分析

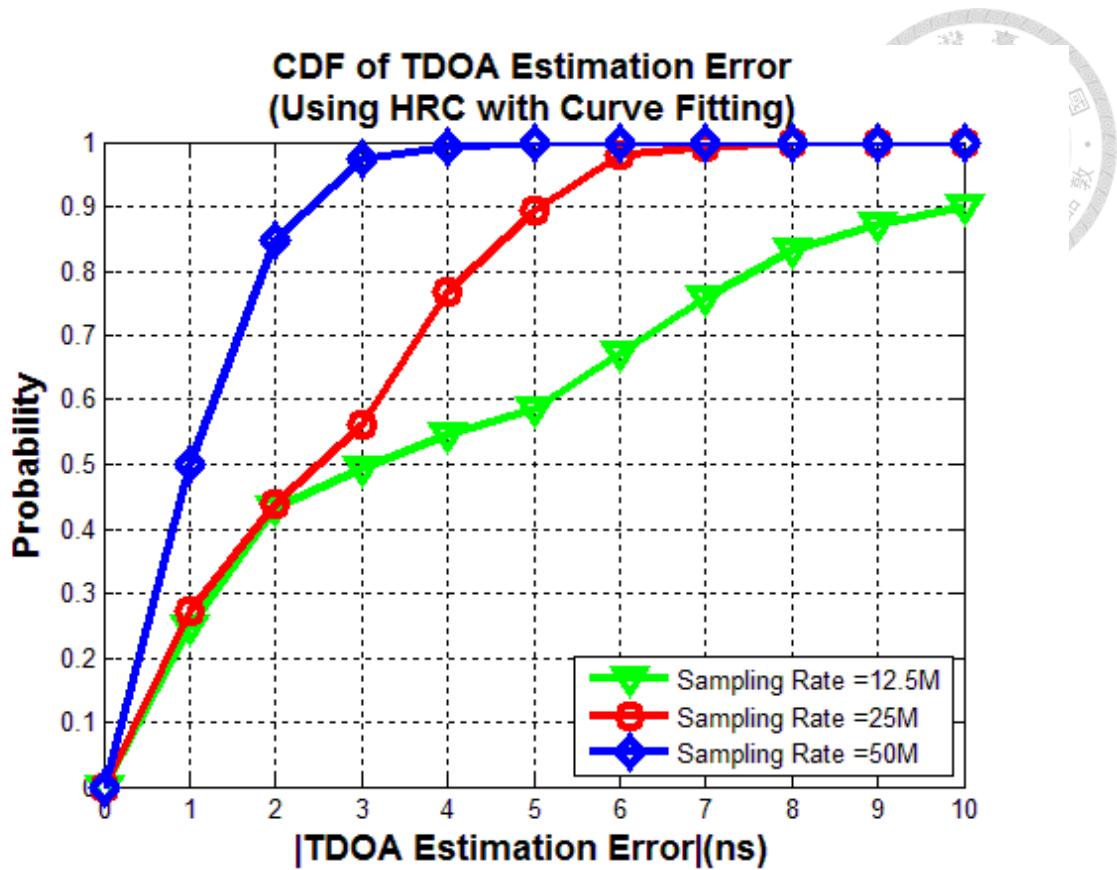
在 6.1 節中介紹了本論文設計的室內定位系統實場測試的結果，而本節將利用實場測試的數據，來分析我們所設計的室內定位系統。而主要包括取樣率設計分析、同相積分時間設計分析、抵達時間差估測技術比較以及室內定位結果分析。

6.2.1 取樣率設計分析

理論上，較高的取樣率在時間上有較好的解析度。因此，我們利用實場測試來觀察不同取樣率對於抵達時間差估算的影響。下圖 6.34 是在不同取樣率的情形下，使用 E1/L1 with Curve Fitting 以及 HRC with Curve Fitting 估測抵達時間差的估算錯誤累積分佈函數(Cumulative Distribution Function，簡稱 CDF)圖，從中可以觀察到提高取樣率對於估算準確度的提升。



(a) Using E1/L1 with Curve Fitting



(b) Using HRC with Curve Fitting

圖 6.34 取樣率對抵達時間差估測影響分析圖

6.2.2 同相積分設計分析

增加同相積分可以降低雜訊對抵達時間差估測的影響，而從圖 6.35 可以觀察到，使用 250ms 的同相積分時間就已足夠達到相當好的表現，再增加同相積分時間長度的增益不大，且會增加定位計算時間。

