

應用於感知無線電系統之前端射頻電路與適應性通訊技術

(雙邊國際合作研究計畫)

計畫類別：個別型計畫 整合型計畫

計畫編號：NSC 98-2218-E-009-008-MY3

執行期間：98年2月1日至101年7月31日

執行機構及系所：國立交通大學電信工程研究所

計畫主持人：孟慶宗 教授	國立交通大學電機工程學系
共同主持人：王蒞君 教授	國立交通大學電機工程學系
蘇育德 教授	國立交通大學電機工程學系
洪樂文 副教授	國立清華大學通訊工程研究所
黃元豪 副教授	國立清華大學通訊工程研究所
張盛富 教授	國立中正大學通訊工程學系
張嘉展 副教授	國立中正大學通訊工程學系
莊英宗 研究員	財團法人國家實驗研究院國家晶片

計畫參與人員：魏宏儒、呂思翰、林坤昌；謝仁傑、金廷嶽、林俊奇、廖浚甫、許登程

本計畫除繳交成果報告外，另含下列出國報告，共 1 份：

移地研究心得報告

出席國際學術會議心得報告

國際合作研究計畫國外研究報告

處理方式：除列管計畫及下列情形者外，得立即公開查詢

涉及專利或其他智慧財產權，一年二年後可公開查詢

◎合作現況

1 .加拿大 CRC 的 Ibrahim Haroun 工程師參訪交大和駐晶片製造中心後，設計了 60-GHz Branch-Line Coupler 和 low noise amplifier，且得到不錯的實驗結果。

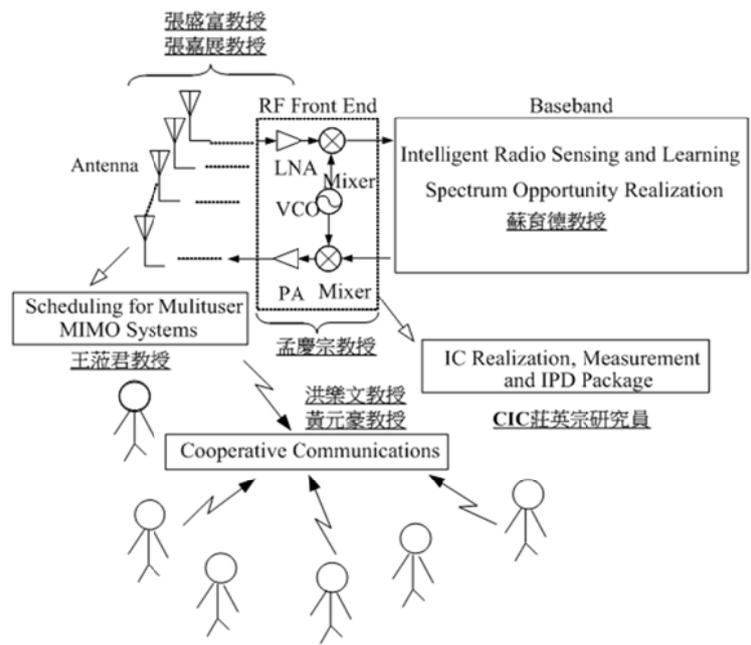
2 .計畫主持人孟慶宗教授、張盛富教授、張嘉展教授、王蒞君教授、黃元豪教授、洪樂文教授等共 11 人次前往加拿大交流，討論計畫相關事宜與出席會議。

3 .有送出交大博士生魏宏儒、呂思翰、林坤昌；中正博士生謝仁傑、金廷嶽、林俊奇；清大博士生廖浚甫、許登程，至加拿大學習相關經驗及技術後用於計畫中。

4 .晶片製造中心(CIC)有送出林烈全、許源佳、林大業先生參訪並駐加拿大 CRC，憑藉工程師的 IC 設計相關經驗，協助加拿大方面完成三年共三次的 IC 設計。

◎重要成果

加拿大 CRC 經過 CIC 的協助，透過本計畫完成了三次 90 奈米 CMOS IC 製作，驗收完成交由加拿大 CRC 進行量測，有不錯的成果產生。



中文摘要：

本專題研究計畫分為兩大中心主軸—射頻前端電路與感知通訊技術。其中射頻前端電路包含了主動收發機和前端適應性天線陣列兩大部份。而在感知通訊技術方面包含了感知無線電網路合作式累和偵測器之設計以及通訊資源最佳化分配之研究。此外，藉由建立各個射頻電路之基頻等效模型，可瞭解射頻電路非理想特性對於基頻系統所造成的效能耗損，進而達成基頻和射頻之最佳化設計。

前端的主動射頻電路方面，在第一年度先使用 0.15- μm 假晶格高速電子遷移率電晶體(pHEMT)來實現正交相位降頻器和單旁帶升頻器。更實作並比較 pHEMT 和變形晶格高速電子遷移率電晶體(mHEMT)的次諧波堆疊式升頻器。而在前端天線陣列的設計上，首先實作 60-GHz 反射式相移器(reflection-type phase shifter)，並利用相移器實作微型 8 \times 8 巴特拉矩陣，可在空間中分出八個方向的波束，最後則是利用混合式左右手傳輸線(CRLH TL)結構來大幅降低天線尺寸。在感知系統的設計上，本計畫中提出了一個合作式變遷偵測(collaborative change detection)方法。根據所考慮的系統和使用的偵測方法，模擬結果顯示出使用我們所提出的合作式累和方法，在次要網路的平均總流量上較固定抽樣個數法(fixed-sample-size, FSS)有較佳的效能。另一方面，因為無線電頻寬是極其珍貴且有限的公共資源，故為了有效率的使用無線電頻寬，在本計畫中則利用平均通訊中斷機率作為限制次要用戶對主要用戶干擾的機制以控制次要用戶對主用戶的干擾，並且最大化次要用戶的容量。

第二年度的前端主動射頻電路使用 0.35- μm SiGe 製程來實現微波毫米波高線性度 Ka 頻段降頻器器和 60 GHz 次諧波混頻器。同時採用積體被動元件技術(Integrated Passive Device, IPD)之玻璃基板實現 60-GHz 四通道多波束天線陣列系統。Multiple-input multiple-output (MIMO) 的技術被廣泛應用在各種無線通訊系統上，在本計畫將實現的 Beamforming 技術中，利用 MIMO 系統下的傳輸端等技術和晶格化簡技術之預編碼架構來達成，因此我們初步完成晶格化簡之實體運作。在感知系統的設計上，60 GHz 基頻模擬的部分，我們希望能將通訊的演算法實際用硬體的方式來驗證其性能，而 Wireless Open Access Research Platform (WARP)是個好的選擇，可以透過單一電腦將 MATLAB 的程式碼與其結合，進而驗證通訊演算法的效能。我們在使用正交分頻多工(Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM)技術的感知無線電(Cognitive Radio, CR)系統中，提出了基於子空間旁瓣干擾抑制技術。本計畫中，連續機率比試驗(sequential probability ratio test, SPRT)被提出並用於控制回報所需要的資料量，同時減少所需要的頻譜偵測時間，根據系統要求的誤判機率以及漏判機率之條件限制下，來調整每個使用者回報之門檻來達到控制平均回報資料量。

第三年度前端的主動射頻電路方面，則使用了 0.35- μm SiGe 製程來實現應用於 V Band 的雙次直接降頻器(Dual Direct Down-Converter)，該電路將馬爾尚巴倫及一對二變壓器等傳統被動元件整合進晶片裡，並且將 60 GHz 雙次降頻器的接收機整合進積體電路，第一級降頻為蕭基二極體次諧波混頻器，中間級加入了低雜訊緩衝級，第二次降頻採用了電阻式混頻器，正交中頻訊號經由寬頻緩衝級輸出。感知通訊的部分，隨著感知無線電技術的發展與頻譜資源的日益匱乏，階層式感知無線電將成為下一代無線通訊網路的主要架構，為其設計良好的傳輸模式即為一個重要的課題，本計畫已針對非付費使用者系統完成了關於下行傳輸的研究設計，因此本計畫想探討階層式感知無線電資料傳輸另一面向的問題，也就是設計一套在上行情況下的傳輸模式。在此研究中，我們提出一個波束權重設計與使用者排程的演算法，波束權重演算法可確保上傳資料的非付費使用者達到最大傳輸速率，而使用者排程演算法可盡量減輕非付費使用者對付費使用者的干擾。使用所提出的方法可以有效的提升階層式感知無線電系統整體的頻譜使用效率。感知無線電的執行效率有賴兩個關鍵技術：一個是快速且有效地偵測到主要使用者目前使用頻譜狀態的技術；另一個是在干擾環境下有效使用頻譜的技術。在計畫的最後一年，我們專注於群播的應用，發展出干擾環境下的多細胞多天線群播技術以及其所需要的群播群組和傳輸共變矩陣的選擇。我們討論在多細胞多天線網路中利用傳送預先編碼(precoding)的機會式群播排程(opportunistic multicast scheduling, OMS)技術。在此系統中，基地台傳送訊號給所有指定的群體用戶，因此傳送速率將被最差的指定用戶所限制住。機會式群播排程在傳統中被用來在單播(unicast)與廣播(broadcast)之間取得平衡(tradeoff)，但是在多群播環境下因為可以更進一步選擇部分的用戶來避免產生較大的干擾，因此能擁有更好的效果。我們假設所有基地台皆擁有要傳送給每群用戶的資料

和連接到所有用戶的通道狀態訊息(channel state information, CSI)。此機會式群播排程和傳送預先編碼器根據兩種最佳化的準則來做設計:最差的平均用戶吞吐量(the worst per-user throughput)和加權和吞吐量(weighted sum throughput)。當給定選擇用戶時,根據這兩個準則找出最佳的傳送預先編碼器的問題皆會是非凸面(non-convex)的最佳化問題,因此我們把問題推導成凸面可行性問題(convex feasibility problem),並且利用二分法收尋(bisection search)來解出答案。接著,我們在設法找出最佳的選擇用戶。然而,此問題本質上是個排列組合問題,當用戶數目增加的時候,這個問題的複雜度會變得相當棘手。因此,我們提出一個疊代選擇用戶演算法(iterative user selection algorithm),用來降低收尋的複雜度。另一方面,我們考慮蜂巢式網路底下的裝置對裝置(device-to-device, D2D)通訊技術,使得兩個相鄰的裝置直接通訊並適時適度使用蜂巢網路的頻段。傳統的蜂巢式系統,資料的傳輸必須經由基地台和核心網路,若傳輸兩端為相鄰的裝置,卻須繞道基地台顯然不是有效率的方法。裝置間直接鏈路之建立,可大幅降低基地台及後端網路之負載,提高頻譜使用效率和網路吞吐量。然而直接鏈路之建立端賴於裝置對周遭環境之熟悉與接收端之快速尋獲。其中之關鍵乃是 D2D 網路(Pico-Net)規約中直接鏈路建立流程之設計。本篇成果報告提出了一個裝置對裝置直接鏈路建立流程規約使欲傳送裝置可迅速建立可靠的鏈路而其使用之無線電資源不會對現有蜂巢網路造成過量之干擾。我們假設裝置與蜂巢網路行動端之位置分佈均可用適當的二維均勻卜瓦松點過程(Homogeneous Poisson Point Processes, PPP)來描述。根據我們設計的流程和裝置及蜂巢式網路對接收訊號品質的要求,我們將 D2D 鏈路成功建立機率之問題化為一最佳化問題,並用二分(bisection)法去尋找唯一的最佳傳送功率。我們證明此機率為裝置傳送功率之擬凹(quasi-concave)函數,也提出二分法搜尋的上下界,以加快演算法之收斂速度並證明在我們所搜尋的區間存在唯一的最佳探詢訊號的功率。

英文摘要 :

This project includes two main parts—radio frequency (RF) front-end circuits and cognitive communication techniques. The RF front-end circuits consist of an active transceiver and an adaptive antenna array. On the other hand, The collaborative change detection and resource allocation and optimization are considered and researched in the part of cognitive communication techniques. Moreover, by building up the equivalent baseband models for each RF component and investigating cross-layer designs for baseband and RF, we can understand the performance deterioration of baseband systems due to the non-ideal characteristic of RF circuits and thus optimize both baseband and RF circuit design. In active transceiver part, an I/Q downconverter and single-sideband upconverter are demonstrated using 0.15- μm pHEMT technology in the first year. Moreover, pHEMT/mHEMT stacked-LO sub-harmonic mixers are also demonstrated and compared. On the other hand, 60-GHz reflection-type phase shifter, which is a key component for the antenna array, is demonstrated. An eight-by-eight Butler matrix is then demonstrated for eight different beam directions. Finally, a composite right/left-handed transmission line (CRLH TL) is utilized to reduce the antenna size. A collaborative change detection scheme is proposed in this project for cognitive radio, where secondary users can collaboratively and efficiently detect the arrival of the primary user's signal. The simulation results show that the proposed spectrum sensing scheme outperforms the fixed-sample-size detector in terms of the average throughput of the secondary network. On the other hand, we consider the issue of resource allocation for secondary users with a mean primary user outage probability constraint. We use an iterative waterfilling-like algorithm to solve the optimization problem. The proposed formulation removes the need of PU location information and, as the numerical results indicate, improves the total system capacity against that under the worst case constraint.

In the second year, this project includes two main parts—radio frequency (RF) front-end circuits and cognitive communication techniques. In the millimeter-wave front-end circuits, we choose low-cost TSMC 0.35 μm SiGe BiCMOS technology to implement a ka-band high-linearity star mixer with trifilar transformer and a 60-GHz sub-harmonically mixer with a new-type phase-inverter rat-race coupler. On the other hand, we also design a 60-GHz 4-channel multi-beam phased array antenna system by using integrated passive device (IPD) technology. The system is consisted of a 60-GHz 1 \times 4 dipole antenna array and a 60-GHz 4 \times 4 Butler matrix beamformer. This system is integrated on the glass IPD substrate with the chip area of 5 \times 5 mm². In cognitive communication techniques, this study aims to develop the lattice reduction aided MIMO beam-forming system and its system implementation. In this year, we finished the efficient algorithm and architecture design for LLL lattice reduction. A constant throughput lattice reduction

algorithm is proposed, and we design a parallel reduction check architecture that can greatly reduce the computational complexity and power consumption for the hardware implementation. The Verilog HDL RTL is implemented for the lattice reduction in the FPGA. The synthesis results show that the performance of our work is better than those of others in the literature. In addition, fast and accurate spectrum sensing is crucial in realizing a reliable cognitive network. Cooperative spectrum sensing, developed in this year, can effectively reduce the mean detection time and i Hierarchical cognitive radio networks are discussed. As the cognitive radio (CR) technology becomes well-developed and the spectrum resource for wireless communication becomes more deficient, hierarchical CR networks is regarded as next generation networks. Concurrent transmissions for unlicensed (secondary) users and licensed (primary) users are allowed to enhance spectrum efficiency in CR networks. The challenge of hierarchical CR networks is to manage mutual interference between primary and secondary systems. In the thesis, we focus on the design of uplink transmission scheme. We present a scheduling algorithm to prevent primary systems from severe interference; afterwards, we use a beamforming approach to maximize the receive signal's SINR of multiple users in the hierarchical CR network with multicarrier transmissions. The proposed methodology provides many important insights into the system design principles for future hierarchical CR networks.

This project focuses on the study of adaptive communication techniques for cognitive radio. The efficiency of cognitive radio systems is reliant on two key technologies, the quick and reliable detection of primary users' activation state and the efficient use of the available spectrum under interference constraints. In the first year of this project, a collaborative change detection scheme was proposed to rapidly detect the presence or absence of primary users and, in the second year, an efficient sidelobe suppression scheme was proposed for OFDM cognitive radio systems. In the third year, we focus on a specific multicast application and derive the optimal user selection and transmit covariance matrices under the interference environment. The use of opportunistic multicast scheduling (OMS) with transmit precoding is examined for multicell MIMO systems with multiple multicast groups (e.g., several primary and several secondary multicast groups). In multicast systems, data transmitted by the base-stations (BSs) must be received by all intended receivers and, thus, the transmission rate is limited by the worst intended receiver. OMS traditionally has been used to optimize the tradeoff between unicast and broadcast, but can have an even larger impact in systems with multiple multicast groups since users can be further selected in this case to avoid interference and to respect priority. Here, we assume that the base-stations (BSs) have knowledge of the data intended for all groups as well as the channel state information (CSI) of all links. The OMS and transmit precoder are designed based on two optimization criteria: the worst per-user throughput and the weighted sum throughput. Given the user selection, the problem of finding the optimal transmit precoder under both criteria are non-convex and, thus, are alternatively formulated as convex feasibility problems, which are solved via bisection search. Then, an iterative user selection (IUS) algorithm is proposed to perform the outer optimization on the number of target receivers. The effectiveness of the proposed schemes are demonstrated through computer simulations. Device-to-device (D2D) communications as an underlay to a cellular network enable devices to communicate with each other directly using the same cellular band. Such D2D links reduce the base stations (eNBs) and core network's loadings while enhancing the spectral efficiency and network throughput by taking the advantage of the proximities of devices. Conventional cellular-based networks require that a link be setup through eNBs/core network. It is very inefficient either in terms of required multi-hop link setup, routing and other network overheads or from the viewpoint of delay and power performance if the physical D2D link offers good communication quality. For efficient D2D communications, a device must be able to track its local environment and discover suitable connecting devices within a short time span. In this report, we propose a D2D link setup protocol that enables a device to establish a reliable D2D link using proper radio resources while causing only tolerable interference to cellular users. We analyze the successful D2D link setup probability based on the proposed protocol and related signal quality requirements and assume both devices and macrocellular users are distributed according to some two dimensional Poisson point processes (PPPs). We find that the computing of such a probability is a quasiconcave function of the device' transmit power. We apply a bisection search with the help of the derived upper and lower bounds to accelerate the search and prove that the existence of the optimal solution. nt on two key technologies, the quick and reliable detection of primary users' activation state and the efficient use of the available spectrum under interference constraints. In the first year of this project, a collaborative change detection scheme was proposed to rapidly detect the presence or absence of primary users and, in the second year, an efficient sidelobe suppression scheme was proposed for OFDM cognitive radio systems.