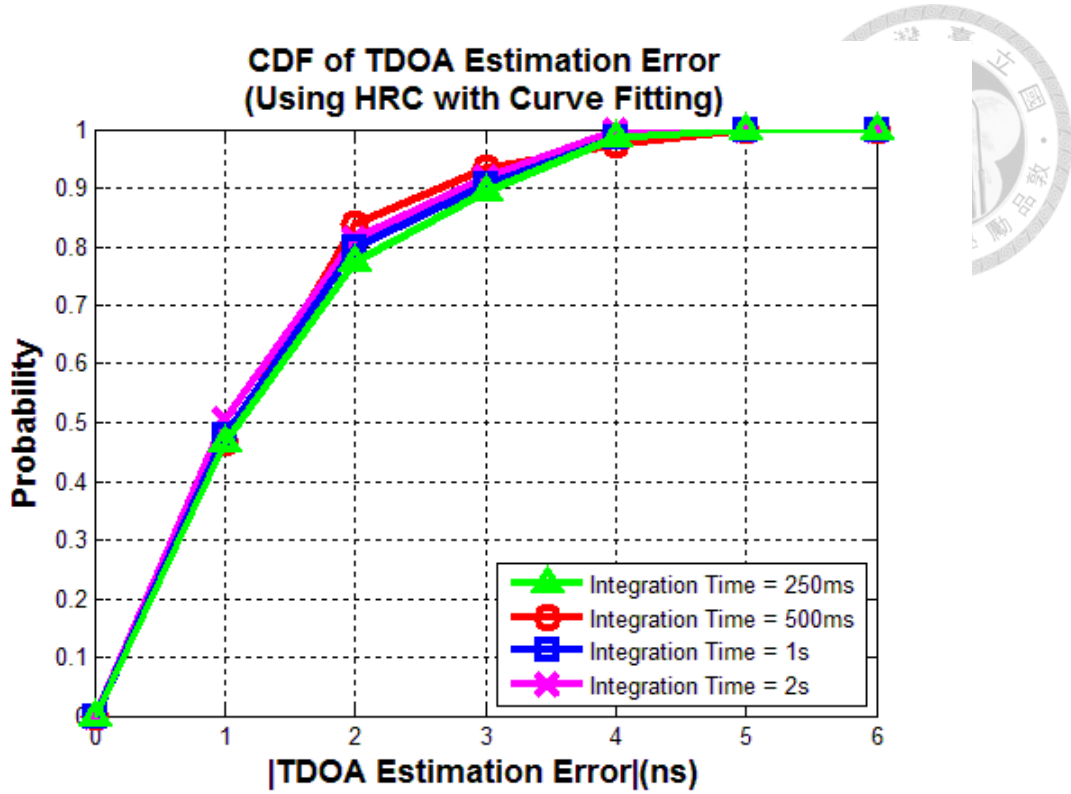


圖 6.35 同相積分時間對抵達時間差估測影響分析圖

6.2.3 抵達時間差估測技術比較