In the third year, we use TSMC 0.35 μ m SiGe BiCMOS technology to implement Dual Direct Down-Converter for V-Band Applications, this circuit fully integrated Marchand Balun and Trifilar, and integrated 60 GHz Dual-conversion receiver to integrated circuits(ICs). Schottky barrier diode sub-harmonic mixer is adopted at first down-converter, and a low noise buffer is added to the inter-stage. Second down-converter is a resistive mixer with quarture LO signal. The output orthogonal IF signal is through the wide-band buffer.

And we focus on a specific multicast application and derive the optimal user selection and transmit covariance matrices under the interference environment. The use of opportunistic multicast scheduling (OMS) with transmit precoding is examined for multicell MIMO systems with multiple multicast groups (e.g., several primary and several secondary multicast groups). In multicast systems, data transmitted by the base-stations (BSs) must be received by all intended receivers and, thus, the transmission rate is limited by the worst intended receiver. OMS traditionally has been used to optimize the tradeoff between unicast and broadcast, but can have an even larger impact in systems with multiple multicast groups since users can be further selected in this case to avoid interference and to respect priority. Here, we assume that the base-stations (BSs) have knowledge of the data intended for all groups as well as the channel state information (CSI) of all links. The OMS and transmit precoder are designed based on two optimization criteria: the worst per-user throughput and the weighted sum throughput. Given the user selection, the problem of finding the optimal transmit precoder under both criteria are non-convex and, thus, are alternatively formulated as convex feasibility problems, which are solved via bisection search. Then, an iterative user selection (IUS) algorithm is proposed to perform the outer optimization on the number of target receivers. The effectiveness of the proposed schemes are demonstrated through computer simulations.

中文關鍵字：

馬爾尚巴倫、射頻電路、一對二變壓器、雙次降頻器、反射式相移器、巴特拉矩陣、感知無線電

英文關鍵字：

Marchand Balun, Radio Frequency Circuit, Trifilar, Dual Down-Converter, Reflection-Type Phase Shifter, Butler Matrix, Integrated Passive Device (IPD), Multiple-Input Multiple-Output (MIMO), Wireless Open Access Research Platform (WARP), Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM), Cognitive Radio(CR), SPRT, Cognitive Radio.

前言：

在通訊的領域中，頻譜是非常珍貴的資源，隨著網路的發達與普及，在無線通訊技術的頻譜已經不敷使用，隨著使用量的增加、速度的需求，高速傳輸的硬體技術又無法跟上通訊規格的時候，我們

需要的是更寬的頻寬，因此除了 2.4GHz 和 5GHz 以外，已經有人提出了 60GHz 作為短距離高速傳輸的解決辦法了，但是由於 60GHz 頻率太高，不可避免的需要較好的製程來達到通訊的需求，隨著製程的進步雖然電路的表現可以比較好，但隨之而來的就是成本的增加以及系統整合的困難，究竟需要將傳統 802.11a/b/g/n 的射頻前端電路以先進製程實現，或是將 60GHz 部分的射頻電路獨立開來，這不可避免的會帶來成本的增加，因此需要提出一個解決的辦法來。另外，近年來，感知無線電技術[1,2]以其能有效利用頻帶空洞(spectrum hole)的特性而受到熱烈的關注。在感知無線電網路中，當主要使用者沒在用授權的頻帶(spectrum)時，次要使用者可利用該頻帶傳送自己的資料。一旦主要使用者開始使用此頻帶時，次要使用者必須盡可能立即停止使用該頻帶。因此，為了盡可能的使用未被使用的頻帶，頻帶偵測技術 – 檢測主要使用者的訊號是否存在的技術，便是感知無線電網路中一個重要的議題。在限制對於主要使用者的影響程度下，如何讓次要使用者的頻帶使用效率最大化是個基本的議題。網路流量(throughput)是一個衡量頻帶使用效率的好準則。直覺地，當次要使用者花愈多的時間來偵測，會有愈高的準確度，對於主要使用者的影響就會愈小，但是如此一來，所能傳送的總流量就會被壓縮。因此為了能有效地利用主要使用者的頻帶空洞並且控制對主要使用者的影響在可容忍的範圍內，如何在傳送資料和偵測頻譜的時間分配上取得平衡也是個重要的議題。在感知無線電系統中，為了增加頻譜使用的彈性和合適性，正交分頻多工是個常被使用的技術。在這些系統中，次要使用者可以適應性地開啟和關閉在不同子載波上的傳輸以避免干擾到主要使用者。然而，即使已經關閉了在主要使用者所使用的頻段的子載波，鄰近的子載波的旁瓣輻射仍會造成的巨大的影響，特別是在干擾限制要求很嚴格的感知無線電系統。因此在次要使用者的訊號上做預處理來最小化這個效應是必須的。另外，由於對於高速群播傳送的需求與日漸增，如軟體更新、檔案下載和多媒體串流等應用，近幾年實體層群播技術引起了許多人的關注。當相同的訊息要同時分送給一群使用者時，由於無線媒體的廣播特性，群播會比傳統的單點傳送更有效率。當次要使用者取得頻譜使用權之後，次要使用者們便可以藉由形成群播網路來進行更有效率的資料傳輸，配合多天線的設備，更能實質地提升頻譜的使用效益。為了解決這些值得探討的議題，在此為期三年的計畫中，我們針對以下三個主題依續做深入的研究：(一)如何快速地偵測主要使用者使用頻譜的變遷狀況；(二)如何最小化對主要使用者的旁瓣干擾和最大化傳輸速率；(三)如何選取群播的群組和傳輸速率最大化最小的傳輸速率和最大化整體的加權傳輸速率。此外，由於高速率無線傳輸之需求越來越大而頻譜資源仍十分有限，直接的裝置對裝置(Device-to-Device, D2D)通訊不失為一既可以增加頻譜使用效率、減少現有網路負擔且可降低整體耗能的解決方案。D2D 通訊跟傳統的蜂巢式網路不一樣，以往裝置要通訊時必須上行到基地台，再由基地台下行到另外一個裝置，但對於兩個鄰近的裝置來說，這是一種非常沒有效率的傳輸方法。此外，因為它是一種近距離傳輸的技術，可以帶來一些額外的好處，包括：具有相對高的資料傳輸速率，低傳輸延遲，較少的功率損耗[19]，減輕基地台及核心網路負載且因為裝置重覆使用蜂巢式網路的頻譜，可以有較高的頻譜使用效率[20]。但因為用到原本蜂巢式網路所使用的頻譜，需要考慮對原來蜂巢式使用者所造成的干擾。D2D 的應用包含了社交網路、公共安全和減輕網路負載[21]。儘管 D2D 具有許多優點，同時也存在著一些問題，像是端對端通訊建立的機制，如何處理蜂巢式網路與 D2D 使用者間相互的干擾，在 D2D 傳送模式和蜂巢式網路的切換，都是 D2D 通訊所要考慮的。

研究目的：

在已經商品化的通訊產品中，已經有人使用了 2.4GHz 傳送資料及 5GHz 傳送影像的方法了，由於在 802.11n 的協定中，是可以使用 2.4GHz 或是 5GHz 的頻段，但是卻沒有同時傳送的訊號處理機制作配合，如果想要使用該方法來同時傳送資料和影像，就必須增加硬體成本來實現，為了解決該問題我們提出使用 60GHz 傳輸影像而 2.4GHz/5GHz 傳輸資料的模式，如此一來就能夠避免上述的問題，並且使用 60GHz 的頻寬可以傳送更高資料量的高畫質影像；因此，本計畫實作了 60GHz 的低成本雙次直接降

頻器。而在感知通訊技術方面，我們將機會式群播排程的概念延伸到多細胞(multicell)多天線(MIMO)之多群組的群播網路。例如，在感知無線電中，主要系統與次要系統可各自組成各自的多細胞多天線群播網路，而藉由群播群組和傳輸共變數矩陣的設計，以減少干擾，並最大化傳輸速率。我們根據兩種最佳化的準則來設計機會式群播排程和傳送預先編碼器：最差的平均用戶吞吐量和加權和吞吐量。在這兩種準則的情況下，此問題被分為內部及外部的最佳化問題。在內部最佳化問題中，會先在給定所選的用戶時找出最佳的傳送預編碼器。這個問題在兩種準則下皆會是非凸面的最佳化問題，因此會被轉化為凸面可行性問題，它可以被二分法搜尋來解出答案。接著，外部的最佳化問題是最佳用戶選擇的問題。然而，因為這問題本質上是個排列組合的問題，當用戶數量增加時，複雜度也跟著提高許多而無法解出。因此，我們提出了疊代的演算法來降低搜尋最佳用戶選擇的複雜度，也用電腦模擬的結果來展示我們所提出的方法是有效的。D2D通訊存在一個問題，當兩個裝置可以直接通訊時，它們必須知道(偵測到)彼此的存在且迅速建立鏈路。大多數的文獻皆著重於資源分配、功率控制和模式(網路)的選擇[22-30]，多數的研究均假設，D2D的鏈路已建立完成，且只考慮一對裝置間之通訊，只有少許文獻探討鏈路建立的流程[31-33]，但也都限於單一鏈路之建立且缺乏干擾之考慮。本計畫要研究的即是D2D鏈路建立的流程，我們探討同時多對D2D鏈路之建立。在避免對原蜂巢用戶造成過量干擾的原則下，這些鏈路應盡量與現有蜂巢網路用戶共享資源。

文獻探討：

在1944年由Marchand提出Marchand Balun的電路架構，最早為同軸傳輸的複雜立體架構(圖51)，後來由Roberts將其簡化為簡單的平面耦合架構(如圖52)，該段平面耦合線又稱之為Marchand Compensated Balun，因此得以提供另一共振腔來增加頻寬，在射頻電路的電路中，不論是Amplifier、Frequency Doubler及Phase Shifter，都需要Balun提供平衡式訊號。此次設計的Marchand Balun 具有可使用在寬頻帶，產生平衡式訊號的效果。討論Marchand Balun時，我們很在意頻寬的問題，我們必須要有寬頻且Phase準確的元件，而Marchand Balun當頻率不在中心頻率時，開路傳輸線阻抗小，而短路傳輸線阻抗相對很大，因此阻抗依然會接近負載阻抗，這就是為什麼我們選擇Marchand Balun的原因了，該元件寬頻的特性在60GHz的應用上非常足夠，我們可以使用Marchand Balun來針對我們的頻帶作平衡式訊號的供給。另一方面而言，多數討論實體層群播技術的文獻會假設基地台是同時傳輸資料到所有在群播群組中的使用者。在此情況下，每個時間槽的傳輸速率便會受限於通道增益最糟的使用者。這種問題可使用機會式群播排程 (opportunistic multicast scheduling, OMS)來解決[3-6]，其中在每個時間槽只有使用者的子集合(即有足夠好的通道的使用者)會被選為接收端。用噴泉碼(fountain codes)將訊息編碼並在多個時間槽傳送，不論接收到訊息時間為何，每個使用者可以在收到足夠的訊源位元後將訊息還原。多使用者分集(multiuser diversity)和群播增益(multicast gain)間最佳的平衡可透過在每個時間槽選擇最佳的使用者集合當做接收端來做到。這個概念有被延伸到[8]的多天線的系統，和[10]用連續解碼(successive decoding)[9]的多群播群組情境。其中特別注意到，上述的系統只有考慮單一天線的收發端。文獻中也有許多考慮最佳化多天線群播傳輸的問題，然而這些研究多數假設所有使用者在每個時間槽都是會被同時服務到的，而專注於設計在傳送端的群播波束成形(beamformer)。在[11]中，考慮了單一基地台與單一群播群組系統的群播波束成形問題。在[12]中，這個問題被進一步地延伸到多群組。[13]和[14]提出了疊代演算法來降低[11,12]的計算複雜度。在多天線系統使用機會式群播的應用近期在[15,16]有被研究到，但只有考慮單一基地台的波束成形。現在存在許多區域通訊技術，像是Bluetooth、WLAN (Wireless Local Area Network)和ZigBee，Bluetooth是一種短覆蓋範圍且操作在未許可的頻譜上，範圍約莫10公尺，Bluetooth裝置可以在周遭找7個其它的裝置，鄰近搜尋的過程可分成兩種步驟，inquiry過程和paging過程，詳細的鏈路建立過程可以參考[34]。因為WLAN的訊號是以廣播的形式，任何在AP (Access Point)週遭的裝置都可以共享資源，其傳輸必須要透過AP傳送。

WLAN裝置偵測AP的方式有兩種形式，一種是裝置透過AP所傳送過來的訊息偵測，另一種是由裝置廣播訊號給周遭的AP，由裝置接收週遭AP的回報來選擇要與哪一個AP建立鏈路，詳細的鏈路建立過程可以參考[35]。ZigBee是一種自我建構的技術，經由傳送要求，裝置都可以進入到網路，並沒有調節器來控制整個網路，詳細的鏈路建立過程可以參考[36]。D2D通訊是操作在許可頻段，它相對於Bluetooth和WLAN等操作在非許可頻段的技術具有許多優點，只有許可頻段可以提供穩定和干擾可控的通訊環境，這對於需要服務品質的使用者是非常重要的，因此使用者才會願意支付費用來享受D2D的服務。

研究方法與成果討論：

A. 智慧型天線於階層式感知無線電系統之最佳上行傳輸技術

A.1. 階層式感知無線電系統

我們所考慮的無線通訊系統可以用圖 1 來表示，包括一個付費的主要系統與一個非付費的次要系統，次要系統可以在不對主要系統造成嚴重干擾的前提下，共用主要系統的頻譜資源，同時傳送資料。因此，干擾控制是對於次要系統的重要要求，次要系統必須藉由得知整體系統的通道資訊，來控制對於主要系統的干擾，並且盡量消除主要系統造成的干擾，以利本身的資料傳送。

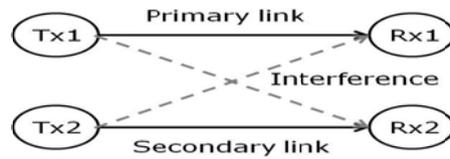


圖 1 階層式感知無線電系統架構圖

在此研究中，主要及次要系統都採用最先進的多輸入多輸出天線(Multi-Input and Multi-Output Antenna, MIMO)且正交分頻多工(Orthogonal Frequency Division Multiplexing)技術來實行資料上傳。

	Secondary System	Primary System
Transmit Power	Q_s	Q_p
Set of Scheduled UEs	S	S_p
Channel of Data	$h_{k,n_{sc}} (M*1)$	$\tilde{h}_{k,n_{sc}} (M*1)$
Channel of ICI	$g_{k,n_{sc}} (M*1)$	$\tilde{g}_{k,n_{sc}} (M*1)$
Beamforming Weights	$w_{k,n_{sc}} (M*1)$	$\tilde{w}_{k,n_{sc}} (M*1)$
Tx Antennas	1	1
Rx Antennas	M	M

k : Primary/Secondary UE's index; n_{sc} : Subcarrier index

表 1 系統參數符號表

A.2. 波束權重設計

a. 訊號模型：

假設基地台各有 M 根天線，使用者各有 1 根天線，也就是兩個系統最多各能同時服務 M 個使用

者。

對次要系統而言：

$$r_{k,n_{sc}} = \underbrace{\sqrt{Q_s} \mathbf{w}_{k,n_{sc}}^\dagger (\mathbf{h}_{k,n_{sc}} s_{k,n_{sc}})}_{\text{desired signal}} + \underbrace{\sqrt{Q_s} \sum_{i \in S, i \neq k} \mathbf{w}_{k,n_{sc}}^\dagger (\mathbf{h}_{i,n_{sc}} s_{i,n_{sc}})}_{\text{multi-users interference}} + \underbrace{\sqrt{Q_p} \sum_{j \in S_p} \mathbf{w}_{k,n_{sc}}^\dagger (\mathbf{g}_{j,n_{sc}} \tilde{s}_{j,n_{sc}})}_{\text{inter-cell interference}} + \mathbf{w}_{k,n_{sc}}^\dagger N_{n_{sc}}, k \in S.$$

訊號之SINR:

$$\gamma_{i,n_{sc}} = \frac{Q_s \left| \mathbf{w}_{i,n_{sc}}^\dagger \mathbf{h}_{i,n_{sc}} \right|^2}{Q_s \sum_{k \in S, k \neq i} \left| \mathbf{w}_{i,n_{sc}}^\dagger \mathbf{h}_{k,n_{sc}} \right|^2 + Q_p \sum_{j \in S_p} \left| \mathbf{w}_{i,n_{sc}}^\dagger \mathbf{g}_{j,n_{sc}} \right|^2 + \sigma_N^2}$$

b. 最大化訊號對干擾雜訊功率比(SINR):

假設次要系統選擇了合適的使用者群組上傳資料，則系統可以利用波束權重技術來最大化接收訊號的 SINR，以確保接收訊號的品質為最佳，最佳波束權重問題可表式為下式：

Problem (1):

$$\begin{aligned} \mathbf{w}_{i,n_{sc}}^* &= \arg \max \gamma_{i,n_{sc}}, \\ &= \arg \max_{\mathbf{w}_{i,n_{sc}}} \frac{Q_s \left| \mathbf{w}_{i,n_{sc}}^\dagger \mathbf{h}_{i,n_{sc}} \right|^2}{Q_s \sum_{k \in S, k \neq i} \left| \mathbf{w}_{i,n_{sc}}^\dagger \mathbf{h}_{k,n_{sc}} \right|^2 + Q_p \sum_{l \in S_p} \left| \mathbf{w}_{i,n_{sc}}^\dagger \mathbf{g}_{l,n_{sc}} \right|^2 + \sigma_N^2}, \\ &\quad \|\mathbf{w}_{i,n_{sc}}\| \leq 1, \forall i \in S, n_{sc} \in [1, N_{sc}]. \end{aligned}$$

為了求得上述問題的最佳解，我們運用凸面最佳化理論，證明此問題的目標函數為準凹面 (quasi-concave) 函數，接著運用已知的問題轉換技巧將此問題轉換成準凸面最佳化問題：

Problem(2):

$$\begin{aligned} &\max_{\mathbf{w}_{i,n_{sc}}, t_{i,n_{sc}}, \|\mathbf{w}_{i,n_{sc}}\| \leq 1} t_{i,n_{sc}} \\ &s.t. \quad \|\mathbf{A}_{i,n_{sc}} \mathbf{w}_{i,n_{sc}} + \mathbf{b}\|_2 \leq \sqrt{1 + 1/t_{i,n_{sc}}} \mathbf{h}_{i,n_{sc}}^\dagger \mathbf{w}_{k,n_{sc}}. \\ \mathbf{A}_{i,n_{sc}} &= \left[\mathbf{h}_{1,n_{sc}}, \dots, \mathbf{h}_{n,n_{sc}}, \sqrt{\frac{Q_p}{Q_s}} \mathbf{g}_{1,n_{sc}}, \dots, \sqrt{\frac{Q_p}{Q_s}} \mathbf{g}_{m,n_{sc}}, \mathbf{0}_{1 \times M} \right]^\dagger \quad \mathbf{b} = \left[\mathbf{0}_{1 \times (n+m)}, \frac{\sigma_N}{\sqrt{Q_s}} \right]^T \\ &\quad \forall i \in S, n_{sc} \in [1, \dots, N_{sc}]. \end{aligned}$$

問題(2)在 t 固定時是凸面最佳化問題，可以用現有的 interior-point method 求解，因此最佳解可以用二分逼近法求得：

- 1) Set the expected SINR upper bound u and lower bound l : $u := 10^4$ and $l := 0$. Set convergence tolerance: $\epsilon := 1$.
- 2) For $i = 1 : |S|$, for $n_{sc} = 1 : N_{sc}$; while $u - l \geq \epsilon$:
 - a) $t_{i,n_{sc}} := (l + u)/2$.
 - b) Solve the convex problem (2).
 - c) if the problem is solvable, $l := t_{i,n_{sc}}$; otherwise $u := t_{i,n_{sc}}$.

A.3. 使用者排程設計

主要系統使用者之接收訊號:

$$\begin{aligned} \tilde{r}_{k,n_{sc}} = & \underbrace{\sqrt{Q_p} \tilde{\mathbf{w}}_{k,n_{sc}}^\dagger (\tilde{\mathbf{h}}_{k,n_{sc}} \tilde{s}_{k,n_{sc}})}_{\text{desired signal}} + \underbrace{\sqrt{Q_p} \sum_{i \in S_p, i \neq k} \tilde{\mathbf{w}}_{k,n_{sc}}^\dagger (\tilde{\mathbf{h}}_{i,n_{sc}} \tilde{s}_{i,n_{sc}})}_{\text{multi-users interference}} \\ & + \underbrace{\sqrt{Q_s} \sum_{j \in S} \tilde{\mathbf{w}}_{k,n_{sc}}^\dagger (\tilde{\mathbf{g}}_{j,n_{sc}} s_{j,n_{sc}})}_{\text{inter-cell interference}} + \tilde{\mathbf{w}}_{k,n_{sc}}^\dagger \tilde{N}_{n_{sc}}, k \in S. \end{aligned}$$

因為次要系統的加入，對主要系統造成額外的干擾(inter-cell interference)，接收到干擾訊號的功率可以被表示如下:

$$P_{ICI}(i, n_{sc}) = Q_s \sum_{j \in S} \left| \tilde{\mathbf{w}}_{i,n_{sc}}^\dagger \tilde{\mathbf{g}}_{j,n_{sc}} \right|^2$$

使用者排程的設計目標就是選擇出合適的次要使用者集合，使得造成的干擾功率小於一個上限值 ρ 。為了降低演算法的運算量，我們先從次要使用者的干擾通道向量($\tilde{\mathbf{g}}$)作判斷，選擇出對於主要使用者造成干擾較小的一組集合，選擇的標準為:

1. $\|\tilde{\mathbf{g}}\|^2 < g_d$: 通道增益夠小，也就是距離主要系統的基地台夠遠。 $g_d = \rho - Q_s$ (dB)
2. 通道向量和接收端的波束權重向量正交，兩向量的正交性定義為 Ω :

$$\Omega_{i,j}^{n_{sc}} = \frac{|\tilde{\mathbf{w}}_{i,n_{sc}}^\dagger \tilde{\mathbf{g}}_{j,n_{sc}}|}{\|\tilde{\mathbf{w}}_{i,n_{sc}}\| \|\tilde{\mathbf{g}}_{j,n_{sc}}\|}$$

當符合條件的候選者被決定後，我們先選擇對次要系統基地台來說通道狀態最好的使用者，接者依次選入通道增益與通道正交性之比值最大的使用者，在每次選入使用者後還須判斷造成的干擾功率是否大於臨界值 ρ 。

通道增益平均值 G :

$$G(i) = \frac{1}{N_{sc}} \sum_{n_{sc}=1}^{N_{sc}} \|\mathbf{h}_{i,n_{sc}}\|$$

使用者通道正交性平均值 ω :

$$\omega_{i,j} = \frac{1}{N_{sc}} \sum_{n_{sc}=1}^{N_{sc}} \frac{|\mathbf{h}_{i,n_{sc}}^\dagger \mathbf{h}_{j,n_{sc}}|}{\|\mathbf{h}_{i,n_{sc}}\| \|\mathbf{h}_{j,n_{sc}}\|}$$

排程演算法的步驟如下:

- 1) Set an orthogonality tolerance $\delta := 0.1$ and ICI power threshold $\rho := -120$ dBm.
- 2) $\forall j \in [1, K]$:
 - If the channel gain $\|\bar{\mathbf{g}}_{j,n_{sc}}\|^2 \leq g_d, \forall n_{sc}$, SU j is put into a candidate set S' , else:
 - a) Calculate the channel correlation metric between SU j and every PU $i \in S_p$ on all the subcarriers in the resource block.
 - b) Find the maximum value of all the correlation metrics in one resource block:

$$\Omega_j^{max} = \max_{i, n_{sc}} \Omega_{i,j}^{n_{sc}}$$
 - c) Put SU i , whose $\Omega_j^{max} \leq \delta$, into a set S'
 - Finally the candidate set becomes:

$$S' = \{j | \|\bar{\mathbf{g}}_{j,n_{sc}}\|^2 \leq g_d, \forall n_{sc}\} \cup \{j | \Omega_j^{max} \leq \delta\}.$$
- 3) Sort the element in S' by the average channel gain $G(i)$ in descent order i.e. $G(S'(1)) \geq G(S'(2)) \geq \dots \geq G(S'(|S'|))$.
- 4) Initialize $S = S'(1)$ and set $n_{sc} = 1$.
- 5) While $|S| < M \wedge P_{ICI}(k, n_{sc}) < \rho, \forall k \in S_p$:
 - Refresh $S = S \cup S'(i^*), i^* = \max_{i \in S', S'(i) \notin S} \left(G(i) / \sum_{j \in S} \omega_{S'(i),j} \right)$.

A.4. 模擬結果

系統參數及通道模型如下表所示：

	Primary	Secondary
Cell Radius	1 km	500 m
Number of UEs	50	50
Beamformer	ZFBF	Optimal
Scheduler	Greedy for best CSI	Proposed
Transmit Power	23 dBm	17 dBm
Noise Power	-174 dBm/Hz	
Number of Antennas	1 Tx for UE, 4 Rx for BS	
Channel Model	3GPP MIMO SCM	
Number of Subcarrier	12 (i.e. 1 RB), BW: 15 kHz/subcarrier	

表 2 系統模擬參數設定

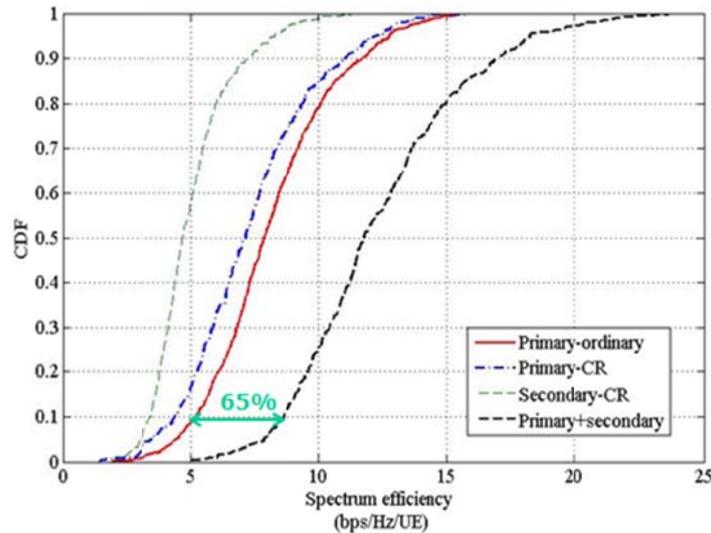


圖 2 系統使用者之頻譜使用效率實驗性 CDF

圖 2 為本研究提出之階層式感知無線電系統，在上行模式下，頻譜使用效率的模擬結果，可以看出加入次要系統雖然造成主要系統頻譜使用效率的些微下降，但是次要使用者頻譜使用效率的加入遠大於主要使用者的減少量，因而促成系統整體頻譜使用效率的提升。

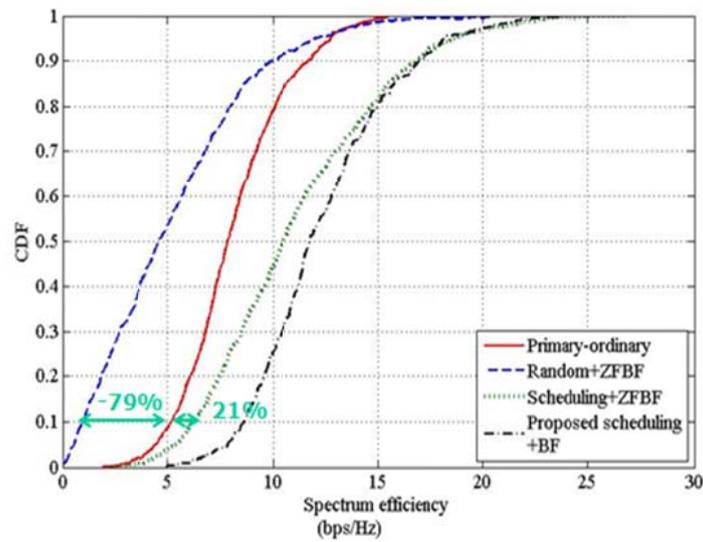


圖 3 在不同系統演算法下，系統頻譜使用效率之比較

圖 3 是為了探討本研究所提出之演算法是否有效，所做出的模擬結果，當次要系統隨機選取使用者並對接收訊號採用傳統的 zero-forcing beamforming(Random+ZFBF)設計時，模擬結果顯示，次要系統無法有效的消除干擾，因此反而造成整體系統的頻譜使用效率降低；當次要系統採用所提出之排程設計搭配 zero-forcing beamforming(Scheduling+ZFBF)時，整體頻譜使用效率有所提升，但是提升幅度不大；當系統多採用所提出之最佳波束權重設計時，頻譜使用效率大幅提升，這是因為所提出的設計相較於 ZFBF 更能有效的消除干擾。

Number of SUs	10	30	50
Avg. number of scheduled SUs	3.1	3.9	4

表 3 使用者人數對次要系統使用者排程的影響

從表 3 可以看出，當要求服務的次要使用者人數過少時，次要系統無法選取足夠多的使用者作服務，這是因為低於干擾功率上限要求的使用者太少，所以使用者多樣性過低會使次要系統的總傳輸率下降。

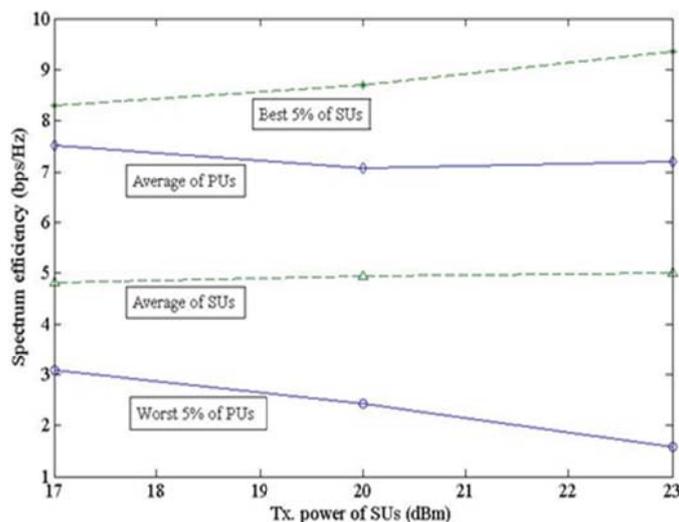


圖 4 次要使用者採用不同傳輸功率對頻譜使用效率的影響

圖 4 的結果是在採用本研究提出之演算法為前提下得到，可以看出增加次要使用者的傳輸功率，只會增加次要使用者頻譜使用率實驗數值中最佳 5% 的平均值，以及降低主要使用者頻譜使用率實驗數值中最差 5% 的平均值，然而，對雙方整體的平均值幾乎沒有造成影響，從保護主要使用者及節能的觀點看來，次要使用者應當採用較低的傳送功率。

A.5. 結論

本研究提出階層式感知無線電在上行傳輸時可以採用的波束權重與使用者排程設計，模擬結果顯示本研究提出的方法可以有效降低干擾以增加整體系統的頻譜使用率。從模擬結果亦可觀察出，次要系統之使用者密度應達到一定數量，才有足夠的使用者多樣性(user diversity)使次要系統完全利用其天線自由度，而達到最大的系統總傳輸率。另外，增加次要使用者的傳送功率對於系統的平均傳輸率沒有太大影響，因此建議次要使用者採用滿足細胞覆蓋範圍的最低傳送功率。

B. 多細胞多天線網路中利用傳送預先編碼的機會式群播排程技術

我們考慮一個由 N_b 個具有 N_t 根天線的基地台和 K 個單一天線的使用者所構成的下行(downlink)的網路，如錯誤！找不到參照來源。所示。令 G 個群播群組為 $\{G_1, \dots, G_G\}$ ，而每個群組有 $|G_i|$ 個收到相同訊息的使用者； $\mathbf{h}_{b,k} \in \mathbb{C}^{N_t}$ 是基地台 b 和使用者 k 之間的瞬時通道向量。我們假設基地台們有完美的通道狀態訊息，並且考慮時槽(time-slotted)系統，即 $\mathbf{h}_{b,k} \in \mathbb{C}^{N_t}$ 在一個時槽間是不變的，而在時槽和時槽之間的轉變是獨立的。在基地台會彼此合作的情境下，基地台間會彼此分享通道狀態訊息。一群使用者可被多個基地台服務，而一個基地台也可以服務多個使用者群組。定義 \mathcal{B}_i 為服務群組 i 的基地台形成的集合，和 \mathcal{I}_b 為被基地台 b 所服務的群組集合。因此，使用者 $k \in G_i$ 收到的訊號可以寫做

$$\begin{aligned} y_k &= \sum_{b \in \mathcal{B}_i} \mathbf{h}_{b,k}^H \mathbf{s}_{b,i} + \sum_{b \in \mathcal{B}_i} \mathbf{h}_{b,k}^H \sum_{j \neq i, j \in \mathcal{I}_b} \mathbf{s}_{b,j} + \sum_{a \notin \mathcal{B}_i} \mathbf{h}_{a,k}^H \sum_{j \in \mathcal{I}_a} \mathbf{s}_{a,j} + n_k \\ &= \mathbf{h}_k^H \mathbf{s}_i + \mathbf{h}_k^H \sum_{j \neq i} \mathbf{s}_j + n_k \end{aligned}$$

其中

$$\begin{aligned} \mathbf{h}_k^H &= [\mathbf{h}_{1,k}^H, \mathbf{h}_{2,k}^H, \dots, \mathbf{h}_{N_b,k}^H], \\ \mathbf{s}_i^H &= [\mathbf{s}_{1,i}^H, \mathbf{s}_{2,i}^H, \dots, \mathbf{s}_{N_b,i}^H], \quad \mathbf{s}_{b,i} = \mathbf{0}, \quad b \notin \mathcal{B}_i, \end{aligned}$$