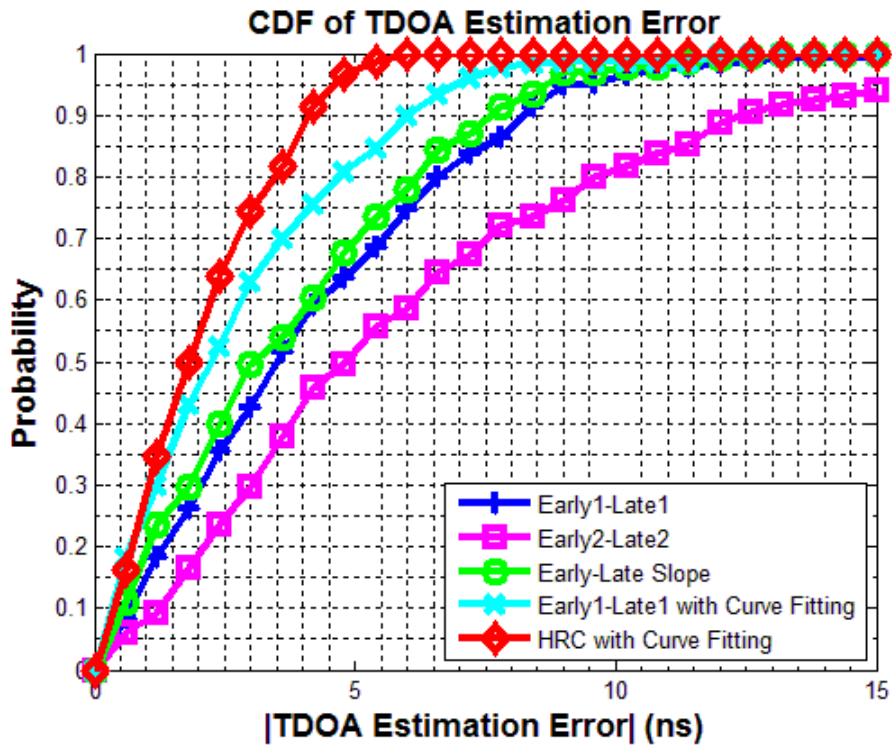
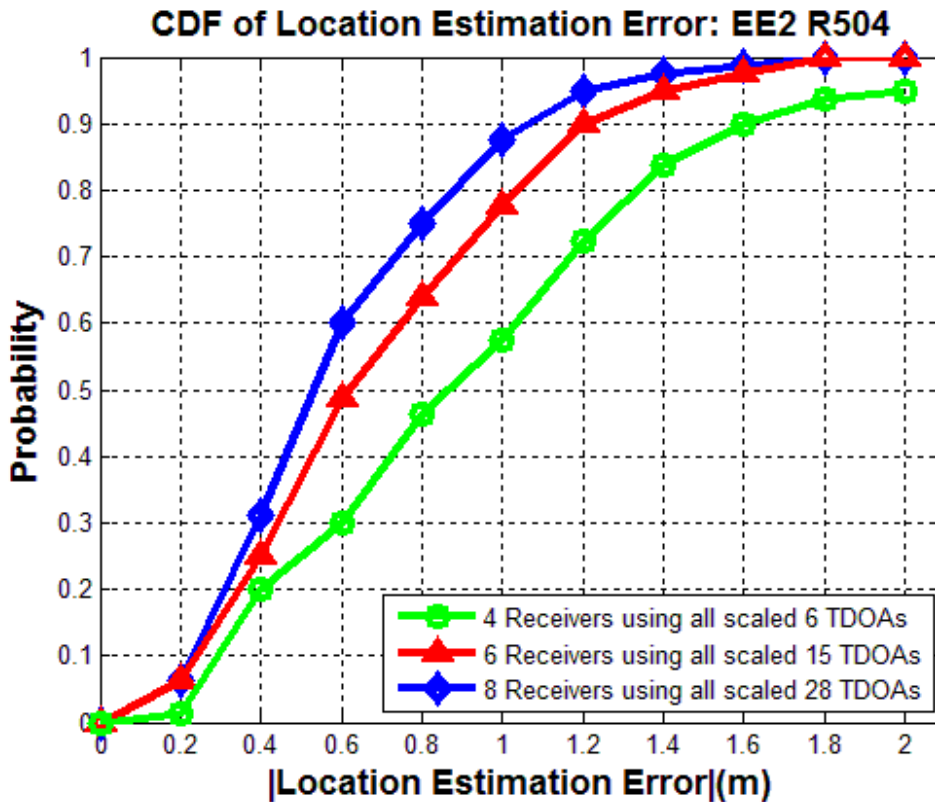