而 $n_k \sim \mathcal{CN}(0, \sigma_k^2)$ 為在使用者 k 的複高斯白雜訊。

此外，我們假設 \mathbf{s}_i 是不相關的； \mathbf{h}_k 裡的元素也是假設為獨立且同分佈，分佈為 $\mathcal{CN}(0, 1)$ 。基地台 b 的個別功率的限制可以寫做 $\sum_{i \in \mathcal{I}_b} \|\mathbf{s}_{b,i}\|^2 \leq P_b$ 。當使用者將干擾當作雜訊來處理時，在使用者 $k \in G_i$ 的訊號對干擾及雜訊比(SINR)為

$$\gamma_k = \frac{\mathbf{h}_k^H \mathbf{E}[\mathbf{s}_i \mathbf{s}_i^H] \mathbf{h}_k}{\mathbf{h}_k^H \left(\sum_{j \neq i} \mathbf{E}[\mathbf{s}_j \mathbf{s}_j^H] \right) \mathbf{h}_k + \sigma_k^2}.$$

定義共變數矩陣 $\mathbf{Q}_i \triangleq \mathbf{E}[\mathbf{s}_i \mathbf{s}_i^H]$ 。矩陣 \mathbf{Q}_i 為一個塊狀矩陣(block matrix)其中第 (a, b) 個區塊為 $\mathbf{Q}_{a,b,i} \triangleq \mathbf{E}[\mathbf{s}_{a,i} \mathbf{s}_{b,i}^H]$ 。利用 $\text{tr}(\mathbf{AB}) = \text{tr}(\mathbf{BA})$ ，在使用者 $k \in G_i$ 的訊號對干擾及雜訊比可以表示為

$$\gamma_k = \frac{\text{tr}(\mathbf{Q}_i \mathbf{h}_k \mathbf{h}_k^H)}{\sum_{j \neq i} \text{tr}(\mathbf{Q}_j \mathbf{h}_k \mathbf{h}_k^H) + \sigma_k^2}.$$

B.1. 最佳傳送預編碼器

在多數之前群播的研究中，傳輸的方法可以被分類為傳送波束成形(transmit beamforming)和空間多工(spatial multiplexing)。在傳送波束成形方法中，基地台可利用通道狀態訊息來建造一維的波束成形向量以提高系統的效能。但是這麼一來的缺點是這最佳化的問題是一個非凸面(non-convex)且非確定性多項式難度(NP-hard)的問題[11]。因此我們可將問題藉由半定放寬(semidefinite relaxation, SDR)的技巧重新表述，而也因為維度限制而是次好解(suboptimal)。另一方面，空間多工方法可以傳送傳輸共變數矩陣為 $\mathbf{Q}_{b,b,i} \triangleq \mathbf{E}[\mathbf{s}_{b,i}\mathbf{s}_{b,i}^H] = k\mathbf{I}$ 的訊號 $\mathbf{s}_{b,i}$ ，其中 k 是一個常數系數。這個方法可以達到滿維度，但這沒有用到通道狀態訊息來設計傳輸共變數矩陣。因此，我們採用最佳的傳輸預編碼器方法，它利用了通道狀態訊息和全部的自由度(degree of freedom)來設計傳輸共變數矩陣。在[8]中，我們可以觀察到最佳傳輸預編碼器方法比波束成形和空間多工來的好。

B.2. 機會式群播排程

傳統的群播系統中，基地台總是會選所有的使用者來傳送資料，因此傳輸速率便會受限於訊號雜訊與干擾比最差的使用者。為了提高傳輸速率，我們使用機會式群播排程方法讓每個訊息橫越多個時間槽傳送。在第 m 個時間槽，基地台選擇使用者子集合 $\{\mathcal{A}_i[m]\}_{i=1}^G$ 來傳送。由於通道狀態在時槽與時間之間是獨立且相同地變化，所以每個使用者有相同的機率成功地收到傳送的資料而因此時間索引 m 是可以被忽略的。如此一來，群組 i 的群播速率可以表示為

$$R_i = \log \left(1 + \min_{k \in \mathcal{A}_i} \frac{\text{tr}(\mathbf{Q}_i \mathbf{h}_k \mathbf{h}_k^H)}{\sum_{j \neq i} \text{tr}(\mathbf{Q}_j \mathbf{h}_k \mathbf{h}_k^H) + \sigma_k^2} \right).$$

接著，我們定義 $L_i = |\mathcal{A}_i|$ 為子集合 \mathcal{A}_i 的使用者數。藉由無速率約束碼(rateless code)的邊碼方法，如噴泉碼[7]，將訊息邊碼成資料串流傳送出去，而任一使用者在收到足夠多的訊源位元後便可以復原原始訊息。在每個時槽，基地台選擇最佳的使用者子集合來傳輸以滿足吞吐量最大化。在機會式排程下方法中[8]，跟傳統總是選擇所有使用者來傳輸的群播方法比較起來，效能是有提升的。因此在機會式排程的方法下，我們依分別用最差的平均用戶吞吐量和加權和吞吐量這兩個準則來設計我們的系統。

準則 1：最差的平均用戶吞吐量(the worst per-user throughput)

定義用戶平均吞吐量為

$$\Psi_i = \frac{L_i R_i}{|\mathcal{G}_i|},$$

則最佳化問題可寫成

$$\begin{aligned} & \max_{\{\mathcal{A}_i\}_{i=1}^G} \max_{\{R_i, \mathbf{Q}_i\}_{i=1}^G} \min_{i \in \{1, \dots, G\}} \frac{L_i R_i}{|\mathcal{G}_i|} \\ & \text{subject to} \quad \log_2 \left(1 + \frac{\text{tr}(\mathbf{Q}_i \mathbf{h}_k \mathbf{h}_k^H)}{\sum_{j \neq i} \text{tr}(\mathbf{Q}_j \mathbf{h}_k \mathbf{h}_k^H) + \sigma_k^2} \right) \geq R_i \quad \forall k \in \mathcal{A}_i \quad \forall i, j \\ & \quad \mathbf{Q}_i \succeq \mathbf{0} \quad \forall i, \quad \sum_{i \in \mathcal{I}_b} \text{tr}(\mathbf{Q}_{b,b,i}) \leq P_b \quad \forall b \\ & \quad \mathbf{Q}_{b,b,i} = \mathbf{0}_{N_t \times N_t} \quad \forall b \quad \forall i \notin \mathcal{I}_b \\ & \quad \mathbf{Q}_{a,b,i} = \mathbf{0}_{N_t \times N_t} \quad \forall a, b \quad \forall i \notin \mathcal{I}_a \cap \mathcal{I}_b. \end{aligned} \quad (1)$$

最佳傳輸編碼器設計

在最佳化問題(1)中，由於這些參數都耦合在一起，導致這個問題是棘手的。為了解決這個最佳化問題，我們把他分為內部和外部的最佳化問題。給定用戶子集合 $\{\mathcal{A}_i\}_{i=1}^G$ ，我們的目標是設計 $\{\mathbf{Q}_i\}_{i=1}^G$

來最大化最差的平均用戶吞吐量。內部的最佳化問題可以表示為

$$\begin{aligned}
& \max_{\{R_i, \mathbf{Q}_i\}_{i=1}^G} \min_{i \in \{1, \dots, G\}} \frac{L_i R_i}{|\mathcal{G}_i|} \\
& \text{subject to} \quad \log_2 \left(1 + \frac{\text{tr}(\mathbf{Q}_i \mathbf{h}_k \mathbf{h}_k^H)}{\sum_{j \neq i} \text{tr}(\mathbf{Q}_j \mathbf{h}_k \mathbf{h}_k^H) + \sigma_k^2} \right) \geq R_i \quad \forall k \in \mathcal{A}_i \quad \forall i, j \\
& \quad \mathbf{Q}_i \succeq \mathbf{0} \quad \forall i, \quad \sum_{i \in \mathcal{I}_b} \text{tr}(\mathbf{Q}_{b,b,i}) \leq P_b \quad \forall b \\
& \quad \mathbf{Q}_{b,b,i} = \mathbf{0}_{N_t \times N_t} \quad \forall b \quad \forall i \notin \mathcal{I}_b \\
& \quad \mathbf{Q}_{a,b,i} = \mathbf{0}_{N_t \times N_t} \quad \forall a, b \quad \forall i \notin \mathcal{I}_a \cap \mathcal{I}_b.
\end{aligned} \tag{2}$$

這是一個非凸面的問題，並不容易解出，因此我們試圖將它轉化為可行性問題，就可以用二分搜尋法來有效率地找出解。將速率的限制併入目標函數，此最佳化問題可寫為

$$\begin{aligned}
& \max_{\{\mathbf{Q}_i\}_{i=1}^G} \min_{i \in \{1, \dots, G\}} \min_{k \in \mathcal{A}_i} \frac{L_i}{|\mathcal{G}_i|} \log_2 \left(1 + \frac{\text{tr}(\mathbf{Q}_i \mathbf{h}_k \mathbf{h}_k^H)}{\sum_{j \neq i} \text{tr}(\mathbf{Q}_j \mathbf{h}_k \mathbf{h}_k^H) + \sigma_k^2} \right) \\
& \quad \mathbf{Q}_i \succeq \mathbf{0} \quad \forall i, \quad \sum_{i \in \mathcal{I}_b} \text{tr}(\mathbf{Q}_{b,b,i}) \leq P_b \quad \forall b \\
& \quad \mathbf{Q}_{b,b,i} = \mathbf{0}_{N_t \times N_t} \quad \forall b \quad \forall i \notin \mathcal{I}_b \\
& \quad \mathbf{Q}_{a,b,i} = \mathbf{0}_{N_t \times N_t} \quad \forall a, b \quad \forall i \notin \mathcal{I}_a \cap \mathcal{I}_b.
\end{aligned}$$

引入一個輔助變數 t 來當作最差平均用戶吞吐量的下界，這問題可以寫為

$$\begin{aligned}
& \max_{\{\mathbf{Q}_i\}_{i=1}^G, t} t \\
& \text{subject to} \quad \frac{L_i}{|\mathcal{G}_i|} \log_2 \left(1 + \frac{\text{tr}(\mathbf{Q}_i \mathbf{h}_k \mathbf{h}_k^H)}{\sum_{j \neq i} \text{tr}(\mathbf{Q}_j \mathbf{h}_k \mathbf{h}_k^H) + \sigma_k^2} \right) \geq t \quad \forall k \in \mathcal{A}_i \quad \forall i, j \\
& \quad \mathbf{Q}_i \succeq \mathbf{0} \quad \forall i, \quad \sum_{i \in \mathcal{I}_b} \text{tr}(\mathbf{Q}_{b,b,i}) \leq P_b \quad \forall b \\
& \quad \mathbf{Q}_{b,b,i} = \mathbf{0}_{N_t \times N_t} \quad \forall b \quad \forall i \notin \mathcal{I}_b, \quad \mathbf{Q}_{a,b,i} = \mathbf{0}_{N_t \times N_t} \quad \forall a, b \quad \forall i \notin \mathcal{I}_a \cap \mathcal{I}_b.
\end{aligned}$$

接著我們想針對非凸面的吞吐量限制把這個問題轉換為半正定規劃(semidefinite programming, SDP)的型式，此問題變為

$$\begin{aligned}
& \max_{\{\mathbf{Q}_i\}_{i=1}^G, t} t \\
& \text{subject to} \quad \text{tr}(\mathbf{Q}_i \mathbf{h}_k \mathbf{h}_k^H) \geq \left(2^{\frac{|\mathcal{G}_i|}{L_i} t} - 1 \right) \left(\sum_{j \neq i} \text{tr}(\mathbf{Q}_j \mathbf{h}_k \mathbf{h}_k^H) + \sigma_k^2 \right) \quad \forall k \in \mathcal{A}_i \quad \forall i, j \\
& \quad \mathbf{Q}_i \succeq \mathbf{0} \quad \forall i, \quad \sum_{i \in \mathcal{I}_b} \text{tr}(\mathbf{Q}_{b,b,i}) \leq P_b \quad \forall b \\
& \quad \mathbf{Q}_{b,b,i} = \mathbf{0}_{N_t \times N_t} \quad \forall b \quad \forall i \notin \mathcal{I}_b, \quad \mathbf{Q}_{a,b,i} = \mathbf{0}_{N_t \times N_t} \quad \forall a, b \quad \forall i \notin \mathcal{I}_a \cap \mathcal{I}_b.
\end{aligned}$$

然而，由於非線性的限制(變數耦合在一起)，這問題依舊是一個難解的非凸面問題。因此，我們固定 t ，這問題便成為一個凸面可行性問題，可以寫做

$$\begin{aligned}
& \text{find} \quad \{\mathbf{Q}_i\}_{i=1}^G \\
& \text{subject to} \quad \text{tr}(\mathbf{Q}_i \mathbf{h}_k \mathbf{h}_k^H) \geq \left(2^{\frac{|\mathcal{G}_i|}{L_i} t} - 1 \right) \left(\sum_{j \neq i} \text{tr}(\mathbf{Q}_j \mathbf{h}_k \mathbf{h}_k^H) + \sigma_k^2 \right) \quad \forall k \in \mathcal{A}_i \quad \forall i, j \\
& \quad \mathbf{Q}_i \succeq \mathbf{0} \quad \forall i, \quad \sum_{i \in \mathcal{I}_b} \text{tr}(\mathbf{Q}_{b,b,i}) \leq P_b \quad \forall b \\
& \quad \mathbf{Q}_{b,b,i} = \mathbf{0}_{N_t \times N_t} \quad \forall b \quad \forall i \notin \mathcal{I}_b, \quad \mathbf{Q}_{a,b,i} = \mathbf{0}_{N_t \times N_t} \quad \forall a, b \quad \forall i \notin \mathcal{I}_a \cap \mathcal{I}_b.
\end{aligned}$$

這時我們就可以使用專門來解凸面最佳化問題的軟體 CVX[17]解我們的問題。藉由二分法搜尋到最佳的 t^* 。二分法的演算法程序如下所述：

1. 假設最佳的 t^* 是被限制在 $[L, U]$ 。
2. 初始化上界 $U = \max_k \log_2 \left(1 + \frac{P_t \|\mathbf{h}_k\|^2}{\sigma_k^2} \right)$ 和下界 $L = 0$ ，其中 P_t 是系統的總功率。
3. 將中間點 $t = \frac{(U+L)}{2}$ 代入這個可行性問題。
4. 若這解是可行的，我們調整下界為 $L = t$ 。若這個解是不可行的，我們調整上界為 $U = t$ 。
5. 重複上述的步驟直到解為可行的且滿足 $U - L \leq \epsilon$ ，其中 ϵ 是一個收斂準則。

執行二分演算法後，我們可以找到給定用戶子集合 $\{\mathcal{A}_i\}_{i=1}^G$ 時可最大化平均用戶吞吐量的傳輸共變數矩陣 $\{\mathbf{Q}_i\}_{i=1}^G$ 。

最佳用戶選擇

為了找到最佳用戶子集合 $\{\mathcal{A}_i\}_{i=1}^G$ 來傳輸資料，我們必須從 $2^k - 1$ 個可能的用戶子集合組合挑選。當用戶數量增加時，搜尋的複雜度便會相當高。為了降低搜尋的複雜度，我們把子集合搜尋問題分為兩個步驟，可寫為

$$\max_{\{\mathcal{A}_i\}_{i=1}^G} \left\{ \max_{\{R_i, \mathbf{Q}_i\}_{i=1}^G} \min_{i \in \{1, \dots, G\}} \frac{L_i R_i}{|\mathcal{G}_i|} \right\} = \max_{\{L_i\}_{i=1}^G} \max_{\{\mathcal{A}_i: |\mathcal{A}_i|=L_i\}_{i=1}^G} \left\{ \max_{\{R_i, \mathbf{Q}_i\}_{i=1}^G} \min_{i \in \{1, \dots, G\}} \frac{L_i R_i}{|\mathcal{G}_i|} \right\}.$$

當給定子集合大小 $\{L_i\}_{i=1}^G$ 時，解上述的最佳用戶子集合問題也是很困難的。因此我們提出了疊代用戶選擇(iterative user selection, IUS)演算法來降低複雜度，描述如下：

1. 給定子集合大小 $\{L_i\}_{i=1}^G$ ，選擇包含最大通道增益 $\{L_i\}_{i=1}^G$ 的初始群播子集合 $\{\mathcal{A}_i^{(0)}\}_{i=1}^G$ 。
2. 令 $\{\mathcal{A}_i^{(n)}\}_{i=1}^G$ 為第 n 次疊代的群播子集合。
3. 當決定了群播子集合 $\{\mathcal{A}_i^{(n)}\}_{i=1}^G$ 後，我們可由二分搜尋法得到最差的平均用戶吞吐量 $t^{(n)}$ 和共變數矩陣。最佳化問題為

$$\begin{aligned} & \max_{\{\mathbf{Q}_i\}_{i=1}^G, t} \quad t \\ & \text{subject to} \quad \text{tr}(\mathbf{Q}_i \mathbf{h}_k \mathbf{h}_k^H) \geq \left(2^{\frac{|\mathcal{G}_i|}{L_i} t} - 1 \right) \left(\sum_{j \neq i} \text{tr}(\mathbf{Q}_j \mathbf{h}_k \mathbf{h}_k^H) + \sigma_k^2 \right) \quad \forall k \in \mathcal{A}_i^{(n)} \quad \forall i, j \\ & \quad \mathbf{Q}_i \succeq \mathbf{0} \quad \forall i, \quad \sum_{i \in \mathcal{I}_b} \text{tr}(\mathbf{Q}_{b,b,i}) \leq P_b \quad \forall b \\ & \quad \mathbf{Q}_{b,b,i} = \mathbf{0}_{N_t \times N_t} \quad \forall b \quad \forall i \notin \mathcal{I}_b, \quad \mathbf{Q}_{a,b,i} = \mathbf{0}_{N_t \times N_t} \quad \forall a, b \quad \forall i \notin \mathcal{I}_a \cap \mathcal{I}_b. \end{aligned}$$

4. 由於子集合大小 $\{L_i\}_{i=1}^G$ 是固定的，最大化最差平均用戶吞吐量問題等效於最大化訊號與雜訊干擾比。
5. 因此我們用最大的 $\{L_i\}_{i=1}^G$ 個訊號與雜訊干擾比用戶子集合來更新群播子集合 $\{\mathcal{A}_i^{(n+1)}\}_{i=1}^G$ 。
6. 重複步驟 3、4 和 5 直到條件

$$\frac{t^{(n)} - t^{(n-1)}}{t^{(n-1)}} \leq \gamma,$$

成立，其中 γ 為收斂準則。

經過疊代用戶選擇演算法之後，基地台會選擇可最大化每個群組最差平均用戶吞吐量的最佳子集合大

小 $\{L_i^*\}_{i=1}^G$ 。令 $\{\mathcal{A}_i^*\}_{i=1}^G$ 和 $\{\mathbf{Q}_i^*\}_{i=1}^G$ 為對應之具有最佳子集合大小的最佳群播子集合和最佳傳輸共變數矩陣。子集合大小選擇問題可以表示為

$$\max_{\{L_i^*\}_{i=1}^G} \left\{ \min \left(\frac{L_1 R_1}{|\mathcal{G}_1|}, \dots, \frac{L_G R_G}{|\mathcal{G}_G|} \right) \right\},$$

其中 R_i 是群組 i 的的傳輸速率並可表示為

$$R_i = \log \left(1 + \min_{k \in \mathcal{A}_i^*} \frac{\text{tr}(\mathbf{Q}_i^* \mathbf{h}_k \mathbf{h}_k^H)}{\sum_{j \neq i} \text{tr}(\mathbf{Q}_j^* \mathbf{h}_k \mathbf{h}_k^H) + \sigma_k^2} \right).$$

準則 2：加權和吞吐量(weighted sum throughput)

我們定義加權和吞吐量為

$$\Phi = \sum_{i=1}^G \beta_i L_i R_i,$$

其中 $\beta_i \geq 0$ 是群組 i 的加權係數並且 $\sum_i \beta_i = 1$ ，則最佳化問題可寫成

$$\begin{aligned} & \max_{\{\mathcal{A}_i\}_{i=1}^G} \max_{\{R_i\}_{i=1}^G, \{\mathbf{Q}_i\}_{i=1}^G} \sum_i \beta_i L_i R_i \\ & \text{subject to} \quad \log \left(1 + \frac{\text{tr}(\mathbf{Q}_i \mathbf{h}_k \mathbf{h}_k^H)}{\sum_{j \neq i} \text{tr}(\mathbf{Q}_j \mathbf{h}_k \mathbf{h}_k^H) + \sigma_k^2} \right) \geq R_i \quad \forall k \in \mathcal{A}_i \quad \forall i, j \\ & \quad \mathbf{Q}_i \succeq \mathbf{0} \quad \forall i, \quad \sum_{i \in \mathcal{I}_b} \text{tr}(\mathbf{Q}_{b,b,i}) \leq P_b \quad \forall b \\ & \quad \mathbf{Q}_{b,b,i} = \mathbf{0}_{N_t \times N_t} \quad \forall b \quad \forall i \notin \mathcal{I}_b \\ & \quad \mathbf{Q}_{a,b,i} = \mathbf{0}_{N_t \times N_t} \quad \forall a, b \quad \forall i \notin \mathcal{I}_a \cap \mathcal{I}_b. \end{aligned} \quad (3)$$

最佳傳輸送編碼器設計

最佳化問題(4)因為參數都耦合在一起，是個難解的問題。為了解決這個問題，我們它分成內部和外部最佳化問題。當用戶子集合 $\{\mathcal{A}_i\}_{i=1}^G$ 給定時，我們目標是設計 $\{\mathbf{Q}_i\}_{i=1}^G$ 來最大化加權和吞吐量。此內部最佳化問題可以表示為

$$\begin{aligned} & \max_{\{R_i\}_{i=1}^G, \{\mathbf{Q}_i\}_{i=1}^G} \sum_i \beta_i L_i R_i \\ & \text{subject to} \quad \log \left(1 + \frac{\text{tr}(\mathbf{Q}_i \mathbf{h}_k \mathbf{h}_k^H)}{\sum_{j \neq i} \text{tr}(\mathbf{Q}_j \mathbf{h}_k \mathbf{h}_k^H) + \sigma_k^2} \right) \geq R_i \quad \forall k \in \mathcal{A}_i \quad \forall i, j \\ & \quad \mathbf{Q}_i \succeq \mathbf{0} \quad \forall i, \quad \sum_{i \in \mathcal{I}_b} \text{tr}(\mathbf{Q}_{b,b,i}) \leq P_b \quad \forall b \\ & \quad \mathbf{Q}_{b,b,i} = \mathbf{0}_{N_t \times N_t} \quad \forall b \quad \forall i \notin \mathcal{I}_b \\ & \quad \mathbf{Q}_{a,b,i} = \mathbf{0}_{N_t \times N_t} \quad \forall a, b \quad \forall i \notin \mathcal{I}_a \cap \mathcal{I}_b. \end{aligned}$$

這問題是非凸面的，因此無法有效率地解它。[18]利用凸面可行性問題來解在多輸入單輸出(MISO)干擾通道系統裡的柏拉圖最佳速率組合(Pareto optimal rate-tuple)。因此我們試圖轉換我們的問題為可行性問題。

定義一個新變數 R_i 為加權和吞吐量和 α_i 為群組 i 的比例。這問題可被描述為

$$\begin{aligned}
& \max_{\{\alpha_i\}_{i=1}^G, \{\mathbf{Q}_i\}_{i=1}^G, R_t} R_t \\
& \text{subject to} \quad \log \left(1 + \frac{\text{tr}(\mathbf{Q}_i \mathbf{h}_k \mathbf{h}_k^H)}{\sum_{j \neq i} \text{tr}(\mathbf{Q}_j \mathbf{h}_k \mathbf{h}_k^H) + \sigma_k^2} \right) \geq \frac{\alpha_i R_t}{\beta_i L_i} \quad \forall k \in \mathcal{A}_i \quad \forall i, j \\
& \quad \mathbf{Q}_i \succeq \mathbf{0} \quad \forall i, \quad \sum_{i \in \mathcal{I}_b} \text{tr}(\mathbf{Q}_{b,b,i}) \leq P_b \quad \forall b \\
& \quad \mathbf{Q}_{b,b,i} = \mathbf{0}_{N_t \times N_t} \quad \forall b \quad \forall i \notin \mathcal{I}_b \\
& \quad \mathbf{Q}_{a,b,i} = \mathbf{0}_{N_t \times N_t} \quad \forall a, b \quad \forall i \notin \mathcal{I}_a \cap \mathcal{I}_b \\
& \quad \sum_i \alpha_i = 1, \quad \alpha_i \geq 0 \quad \forall i, \quad R_t \geq 0
\end{aligned}$$

類似地，我們把問題再針對非凸面的限制轉化為凸面的，即

=

給定一個速率資料 $\boldsymbol{\alpha} = (\alpha_1, \dots, \alpha_G)$ ，這問題可寫做

$$\begin{aligned}
& \max_{\{\mathbf{Q}_i\}_{i=1}^G, R_t} R_t \\
& \text{subject to} \quad \text{tr}(\mathbf{Q}_i \mathbf{h}_k \mathbf{h}_k^H) \geq \left(2^{\frac{\alpha_i R_t}{\beta_i L_i}} - 1 \right) \left(\text{tr} \left(\sum_{j \neq i} \mathbf{Q}_j \mathbf{h}_k \mathbf{h}_k^H \right) + \sigma_k^2 \right) \quad \forall k \in \mathcal{A}_i \quad \forall i, j \\
& \quad \mathbf{Q}_i \succeq \mathbf{0} \quad \forall i, \quad \sum_{i \in \mathcal{I}_b} \text{tr}(\mathbf{Q}_{b,b,i}) \leq P_b \quad \forall b, \quad R_t \geq 0 \\
& \quad \mathbf{Q}_{b,b,i} = \mathbf{0}_{N_t \times N_t} \quad \forall b \quad \forall i \notin \mathcal{I}_b \\
& \quad \mathbf{Q}_{a,b,i} = \mathbf{0}_{N_t \times N_t} \quad \forall a, b \quad \forall i \notin \mathcal{I}_a \cap \mathcal{I}_b.
\end{aligned}$$

當固定變數 R_t 時，這問題為一個凸面可行性問題

$$\begin{aligned}
& \text{find} \quad \{\mathbf{Q}_i\}_{i=1}^G \\
& \text{subject to} \quad \text{tr}(\mathbf{Q}_i \mathbf{h}_k \mathbf{h}_k^H) \geq \left(2^{\frac{\alpha_i R_t}{\beta_i L_i}} - 1 \right) \left(\text{tr} \left(\sum_{j \neq i} \mathbf{Q}_j \mathbf{h}_k \mathbf{h}_k^H \right) + \sigma_k^2 \right) \quad \forall k \in \mathcal{A}_i \quad \forall i, j \\
& \quad \mathbf{Q}_i \succeq \mathbf{0} \quad \forall i, \quad \sum_{i \in \mathcal{I}_b} \text{tr}(\mathbf{Q}_{b,b,i}) \leq P_b \quad \forall b \\
& \quad \mathbf{Q}_{b,b,i} = \mathbf{0}_{N_t \times N_t} \quad \forall b \quad \forall i \notin \mathcal{I}_b \\
& \quad \mathbf{Q}_{a,b,i} = \mathbf{0}_{N_t \times N_t} \quad \forall a, b \quad \forall i \notin \mathcal{I}_a \cap \mathcal{I}_b.
\end{aligned}$$

我們可以用 CVX[17] 來解決這個問題。最佳的 R_t^* 可透過二分搜尋法得到，程序如下：

1. 假設最佳的 R_t^* 是被限制在 $[L, U]$ 。
2. 初始化上界 $U = \max_k K \log_2 \left(1 + \frac{P_t \|\mathbf{h}_k\|^2}{\sigma_k^2} \right)$ 和下界 $L = 0$ ，其中 P_t 是系統的總功率。
3. 將中間點 $R_t = \frac{(U+L)}{2}$ 代入這個可行性問題。
4. 若這解是可行的，我們調整下界為 $L = R_t$ 。若這個解是不可行的，我們調整上界為 $U = R_t$ 。
5. 重複上述的步驟直到解為可行的且滿足 $U - L \leq \epsilon$ ，其中 ϵ 是一個收斂準則。

在二分法之後，可以找出在特定的 $\boldsymbol{\alpha}$ 下最佳的 R_t 。藉由搜尋所有可能的 $\boldsymbol{\alpha}$ ，我們可以找到最大的加權和吞吐量。

最佳用戶選擇

為了找到最佳用戶子集合 $\{\mathcal{A}_i\}_{i=1}^G$ 來傳輸資料，我們設計可以使加權吞吐量最大化的共變數矩陣 $\{\mathbf{Q}_i\}_{i=1}^G$ 。我們把子集合搜尋問題分為兩個步驟，可寫為

$$\max_{\{\mathcal{A}_i\}_{i=1}^G} \left\{ \max_{\{R_i\}_{i=1}^G, \{\mathbf{Q}_i\}_{i=1}^G} \sum_i \beta_i L_i R_i \right\} = \max_{\{L_i\}_{i=1}^G} \max_{\{\mathcal{A}_i: |\mathcal{A}_i|=L_i\}_{i=1}^G} \left\{ \max_{\{R_i\}_{i=1}^G, \{\mathbf{Q}_i\}_{i=1}^G} \sum_i \beta_i L_i R_i \right\}.$$

當給定子集合大小 $\{L_i\}_{i=1}^G$ 時，解上述的最佳用戶子集合問題也是很困難的。因此我們提出了疊代用戶選擇(iterative user selection, IUS)演算法來降低複雜度，描述如下：

1. 給定子集合大小 $\{L_i\}_{i=1}^G$ ，選擇包含最大通道增益 $\{L_i\}_{i=1}^G$ 的初始群播子集合 $\{\mathcal{A}_i^{(0)}\}_{i=1}^G$ 。
2. 令 $\{\mathcal{A}_i^{(n)}\}_{i=1}^G$ 為第 n 次疊代的群播子集合。
3. 當決定了群播子集合 $\{\mathcal{A}_i^{(n)}\}_{i=1}^G$ 後，我們可由二分搜尋法得到最大加權和吞吐量 $R_t^{(n)}$ 和共變數矩陣。最佳化問題為

$$\begin{aligned} & \max_{\{\mathbf{Q}_i\}_{i=1}^G, R_t} R_t \\ \text{subject to} & \quad \text{tr}(\mathbf{Q}_i \mathbf{h}_k \mathbf{h}_k^H) \geq \left(2^{\frac{\alpha_i R_t}{\beta_i L_i}} - 1\right) \left(\text{tr}\left(\sum_{j \neq i} \mathbf{Q}_j \mathbf{h}_k \mathbf{h}_k^H\right) + \sigma_k^2\right) \quad \forall k \in \mathcal{A}_i^{(n)} \quad \forall i, j \\ & \quad \mathbf{Q}_i \succeq \mathbf{0} \quad \forall i, \quad \sum_{i \in \mathcal{I}_b} \text{tr}(\mathbf{Q}_{b,b,i}) \leq P_b \quad \forall b, \quad R_t \geq 0 \\ & \quad \mathbf{Q}_{b,b,i} = \mathbf{0}_{N_t \times N_t} \quad \forall b \quad \forall i \notin \mathcal{I}_b \\ & \quad \mathbf{Q}_{a,b,i} = \mathbf{0}_{N_t \times N_t} \quad \forall a, b \quad \forall i \notin \mathcal{I}_a \cap \mathcal{I}_b. \end{aligned}$$

4. 由於子集合大小 $\{L_i\}_{i=1}^G$ 是固定的，最大化加權和吞吐量題等效於最大化訊號與雜訊干擾比。
5. 因此我們用最大的 $\{L_i\}_{i=1}^G$ 個訊號與雜訊干擾比用戶子集合來更新群播子集合 $\{\mathcal{A}_i^{(n+1)}\}_{i=1}^G$ 。
6. 重複步驟3、4和5直到條件

$$\frac{R_t^{(n)} - R_t^{(n-1)}}{R_t^{(n-1)}} \leq \gamma$$

成立，其中 γ 為收斂準則。

經過疊代用戶選擇演算法之後，基地台會選擇可最大化加權和吞吐量的子集合大小 $\{L_i\}_{i=1}^G$ 。最大化加權和吞吐量可表示為

$$\max_{\{L_i\}_{i=1}^G} \left(\sum_i \beta_i L_i R_i \right).$$

B.3. 結果與討論

我們依據兩種準則來設計機會式群播排程的方法用數值模擬結果來說明這些方法的效能，並與廣播之機會式排程(傳送給所有用戶)方法和單播方法(傳送給每個群組中的單一使用者)。在所有的電腦模擬中，我們考慮多天線輸入多天線輸出系統，並設定 $N_t = 2$ 和 $N_b = 2$ 。每個基地台的功率限制 P_b 皆相同，而訊號雜訊比(SNR)定義為 P_b/σ^2 ，其中雜訊的變異數為 $\sigma^2 = 1$ 。

準則 1：最差的平均用戶吞吐量(the worst per-user throughput)

概述最大化最差平均用戶吞吐量方法的程序：

1. 在每個時間槽，通道狀態 \mathbf{h}_k 維持不變。
2. 固定子集合大小 $\{L_i\}_{i=1}^G$ ，我們可以透過疊代用戶選擇演算法得到群播子集合 $\{\mathcal{A}_i\}_{i=1}^G$ 和共變數

矩陣
 $\{Q_i\}_{i=1}^G$ 。

3. 從所有的子集合大小 $\{L_i\}_{i=1}^G$ 組合中選出一個可以最大化平均用

戶吞吐量的最佳子集合大小 $\{L_i\}_{i=1}^G$ 。

4. 經過許多時間槽後，我們可以計算每個群組的平均用戶吞吐量

$$\Psi_i = \mathbf{E} \left[\frac{L_i R_i}{|\mathcal{G}_i|} \right] \quad \forall i$$

我們考慮三個不同的狀況，合作式多天線 (cooperative MIMO)、協同式多天線 (coordinated MIMO) 和非合作式多天線 (non-cooperative MIMO)。在合作式多天線架構下，基地台可以合作地將訊息傳送給所有用戶。在協同式多天線架構下，基地台只分享通道狀態訊息來減少互相的干擾。和來自於其他基地台傳送的訊號都是干擾的傳統細胞網路比較，在圖 1 中可明顯地看到合作式架構的效能比較好。



在圖 2 中我們展示了平均用戶吞吐量與訊號雜訊比的關係。參數設定為 $\epsilon = 0.01$, $\gamma = 0.1$ ，在圖 2(a) 中

別為

和圖 2(b) 的用戶數分別為 (10, 10) 和 (20, 10)。由於最大最小最佳化問題，資源將會被公平地被分配以滿足每個群組平均用戶吞吐量相等。廣播方法總是傳送給所有使用者，因此吞吐量會被高干擾限制住，導致在高訊號雜訊比時無法持續提升。另一方面，單播方法在每個群組選一個用戶，這對彼此的干擾是最小的，因此平均用戶吞吐量會隨著訊號雜訊比上升而增加。最後，我們所提出的機會式排程方法會根據不同的情境適應性地調整，因此可以達到最佳的效能。然而，在圖 2(b) 中可看到當用戶