圖 6.36 抵達時間差估測技術分析圖

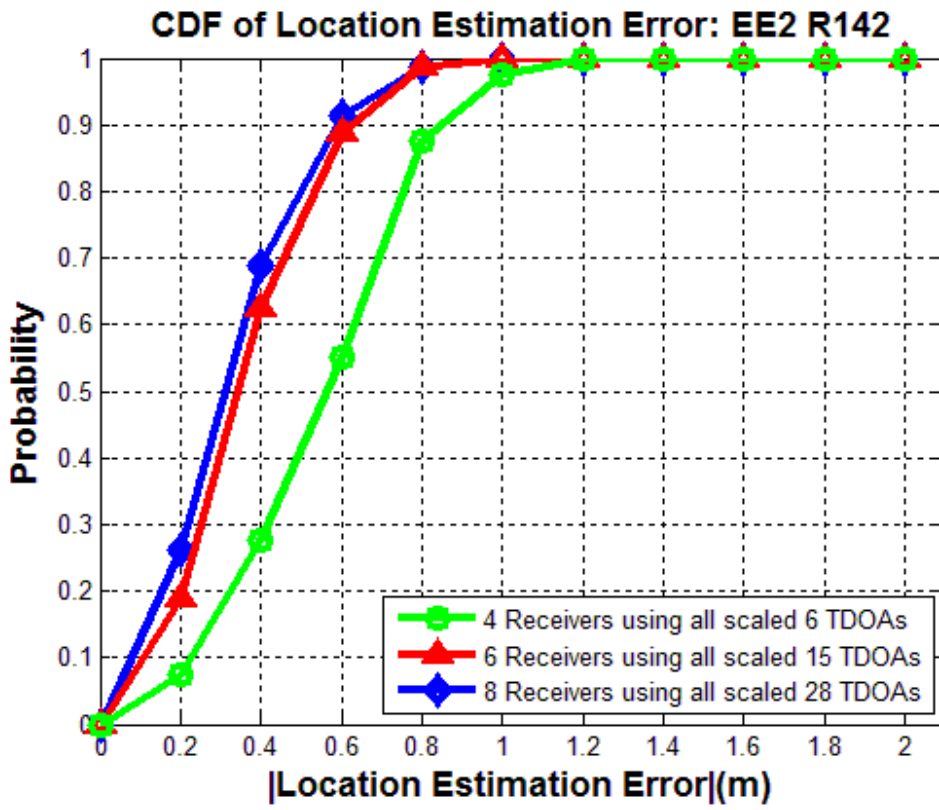
不同的抵達時間差估測方法對於定位系統的準確度影響很大，而這部分是利用在明達館三樓廣場所錄製的數據，實際比較不同抵達時間差估測方法的表現。而從圖 6.36 可以觀察到使用 HRC with Curve Fitting 方法有最佳的表現。而比較 Early1-Late1 與 Early1-Late1 with Curve Fitting 的曲線，也可以看到使用 Curve Fitting 的技巧，解決收發機之間有限頻寬問題，而使得估測更準確。

6.2.4 接收機數量分析

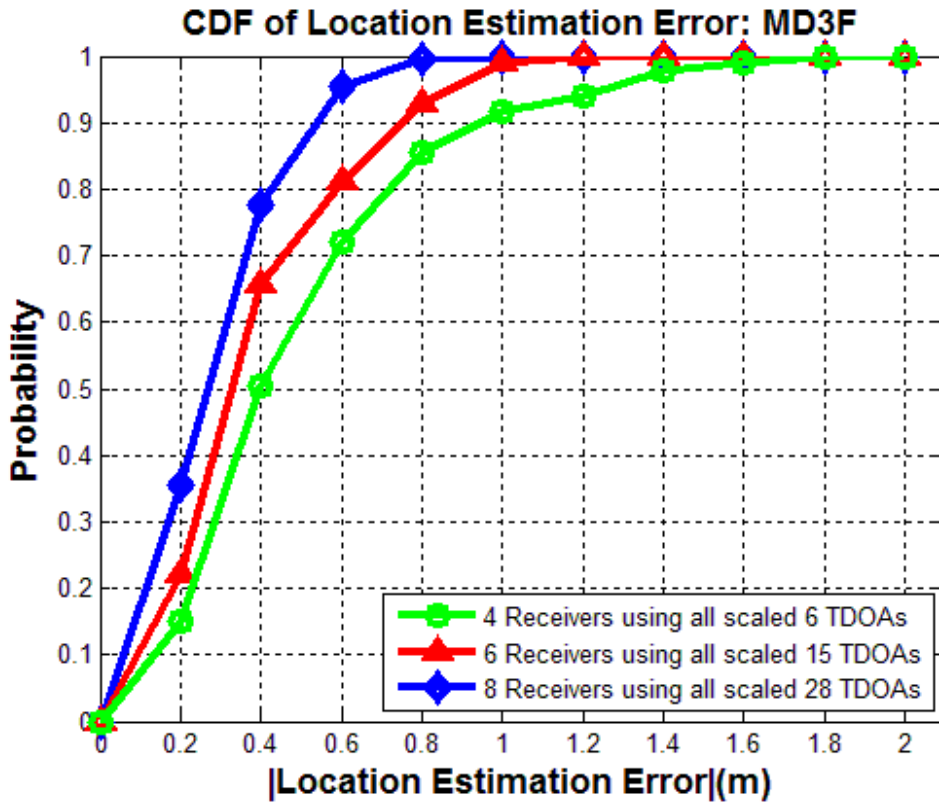
在充斥著多路徑效應影響的室內環境下，我們希望透過增加接收機的方式來提高定位準確度。而這部份則是列出在三種環境下，透過增加接收機數量的方式，對於定位準確度提升的助益，圖 6.37。