數增加時，因為干擾跟著提升的關係，每個群組的平均用戶吞吐量是會降低的。

在圖 4 中我們考慮單群播群組的狀況，這是問題(2)的一個特殊狀況。參數設定為 $G = 1$ 和 $|G_1| = 10$ 。為了確保每個用戶都可以成功地收到訊息，廣播方法的傳輸速率會受限於訊號與雜訊干擾比最差的用戶。一旦任一用戶的通道狀態變不好時，在低訊號雜訊比的環境吞吐量便會降低。由於對數含數特性，當訊號雜訊比增加時速率的上升是緩慢的。為了提升吞吐量，基地台會選擇所有用戶來傳送。因此，最佳的傳輸方法會趨向於傳送給所有用戶。

接著，我們在圖 3 考慮平均用戶吞吐量與用戶數的關係。我們設定 $\text{SNR} = 10\text{dB}$ 和每個群組大小都相同， $|G_1| = |G_2|$ 。當系統的用戶少時，對彼此的干擾是輕微的，因此選擇所有的用戶來傳送會有最佳的效能。當用戶數增加時，一開始機會式排程可以明顯地有好的吞吐量。但隨著用戶數越來越多

時，用戶的密度是穩定的，基地台無法找到同時讓干擾減少



的用戶子集合來傳送。因此，機會式排程的

效能，在用戶數很多的時候是不佳的。當群播群組只有一個時，通道增益在用戶數多的情境下是主要的影響因素。我們可以在圖 3(b) 中看出機會式排程和廣播明顯的不同。

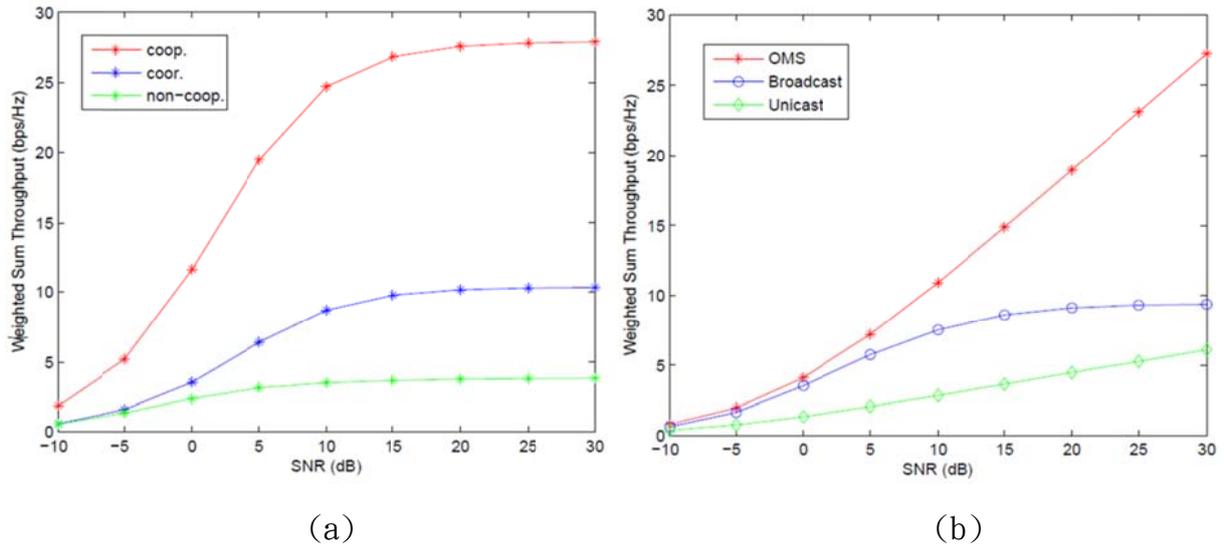


圖 5 兩個群播群組加權和吞吐量對訊號雜訊比。(a)各有 20 個用戶 (b)各有 10 個用戶。

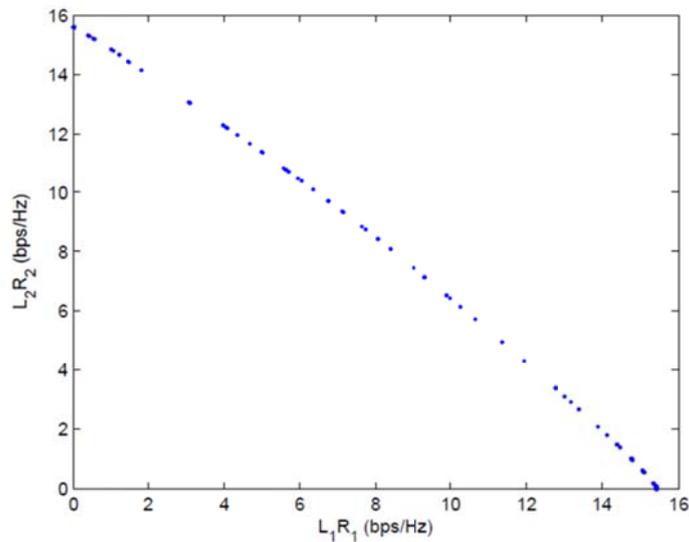


圖 6 兩個群播群組的速率區域。SNR=10dB，每個群組有 10 個用戶。

準則 2：加權和吞吐量(weighted sum throughput)

概述最大化加權和吞吐量方法的程序：

1. 在每個時間槽，通道狀態 \mathbf{h}_k 維持不變。
2. 給定一組比例 $\alpha = (\alpha_1, \dots, \alpha_G)$ 和固定子集合大小 $\{L_i\}_{i=1}^G$ ，我們可以透過疊代用戶選擇演算法得到群播子集合 $\{\mathcal{A}_i\}_{i=1}^G$ 和共變數矩陣 $\{\mathbf{Q}_i\}_{i=1}^G$ 。
3. 從所有的子集合大小 $\{L_i\}_{i=1}^G$ 組合中選出一個可以最大化加權和吞吐量的最佳子集合大小 $\{L_i\}_{i=1}^G$ 。
4. 從所有可能的 $\alpha = (\alpha_1, \dots, \alpha_G)$ 中選出一個可以最大化加權和吞吐量的 α 。
5. 經過許多時間槽後，我們可以計算最大的平均加權和吞吐量為

$$\mathbf{E} \left[\sum_i \beta_i L_i R_i \right]$$

二分法的誤差準則設為 $\epsilon = 0.1$ ，步幅(step-length)為 0.1，而 α_i 落在 $[0, 1]$ 區間。首先我們在錯誤！找不到參照來源。中考慮三種不同的合作架構。可以看出合作式多天線架構的效能都來的比其他兩種好。在錯誤！找不到參照來源。(b)中，我們考慮相同加權因子($\beta_1 = 0.5, \beta_2 = 0.5$)和相同用戶數

($|G_1| = 10, |G_2| = 10$)的情境。我們可以觀察到機會式排程的效能高訊號雜訊比的情況下比廣播和單播都來的好。

最後，我們展示了每個群組有 10 個用戶的群播區域。在**錯誤！找不到參照來源**。中的每個點表示最大加權和吞吐量的集合。在分時多工存取-機會式排程(TDMA-OMS)的方法下，其中基地台在每個時間槽都會傳送訊號給單一群組，群播區域便成為與 X-Y 橫越軸的一條直線。然而，我們的研究則可以達成一個凹面的曲線，因此可以說同時傳送給兩個群組會比個別傳送來的好。

C. 自主式裝置對裝置間通訊鏈路之建立

C.1. 裝置搜尋機制

D2D 鏈路建立包含兩個條件：

- 1) 至少一個空閒的接收裝置其所接收到訊號的訊號雜訊比(Signal-to-noise ratio, SNR)高於門檻 θ_a 。
- 2) 主動裝置可以和接收裝置所要求的傳送通道的蜂巢式使用者共用，同時不會使蜂巢式使用者的訊號與干擾加雜訊比(Signal-to-interference-plus-noise ratio, SINR)小於門檻 θ_u 。

我們提出了建立 D2D 鏈路建立的流程，分成下述四個步驟：

- 1) 存取探詢通道：探詢通道是為了一開始裝置和裝置建立鏈路所提供的通道，當有主動裝置想要跟鄰近的接收裝置建立鏈路時，它利用載波監聽多重存取的方法去監聽探詢通道是否有其他裝置正在使用，假如沒有其他裝置在使用，它就在探詢通道傳送探詢訊號去詢問周遭是否有其他接收裝置，假如正在被使用的話，就隨機等一段時間在監聽。
- 2) 裝置搜尋：當主動裝置可以成功存取到探詢通道時，它會在通道上傳送功率為 P_D 的探詢訊號。假如空閒的接收裝置收到的 SNR 高於預先設定的門檻 θ_a 時，它會回報一個訊息告訴主動裝置說我成功收到你的訊息且之後要在哪個通道上做傳送。如果有多個接收裝置回報訊息，主動裝置則會擇一與其溝通，若無裝置回報，則跳到第一步驟。
- 3) 資源搜尋：當主動裝置成功選擇到接收裝置，那麼它會在接收裝置所要求的通道傳送功率為 P_D 的探詢訊號，確認在這通道上使用的蜂巢式使用者是否可以忍受所受到的干擾，也就是說其 SINR 是否符合要求，假如可以就執行第四步驟，相反地則跳回第一步驟。
- 4) D2D 通訊鏈路建立：當完成上述步驟後，兩個達到共識的裝置就會開始溝通並決定所要使用的調變/編碼方法，即開始通訊的鏈路。

C.2. 環境設定與分析

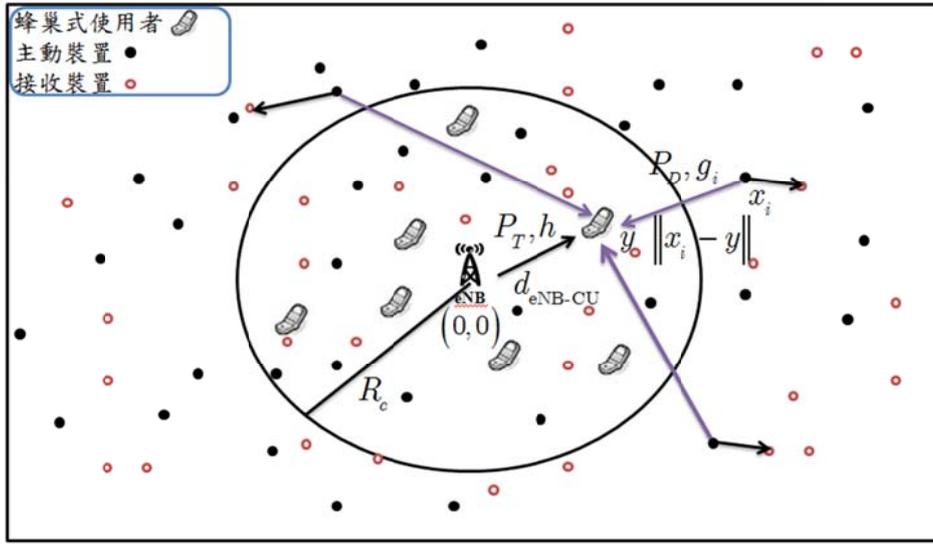
系統環境以圖一表示，是一個單一細胞二維的環境 ($d=2$)，蜂巢式使用者均勻地分佈在細胞的範圍，主動裝置和接收裝置分別由兩個獨立且均勻的卜瓦松點過程 Φ_a 和 Φ_d ，其密度分別為 λ_a 和 λ_d ，所有主動裝置的探詢訊號功率皆為 P_D ，接收裝置的忙碌機率為 β ， R_C 為細胞的半徑，通道個數為 M ， P_T 為基地台的傳送功率，雜訊功率為 N_0 ，給定一蜂巢式使用者的位置為 y ，基地台與蜂巢式使用者的距離為 $d_{\text{CNB-CU}}(\|y\|)$ ，路徑損耗指數為 α ，定義 $\delta \propto d/\alpha$ 。均勻卜瓦松點過程的定義及相關的性質可參考[37]。

以下我們分別對上述四個步驟分析。

(a) 存取探詢通道：

主動裝置要先感知周遭有無其他主動裝置正在使用探詢通道，假如感知到其他主動裝置探詢訊號的功率小於 θ_a ，也就是說當其所感知到的功率符合(1)式才可使用探詢通道。

$$I_r = \frac{P_D}{d_{\text{tx},D_a}^\alpha} \leq \theta_a \quad (1)$$



圖一：系統模型，箭頭所指示的為主動裝置對蜂巢式使用者所造成的干擾。

從第(1)式中，我們可以反推出來說，當在距離主動裝置 r_a 範圍之內無其他主動裝置的話，即可存取探詢通道。

$$r_a \leq \left(\frac{P_D}{\theta_a} \right)^{1/\alpha} \quad (2)$$

令 p_a 為主動裝置可成功存取到探詢通道的機率，可以由(3)式表示。

$$p_a = \exp(-\lambda_a \pi r_a^2) = \exp\left(-\lambda_a \pi \left(\frac{P_D}{\theta_a} \right)^\delta\right) \quad (3)$$

(3)式是根據均勻卜瓦松點過程所得到的結果。

(b) 裝置搜尋:

當主動裝置可以成功存取到探詢通道時，它會在通道上傳送功率為 P_D 的探詢訊號去詢問周遭是否有其它接收裝置。假如空閒的接收裝置感知到主動裝置所送的探詢訊號的 SNR 大於 θ_d ，也就是說當其所感知到的 SNR 符合(4)式，接收裝置才認為鏈路品質好到一定程度，才會回報訊息告訴主動裝置說我成功收到你的訊息且之後要在哪個通道上做傳送。

$$\gamma_r = \frac{P_D}{d_{\text{tx,D}_r}^\alpha N_0} \geq \theta_d \quad (4)$$

從第(4)式中，我們可以反推出來說，當在距離主動裝置 r_d 範圍之內有空閒的接收裝置的話，主動裝置就可以與其建立鏈路。

$$r_d \leq \left(\frac{P_D}{N_0 \theta_d} \right)^{1/\alpha} \quad (5)$$

因為接收裝置有一定的機率處於忙碌狀態，當忙碌時即不回報任何訊息，因此空閒接受裝置的密度可由下式表示。

$$\lambda'_d = (1 - \beta) \lambda_d \quad (6)$$

令 p_d 為主動裝置可成功收到空閒的接收裝置所回報的訊息，可以由下式表示。

$$p_d = 1 - \exp(-\lambda'_d \pi r_d^2) = 1 - \exp\left(- (1 - \beta) \lambda_d \pi \left(\frac{P_D}{N_0 \theta_d} \right)^\delta\right) \quad (7)$$

(7)式是根據均勻卜瓦松點過程所得到的結果，也就是說週遭 r_d 範圍之內至少有一個空閒的接收裝置。

(c) 資源搜尋:

蜂巢式使用者所受到的干擾可由(8)式表示，但根據均勻卜瓦松點過程的性質，可改由(9)表示。

$$I(y) = \sum_{x \in \Phi} P_D g_x \|x - y\|^{-\alpha} \quad (8)$$

$$I = \sum_{x \in \Phi} P_D g_x \|x\|^{-\alpha} \quad (9)$$

其中 g_x 為裝置的通道功率增益且為均值 1 的獨立指數隨機變數， x 為根據均勻卜瓦松點過程產生的裝置位置。

蜂巢式使用者所受到的 SINR 的部分可由(10)式表示，若主動裝置可共享蜂巢式使用者的通道，蜂巢式使用者的 SINR 須大於門檻 θ_u 。

$$\gamma_c = \frac{hP_T/d_{\text{eNB-CU}}^\alpha}{I + N_0} \geq \theta_u \quad (10)$$

其中 h 為蜂巢式使用者的通道功率增益且為均值 1 的指數隨機變數。

令 $p_s(\theta_u)$ 為主動裝置可共享蜂巢式使用者通道的機率，可以由下式表示。

$$p_s(\theta_u) = \mathbb{P}\left[\frac{hP_T/d_{\text{eNB-CU}}^\alpha}{I + N_0} \geq \theta_u\right] = E_I\left[e^{-s(I+N_0)}\right] = \mathcal{L}_I(s) \exp(-sN_0) \quad (11)$$

其中 $\mathcal{L}_I(s)$ 為干擾的拉普拉斯轉換，由[38]的結果可將干擾的拉普拉斯轉換成(12)式表示。

$$\mathcal{L}_I(s) = \exp\left(-\lambda \frac{\pi^2 \delta}{\sin(\pi\delta)} s^\delta P_D^\delta\right) \quad (12)$$

其中 $s = \theta_u / P_T d_{\text{eNB-CU}}^{-\alpha}$ 。

因為接收裝置回報其所要求的通道是隨機選取的，其主動裝置可成功找到空間接收裝置為 p_d ，因此主動裝置干擾到特定蜂巢式使用者的主動裝置密度可由(13)式表式。

$$\lambda'_a = \frac{p_d}{M} \lambda_a \quad (13)$$

因此可以得到(11)式的準確表示式如(14)式表示。

表一：系統參數設定

參數	數值
路徑損耗指數 (α)	4
蜂巢式使用者接收功率 ($P_r = P_T/d_{\text{eNB-CU}}^\alpha$)	5, 10, 15, 20dB
雜訊功率 (N_0)	1
可忍受接收通道的干擾 (θ_a)	5dB
蜂巢式使用者 SINR 要求 (θ_u)	10dB
接收裝置 SNR 要求 (θ_d)	15dB
主動裝置的密度 (λ_a)	0.0001
接收裝置的密度 (λ_d)	0.005
通道個數 (M)	10
接收裝置的忙碌機率 (β)	0.3

$$p_s(\theta_u) = \exp\left(-\frac{p_d}{M} \lambda_a \frac{\pi^2 \delta}{\sin(\pi \delta)} \left(\frac{P_D \theta_u}{P_T}\right)^\delta d_{\text{eNB-CU}}^2\right) \exp\left(-\frac{\theta_u N_0}{P_T d_{\text{eNB-CU}}^{-\alpha}}\right) \quad (14)$$