(a) EE2 R504



(b) EE2 R142



(c) MD3F

圖 6.37 接收機數量分析圖

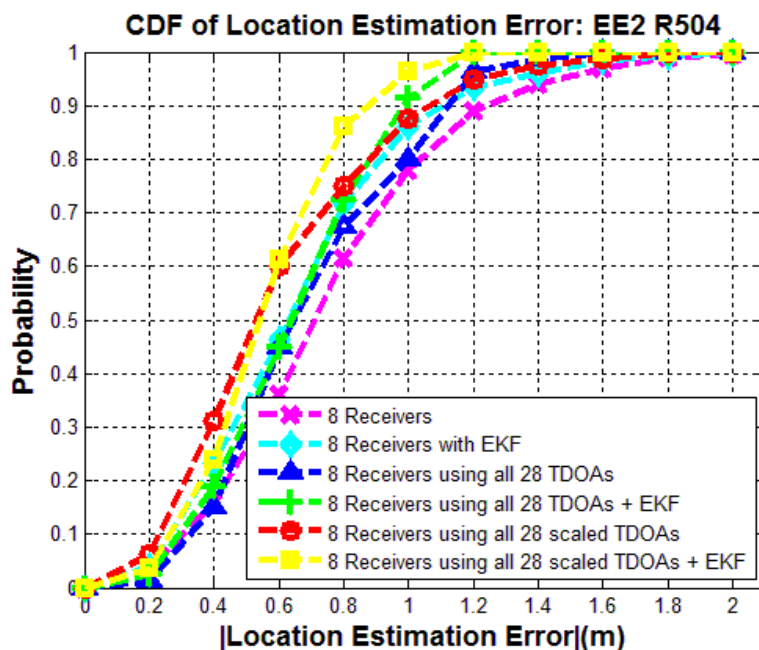


6.2.5 室內定位結果分析

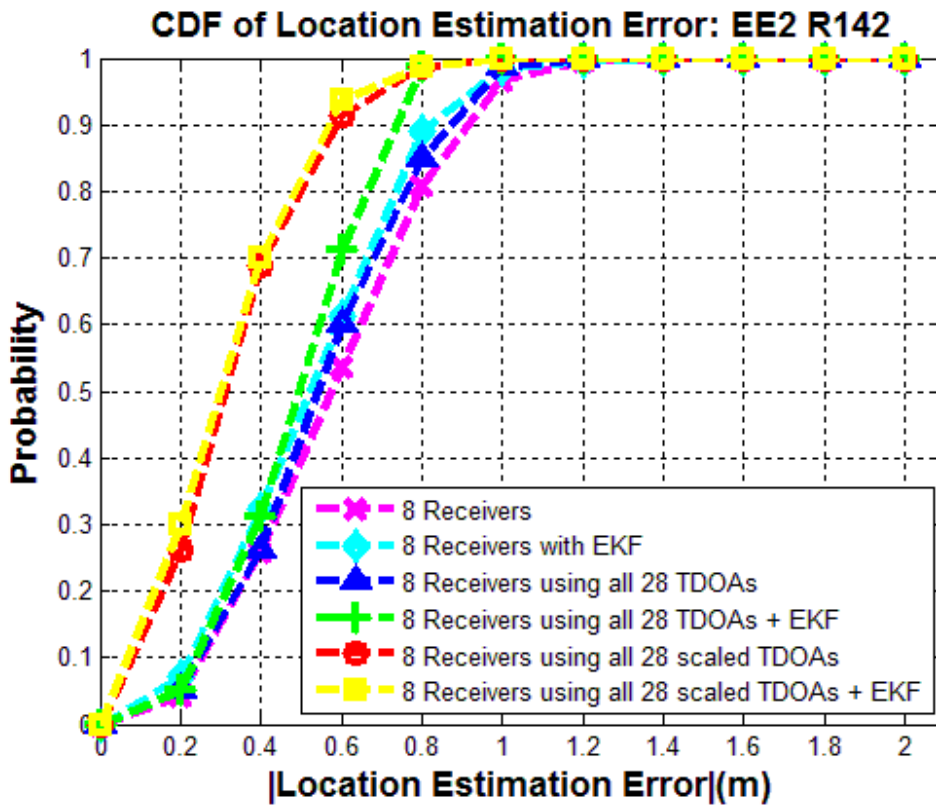
在介紹完所有使用技巧之後，我們將以下幾種定位結果的估算位置錯誤累積分佈函數做比較。分別有：

- 以 1 台接收機當參考點，使用 $N-1$ 個抵達時間差估算位置。
- 以 1 台接收機當參考點，使用 $N-1$ 個抵達時間差估算位置，再加上擴展卡爾曼濾波器。
- 以 N 台接收機當參考點，使用所有 $N(N-1)/2$ 個抵達時間差估算位置。
- 以 N 台接收機當參考點，使用所有 $N(N-1)/2$ 個抵達時間差估算位置，再加上擴展卡爾曼濾波器。
- 以 N 台接收機當參考點，使用所有 $N(N-1)/2$ 個縮放抵達時間差估算位置。
- 以 N 台接收機當參考點，使用所有 $N(N-1)/2$ 個縮放抵達時間差估算位置，再加上擴展卡爾曼濾波器。

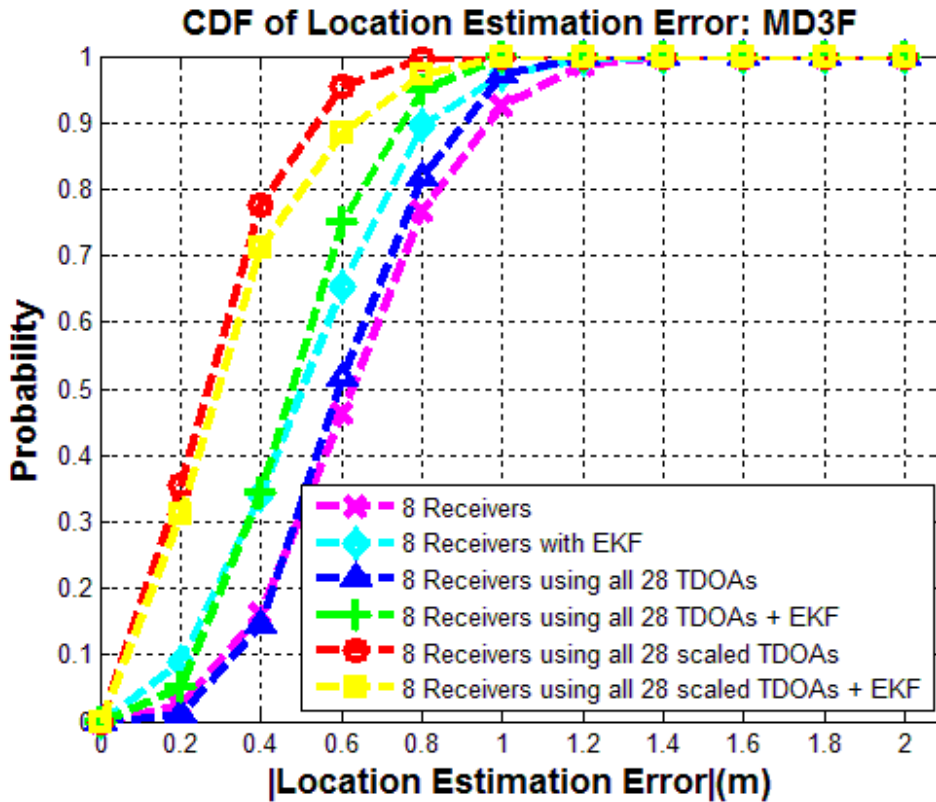
而從圖 6.38 中可以看到，使用縮放抵達時間差後所估測的定位位置擁有最好的準確度(平均誤差)，且因使用縮放抵達時間差的估測位置很準確，之後再加上擴展卡爾曼濾波器的效果則較不明顯，但仍對電機二館 504 討論室的定位結果有平滑化的效果，圖 6.28。



(a) EE2 R504



(b) EE2 R142



(c) MD3F

圖 6.38 室內定位結果分析圖

6.3 室內定位系統表現與比較

本節將統整本論文設計之室內定位系統在三種環境下的系統表現，並與其他文獻提出之室內定位系統比較，表 6.2，從中可以看到我們的室內定位系統擁有最高的準確度和精密度。