(d) D2D 通訊鏈路建立:

當完成上述步驟後，兩個達到共識的裝置就會開始溝通並決定所要使用的調變/編碼方法，即開始通訊的鏈路。

根據上述的分析，D2D 通訊鏈路建立的機率可以由(15)式表示，我們並以最佳化問題的形式描述。

$$\max_{P_D \geq 0} p_{LS} \square p_a p_d p_s(\theta_u) = e^{-q_1 P_D^\delta} \left(1 - e^{-q_2 P_D^\delta}\right) e^{-\frac{\theta_u N_0}{P_T d_{\text{eNB-CU}}^{-\alpha}}} e^{-q_3 \left(1 - e^{-q_2 P_D^\delta}\right) P_D^\delta} \quad (15)$$

其中 $q_1 = \lambda_a \pi \theta_a^{-\delta}$ ， $q_2 = (1 - \beta) \lambda_d \pi (N_0 \theta_d)^{-\delta}$ ， $q_3 = \frac{\lambda_a}{M} \frac{\pi^2 \delta}{\sin(\pi \delta)} \theta_u^\delta (P_T d_{\text{eNB-CU}}^{-\alpha})^{-\delta}$ ， q_1, q_2, q_3 皆為正數。

因為 p_{LS} 本身並不是 convex 最佳化問題，不能用最佳化的工具去求解，但我們證明 p_{LS} 為擬凹函數，且證明了二分法可以找到唯一的最佳解，同時我們也說明如何設定二分法的搜尋上下界，且證明了最佳解一定存在於我們所設定的上下界如(16)式表示，因為不是隨意設定且確定可以找到最佳解，所以演算法的收斂速度比較快。礙於篇幅的關係，詳細的證明過程忽略。

$$P_D^{\text{upper}} = \left(\ln \left(\frac{q_1 + q_2 + 2q_3 + \sqrt{(q_1 + q_2)^2 + 4q_2 q_3}}{2(q_1 + q_3)} \right) / q_2 \right)^{1/\delta}, \quad P_D^{\text{lower}} = 0 \quad (16)$$

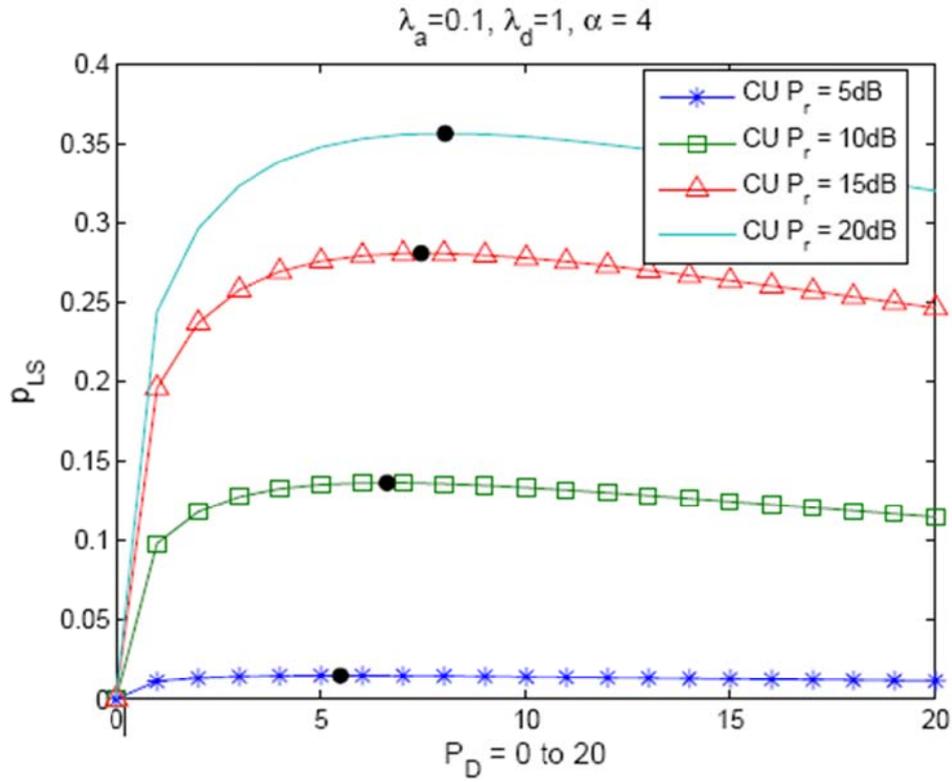
因為二分法的搜尋上下界分別為0和 P_D^{upper} ，令 $P_D(k)$ 為第 k 次的中間點，其與最佳解的差距可以用上限的結果如(17)式表示。

$$\left| P_D(k) - P_D^* \right| \leq P_D^{\text{upper}} / 2^k \quad (17)$$

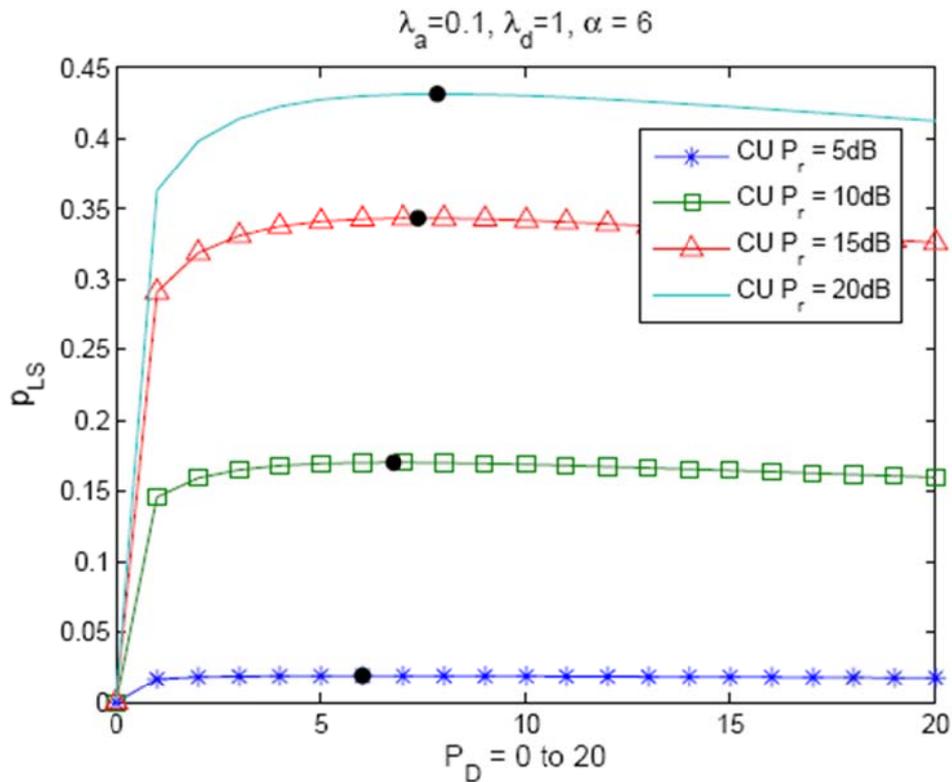
C.3. 模擬結果

在這個部份我們模擬了在均勻卜瓦松點過程下的 D2D 通訊的鏈路建立機率 p_{LS} ，模擬參數由表一所示。

圖二主要探討不同探詢訊號功率 P_D 的影響，由圖中可發現使用二分法所找到的解確實為最佳解，這也驗證了我們演算法的可行性，當 P_D 越大時，主動裝置可以在鄰近找到接收裝置的機率也越大，但同時對蜂巢式使用者所造成的干擾也會越大，因此我們需要找到一個適當的功率設定來使得 D2D 通訊的鏈路建立機率 p_{LS} 越大，由圖中也可以很輕易的發現當蜂巢式使用者具有比較大的接收功率時，其相對可以忍受的干擾也會越大，因此 p_{LS} 也會越大。圖三主要探討不同接收裝置忙碌機率 β 的影響，由圖中可發現當 β 越大時，主動裝置可以在鄰近找到接收裝置的機率會越低，所以 D2D 通訊的鏈路建立機率 p_{LS} 也會降低，甚至在蜂巢式使用者具有高接收功率時，在 β 非常高的情況， p_{LS} 也非常的低。圖四主要探討不同通道個數 M 的影響， M 會影響到接收裝置選擇到相同通道的機率，當 M 值越大時，選擇到相同通道的機率越低，其在這個通道上所造成的干擾也越低，在資源搜尋上有很大的成功機會，然而當 M 大到一定程度時， p_{LS} 並不會有很明顯的增加，這是因為此時蜂巢式使用者被雜訊功率所主導，因此看不出干擾大小的效應。

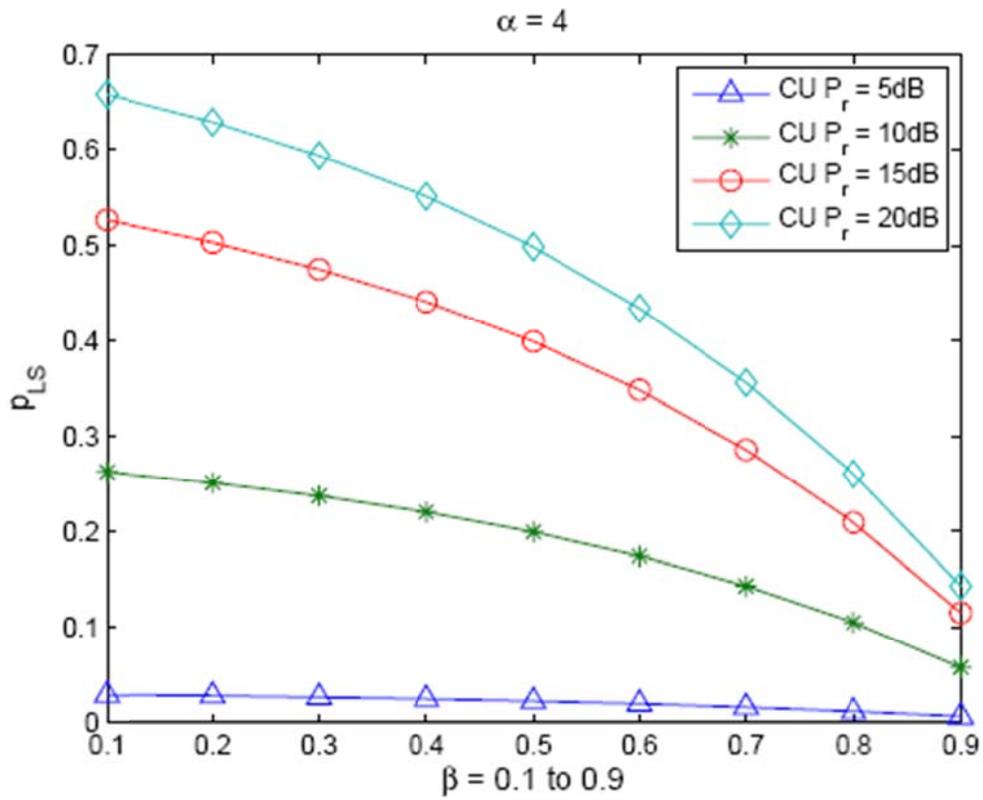


(a) $\alpha=4$. The black solid circle represents the solution by bisection method.

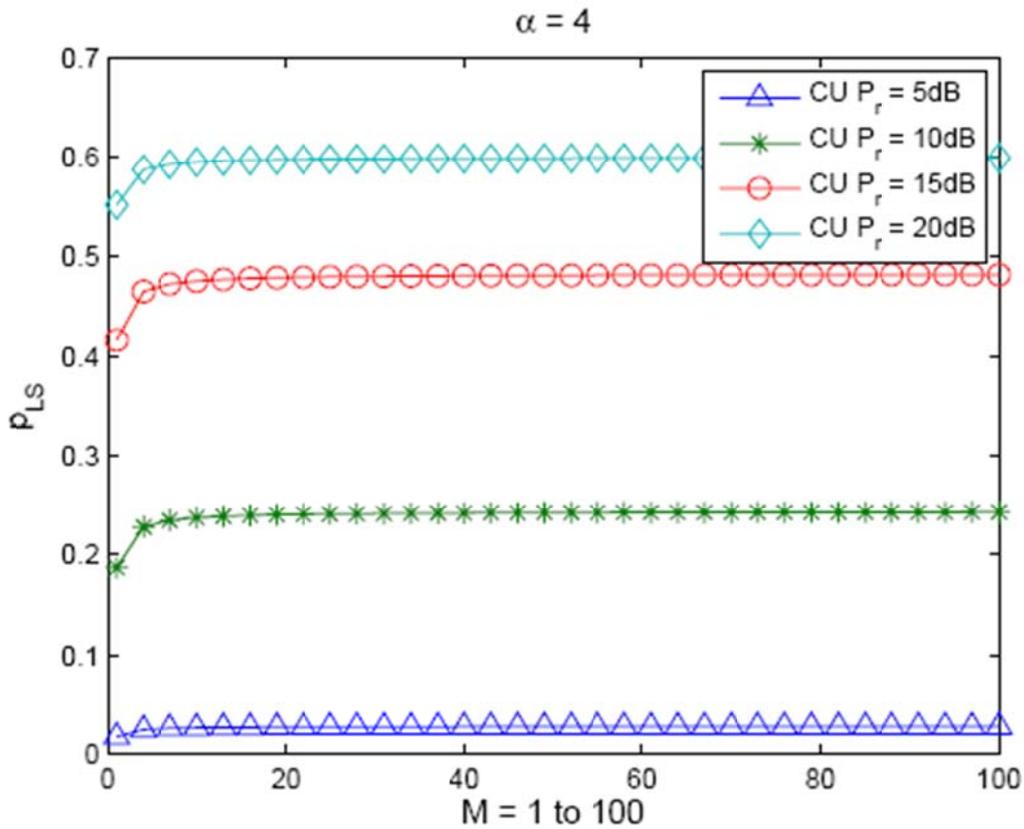


(b) $\alpha=6$. The black solid circle represents the solution by bisection method.

圖二: 在不同探詢訊號功率 P_D 下的 D2D 鏈路建立機率, 圖中黑點為使用二分法所得到的最佳解。



圖三: 在不同接收裝置忙碌機率(β)下的 D2D 鏈路建立機率 ($r_a = 20$)。



圖四: 在不同通道個數(M)下的 D2D 鏈路建立機率 ($r_a = 20$)。

C.4. 結果與討論

在這篇報告當中，我們提出了在 D2D 通訊上的鏈路建立的方法，它是以感知無線電為基礎所建立的技術，根據所提出來的方法，我們探討了在均勻卜瓦松點過程下的 D2D 通訊的鏈路建立機率，此分析需要一些數學的函式和隨機幾何的工具來幫助分析，最後試著將問題以最佳化的形式呈現並找

出最佳的探詢功率，以 D2D 通訊的鏈路建立機率當作目標函數。

此最佳化問題的目的就是為了找出最佳的探詢功率使得 D2D 通訊的鏈路建立機率最大化，但是問題本身並不是一個可以最佳化的工具來求解的問題，我們證明了目標函數為擬凹函數並且可以使用二分法來找到唯一的最佳解，同時也提出二分法搜尋的上下界，這可以使我們加快演算法的收斂速度並證明在我們所搜尋的區間存在著唯一的最佳探詢訊號的功率，而這探詢功率會跟環境的參數有關係，因此功率控制是必須的。

我們所探討的環境是單一細胞的環境，因此不會有相鄰細胞間的干擾，然而現實中是多細胞的環境，因此有需要探討更實際的情況。我們假設裝置的密度在每個空間中都是相同的，但在現實環境中可以知道有一些地方是裝置會比較密集的出現，像是一個跨年的場合，而有些地方是裝置會比較少出現，所以非均勻卜瓦松點過程是有必要探討的。在多重存取的技術中，擴展 ALOHA 是一個非常有用的技術，因此在這個技術下的分析也是我們未來所要探討的部分。

D. 射頻前端積體電路

D.1. 具有 63-dB 單邊帶消除的 15-GHz 升頻混頻器

有兩種常見的產生正交輸出的方法，一種是多重相位濾波器，另一種則為耦合器。多重相位濾波器是由連續的電阻電容 (RC-CR) 所組成。One-stage 的 RC-CR 多重相位濾波器設計在某中心頻率，且利用多級串接起來去抵消匹配上的誤差。圖 1 所示為一兩級多重相位濾波器。此組態藉由適當的電阻和電容設計在 $\omega=1/(RC)$ 可以產生強度相同且位於 0° , 90° , 180° 和 270° 的正交訊號。Two-section 多重相位濾波器比起只有 one-stage 的設計有較低的製程敏感度。因此，我們混波器乃採用兩級多重相位濾波器以達到我們所需要的平衡大小、相角誤差、損耗以及佈局設計。和 silicon-based 技術比較起來，砷化鎵 HEMT 製程對被動元件有較好的準確性。圖 2 根據 Monte Carlo 模擬製程變異，結果顯示對一個砷化鎵製程在設計頻率為 f_0 的兩級多相位濾波器其最大的相位不匹配為 7° ，大小誤差為 -28 dB。圖 3 為利用 Monte Carlo 模擬電阻和電容變異下，silicon-based 和 GaAs-based 所得的兩級多相位濾波器鏡像消除比率。理論上消除比率可以達 60dB。