表 6.2 室內定位系統比較表

	Signal	Method	Accuracy	Precision	# of the Sensor	Room Type
[11] 2013	RFID	RSS fingerprint	1.137m	90% < 2.3m	19	Laboratory (17.1m x 6.4m)
[12] 2014	Bluetooth	RSS fingerprint	2.6575	95% < 6m	3	Laboratory (53m ² , 84m ²)
[13] 2012	Zigbee	RSS fingerprint	2.5872m	85% < 4m	6	10m x 11.3m area in a large room
[14] 2014	Zigbee	RSS fingerprint	1m	92% < 2m	8	Laboratory (200m ²)
[15] 2013	WLAN	RSS fingerprint	0.65m	90% < 1.3m	3	Laboratory (8m x 5m)
This Work	RF-CDMA	Scaled TDOA	0.25m	90% < 0.52m	8	MD3F (~18.7m x 25m)
			0.27m	90% < 0.59m	8	EE2-R142 (~9.1m x 15.6m)
			0.52m	90% < 1.02m	8	EE2-R504 (~5.7m x 8m)



6.4 室內定位系統程式執行時間分析

本節針對目前室內定位系統接收機的 Matlab 程式進行分析，找出各部分占總程式執行時間的比例，以供未來實作即時室內定位系統研究參考，表 6.3 列出五次實驗數據各自的計算時間與平均。從中可以觀察到目前在碼相位擷取的平行碼相位空間擷取法與延遲鎖定迴路相關值計算占了較大比例計算時間。

表 6.3 室內定位程式執行時間分析表

Test TDMS file of recoded signal :							
<i>0.25 sec/location, total 6 locations, total 1.5sec</i>							
	Execution Time(sec)					Average	%
Streaming the recorded signal from TDMS file	14.47	13.73	14.82	16.62	15.78	15.08	9.59
Integer CFO Estimation	20.27	22.06	22.38	22.62	23.56	22.18	14.10
Fractional CFO Estimation	15.18	16.51	16.64	16.34	16.83	16.30	10.36
Carrier Tracking Loop	10.97	11.85	11.50	11.56	12.24	11.62	7.39
Parallel Code Phase Search Acquisition	34.93	36.30	36.10	37.02	37.04	36.28	23.07
Delay-Locked Loop	54.02	55.21	56.53	56.39	55.91	55.61	35.36
TDOA Estimation and Coherent Integration	0.21	0.24	0.21	0.22	0.22	0.22	0.14
Total	150.05	155.9	158.18	160.77	161.58	157.29	100

第七章 結論與未來展望



基於室內定位系統的未來發展性與必要性，本論文致力於設計一室內定位系統，從定位目標所配戴之發射訊號裝置，到接收訊號並進行定位之軟體接收機設計，提供一完整的解決方案。

本論文設計之發射機持續發射偽隨機碼作為室內定位訊號，並利用偽隨機碼特性在接收機端估測訊號抵達時間差以供定位計算。除此之外，本論文之軟體接收機也採用高解析度相關器與實場測試資料分析的方式，減輕室內環境性下嚴重的多路徑效應對抵達時間差估測與定位準確度的影響。最後，利用軟體定義無線電實際架設一室內定位系統平台，透過實際收發訊號，驗證設計之室內定位系統的可行性與可靠度，並可相容於不同大小之室內空間。


未來本研究的發展方向，可以朝以下幾點進行：

- ◇ 在室內定位軟體接收機部份，目前 Matlab 程式運算時間過長，未來可朝改善 Matlab 程式、轉換成 C 程式平台或利用圖形處理器(Graphics Processing Unit，簡稱 GPU)做資料平行化運算，以降低運算時間，達到即時的室內定位。
- ◇ 將目前室內定位系統結合接收訊號強度指紋(RSS-based fingerprint)定位方式，用以對抗只存在 NLOS 訊號之室內環境。
- ◇ 目前設計之室內定位系統可提供二維平面定位之解決方案，未來可在此系統平台上加上抵達角度(Angle of Arrival)之估測，以增進二維定位之準確度或提供三維定位功能。

參考文獻



- [1] CSS Insight. (2014, Jun.). *Global Smartphone Market Analysis and Outlook: Disruption in a Changing Market* [Online]. Available: <http://www.ccsinsight.com>
- [2] International Integrated Systems, Inc. (IISI). *Location-Based Services Solution* [Online]. Available: <http://www.iisigroup.com/en/solutions/mob-lbs.html>
- [3] Z. Farid, R. Nordin, and M. Ismail, "Recent Advances in Wireless Indoor Localization Techniques and System," *Journal of Computer Networks and Communications*, vol. 2013, article ID 185138, 12 pages, Aug. 2013.
- [4] H. Liu, H. Darabi, P. Banerjee, and J. Liu, "Survey of Wireless Indoor Positioning Techniques and Systems," *IEEE Trans. on Systems, Man, and Cybernetics, Part C: Applications and Reviews*, vol. 37, no. 6, pp. 1067-1080, Nov. 2007.
- [5] J.-Y. Yang, *Design of a Software-Based Receiver for Global Positioning System*, Master Thesis, National Taiwan University, Jul. 2009.
- [6] K. Borre, D. Akos, N. Bertelsen, P. Rinder and S. Jensen, *A Software-Defined GPS and Galileo Receiver - A Single Frequency Approach*, Birkhauser, 2007.
- [7] J. Jones, P. Fenton, and B. Smith, "Theory and Performance of the Pulse Aperture Correlator," *Technical Report, Novatel Inc.*, Sep. 2004.
- [8] X. Chen, F. Dosis, S. Peng, Y. Morton, "Comparative Studies of GPS Multipath Mitigation Methods Performance," *IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 49, pp. 1555-1568, Jul. 2013.
- [9] G. Shen, R. Zetik, and R. Thoma, "Performance Comparison of TOA and TDOA Based Location Estimation Algorithms in LOS environment," in *Proc. of 5th Workshop on Positioning, Navigation, and Communication*, Mar. 2008, pp. 71-78.

- 
- [10] National Instruments. (2014, Apr. 09). *Global Synchronization and Clock Disciplining with NI USRP-293x Software Defined Radio* [Online]. Available: <http://www.ni.com/tutorial/14705/en/>
- [11] H. Zou, H. Wang, L. Xie, and Q.-S. Jia, "An RFID Indoor Positioning System by Using Weighted Path Loss and Extreme Learning Machine," in *Proc. of the IEEE 1st International Conference on Cyber-Physical Systems, Networks, and Applications*, Aug. 2013, pp. 66-71.
- [12] Y. Chen, L. Shu, A. M. Ortiz, N. Crespi, and L. Lv, "Locating in Crowdsourcing-Based DataSpace: Wireless Indoor Localization without Special Devices," *Mobile Networks and Applications*, vol. 19, pp. 534-542, Aug. 2014.
- [13] Q. Chen, H. Liu, M. Yu, H. Guo, "RSSI Ranging Model and 3D Indoor Positioning with ZigBee Network," in *Proc. of IEEE/ION Position Location and Navigation Symposium*, Apr. 2012, pp. 1233-1239.
- [14] L. Chu, X.-S. Guo, B. Li, B. Xu, Q. Wan, and Y. Shen, "A Robust Vector Matching Localization Approach Based on Multiple Channels SSD Fingerprinting of ZigBee Networks," *Progress In Electromagnetics Research*, vol. 144, pp. 133-140, Jan. 2014.
- [15] K. Wu, J. Xiao, Y. Y. D. Chen, X. Luo, and L. M. Ni, "CSI-Based Indoor Localization," *IEEE Trans. on Parallel and Distributed System*, vol. 24, no. 7, pp. 1300-1309, Jul. 2013.
- [16] G. Welch, B. D. Allen, A. Ilie, and G. Bishop, "Measurement Sample Time Optimization for Human Motion Tracking/Capture Systems," in *Proc. of Trends and Issues in Tracking for Virtual Environments, Workshop at the IEEE Virtual Reality 2007 Conference*, 2007.
- [17] X. Tu, H. Zhang, X. Cui, and T. A. Gulliver, "3-D TDOA/AOA Location Based on

Extended Kalman Filter,” in *Proc. of 9th International Symposium on Antennas Propagation and EM Theory*, Nov. 2010, pp. 473-476.

- [18] J. Tsui, *Fundamentals of Global Positioning System Receivers - A Software Approach 2nd*, John Wiley & Sons, Inc., Nov. 2004.