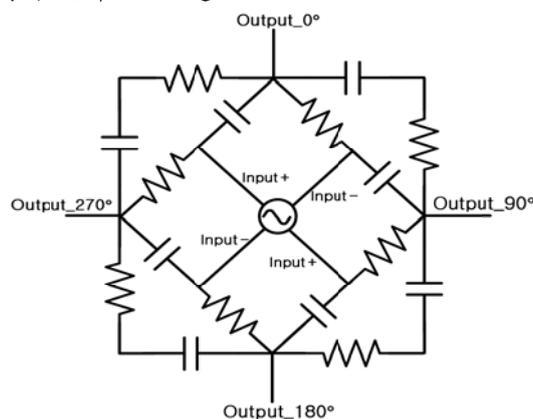


圖 1. 兩級 RC-CR 多重相位濾波器結構。

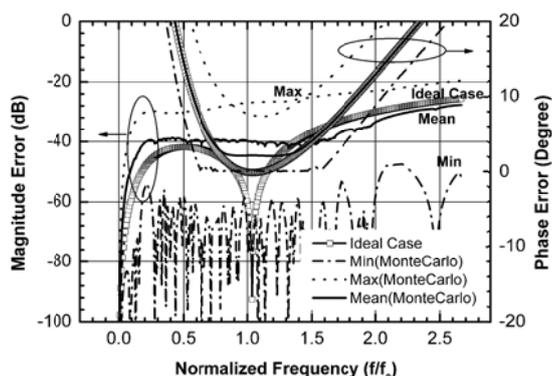


圖 2. 蒙地卡羅模擬電阻和電容變異下 two-section 多重相位濾波器之強度和相位誤差。

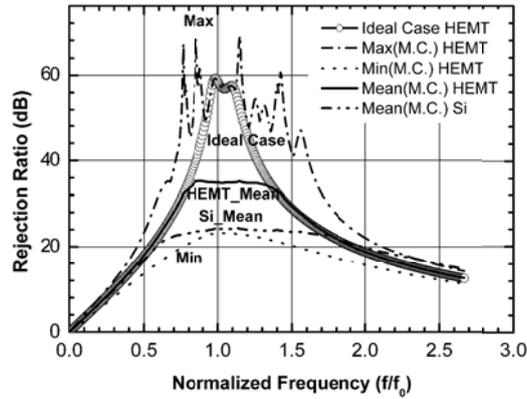


圖 3. 蒙地卡羅模擬以矽和砷化鎵為基礎下之多重相位濾波器抑制比率。

再者，被動式 RC-CR 多重相位濾波器適用低於 30GHz 低頻段的操作因為當正交耦合器在低頻段時消耗較大面積。然而，隨著操作頻率越來越高，多重相位濾波器受到製程的限制、內接連線延遲以及高驅動功率等因素而越來越不容易實現，所以正交耦合器成為較適合的選擇。在 30GHz 頻段，四分之一波長耦合器大約有 1000 微米。耦合器的布局大小可以藉由螺旋結構而減小，因此可以更適合用於超過 30GHz 的積體電路。圖 4 所示為雙正交單邊帶升頻器方塊圖。單邊帶輸出函式 $\cos(\omega_{LO}t + \omega_{IF}t)$ 可以由圖解釋直接得到。正交 IF 訊號和正交 LO 訊號對單邊帶升頻器是必要的。圖 5 所示之單邊帶升頻包含 LO 多相位濾波器，兩個基本的類比乘法器，中頻主動 baluns，具 RF 輸出端匹配網路的電流 combiner。源級端電阻是用來自偏壓電流源因為只有 pHEMT 為空乏模式時才有作用。自我偏壓的技術已經被使用在放大器中。吉伯特混頻器藉由外加差動訊號輸入正交 IF 訊號被透過 IF 主動 baluns 轉移到差動正交。這些主動 baluns 產生大小相同相位相反的 IF 訊號。為了不要限制住增益壓縮點，這些主動 baluns 設計成具有低增益的特性。兩個電感 L1 和 L2 以及電容設在成具有在頻率 $\omega = \sqrt{1/(2L_1C)}$ 的 LC 被動電流 combiner。LC 被動電流 combiner 的目的在於轉移吉伯特混頻差動輸出到單邊輸出當電流增益兩倍大的時候。一般來說，被動 LC 電流 combiner 在高頻的時候會優於主動電流鏡，因為主動電流鏡具有有限的輸出電壓擺幅而且無法跟上高頻段操作。此外，被動 LC 電流 combiner 製程有較高的線性度。微導線電感有好的品質因為以砷化鎵製程基板具有半絕緣的特性。圖 6 所示為圖 5 電路的微照圖。晶片大小為 1.4x0.9 毫米平方。混頻器的操作電壓和電流分別為 4.8V 和 18mA。當中頻訊號為 0.18GHz 且 LO 訊號為 15GHz 時，對於 LO 輸入功率從 10dBm 到 20dBm 的轉換增益保持在 5dB。單邊帶升頻器的單邊頻帶消除比率如圖 7 所示，可以達到 63 dB 的單邊頻帶消除比率。圖 8 為模擬和量測 RF 的輸出回復損耗。輸出回復損耗是由 LC 電流 combiner 和輸出匹配網路所決定。模擬的結果和量測結果近似。RF 的輸出回復損耗在 12.8 GHz 到 17 GHz 比 10 dB 好而 15.4GHz 到 15.8 GHz 時比 20 dB 好。實驗顯示，在 RF 頻率範圍為 14.4GHz 到 15.4 GHz 時，RF 的 3 dB 頻寬約為 1 GHz 同時受 LC 電流 combiner 和相關的輸出匹配網路所限制。LO-to-RF 隔離度在 14.7~15.2 GHz LO 頻率比 31 dB 好且在 0.1~0.4-GHz IF 頻率 IF-to-RF 大約 50 dB。圖 9 所示為單邊帶升頻器的輸出功率效能。輸出 1dB 壓縮點為 -6 dBm 且輸出三階截止點為 8 dBm。實驗數據顯示，單邊帶升頻器具有好的線性度因為使用帶通 LC 電流 combiner 而不是主動低通電流鏡。

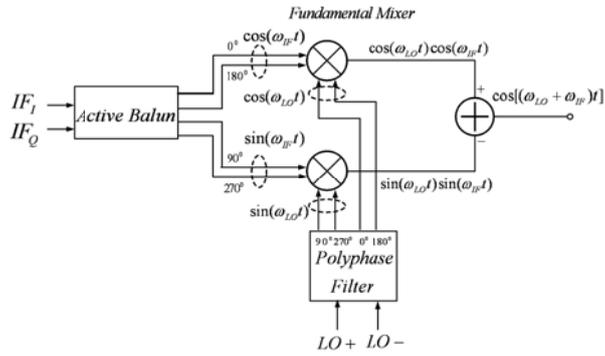


圖 4. SSB 升頻器之方塊圖。

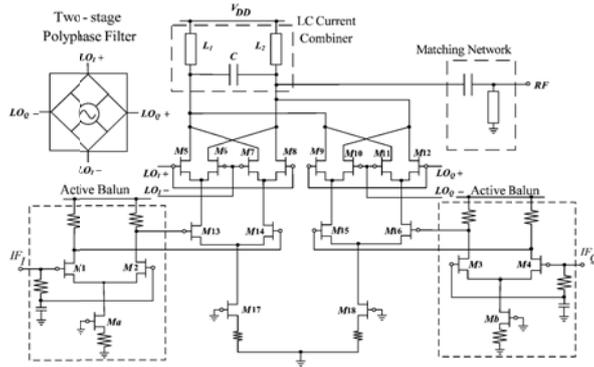


圖 5. 使用 AlGaAs/InGaAs pHEMT 技術製作之 15GHz SSB 空乏模式升頻器電路組態。

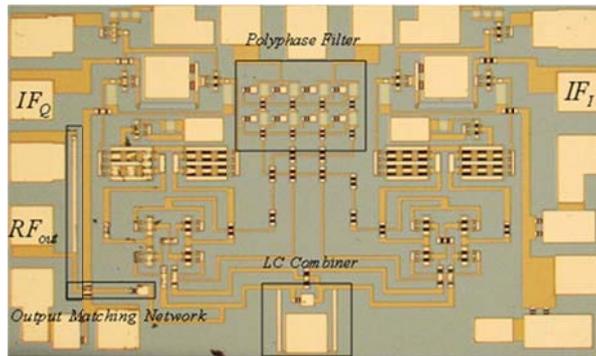


圖 6. 15-GHz pHEMT SSB 吉伯特升頻器微照圖。

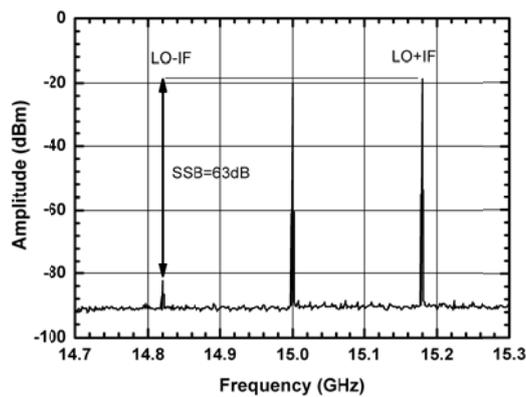


圖 7. pHEMT SSB 吉伯特升頻器抑制能力: 單邊帶抑制能力達 63dB。

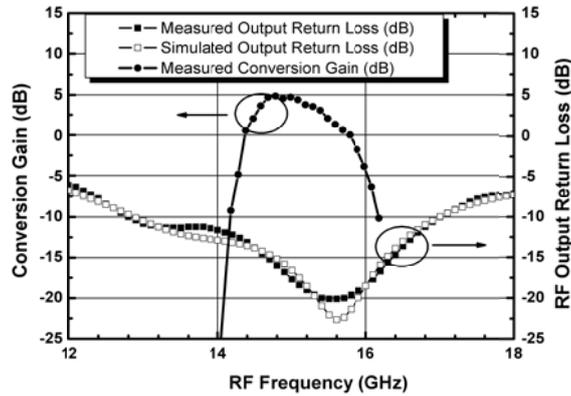


圖 8. 量測及模擬 pHEMT 吉伯特 SSB 升頻器之輸出回復損耗和轉換增益。

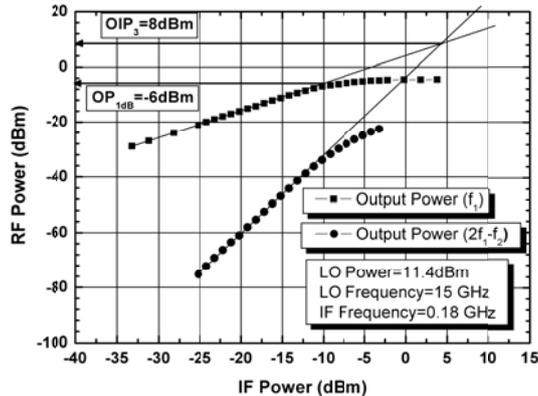


圖 9. pHEMT SSB 吉伯特升頻器之功率效能。

D. 2. 34GHz 雙邊帶正交 I/Q 次諧波降頻混頻器

微波元件有兩種方法產生差動正交訊號。其一是正交耦合器連接兩個馬爾尚巴倫，另一個則是將馬爾尚巴倫製作在正交耦合器之前，如圖 10(a)和(b)所示。所有耦合器都接上 50-Ω 電阻在隔離端。第一種結構中，10dB 輸入回復損耗中有超過 75%的頻寬會增大。這種設計方式已經大量使用於平衡態放大器之中。在第一種結構中，兩個馬爾尚巴倫並沒有互相接觸，因為 S_{24} (42), S_{25} (52), S_{34} (43) 和 S_{35} (53) 都是零。伴隨兩個馬爾尚巴倫的耦合器已經成功的應用在 RF 輸入端同時連接 50-Ω 輸入阻抗共閘極組態電晶體。馬爾尚巴倫的交流接地端可當作共閘極組態電晶體直流接地端。因此，這個結構不會需要增加額外的直流阻隔電容和來分隔直流和交流訊號。利用第一種結構也可以減少布局的面積，因為不需要額外的偏壓元件。圖 11 為 34 GHz 次諧波正交輸出的降頻器。混頻器面積大小為 2.35×1.85 mm²。leveled-LO 諧波正交輸出的降頻器使用正交 LO 和 RF 輸入。正交 LO 訊號和差動正交 RF 訊號由兩級多相位濾波器和一個連接兩個馬爾尚巴倫的耦合器。核心的混頻器包含 leveled-LO 次諧波吉伯特混頻器以產生頻率移轉，如圖 12 所示。核心混頻器有 12 mA 和操作電壓 8V。圖 13 所示為 RF 和 LO 輸入頻率為 34.2GHz 時 200MHz 的 IFI 和 IFQ 的輸出波形。圖 14 所示為在不同頻率下的大小和相角誤差。兩級多相位濾波器在 LO 端具有比耦合器在 RF 端較寬的平衡大小相位頻寬。輸入混頻器 RF 端的差動正交訊號由複合網路所產生，複合網路包含正交耦合器和馬爾尚巴倫。因為馬爾尚巴倫有比耦合器較廣的頻寬，所以轉換增益的正交輸出差異主要受到正交耦合器影響。轉換增益的值對 14~15 dBm LO 輸入功率可達到 4.5dBm。圖 15 為模擬和量測 RF 輸入回復損耗。RF 的輸入回復損耗在 20GHz 到 39.2GHz 的範圍內比 10dB 要好。在 200MHz 到 300MHz 的頻寬內，雜訊指數大約為 24.5dB。而 3-dB IF 頻寬則為 500MHz。圖 16 為當輸入三階截止點為 3-dBm 且 RF 訊號是 -8dBm 下 1-dB 壓縮

點。關於 LO 漏電，所有埠對埠隔離在 15GHz 到 18GHz LO 頻率皆超過 50dB。同時，LO-to-RF 和 2LO-to-RF 隔離也超過 60dB。最佳的次谐波正交輸出的降頻器是能夠防止自我混頻的問題。

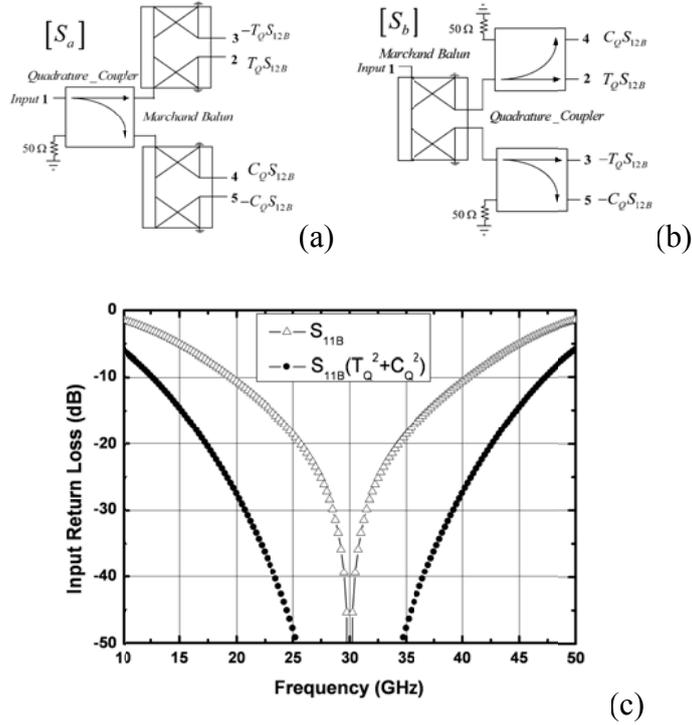


圖 10. 差動正交產生器包含(a)一個耦合器和兩個巴倫，或(b)一個巴倫兩個耦合器(c)模擬差動正交產生器(a)和(b)之輸入回復損耗。

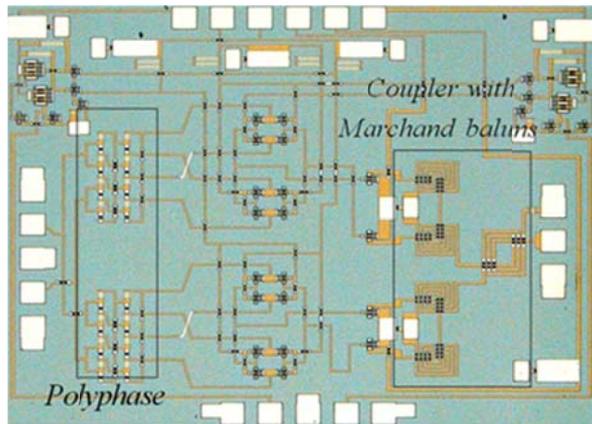


圖. 11. 34-GHz pHEMT 雙正交次谐波吉伯特混頻器微照圖。

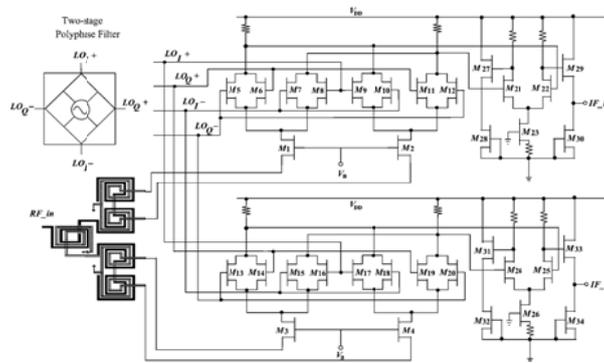


圖. 12. 34-GHz I/Q 次谐波吉伯特降頻混頻器。

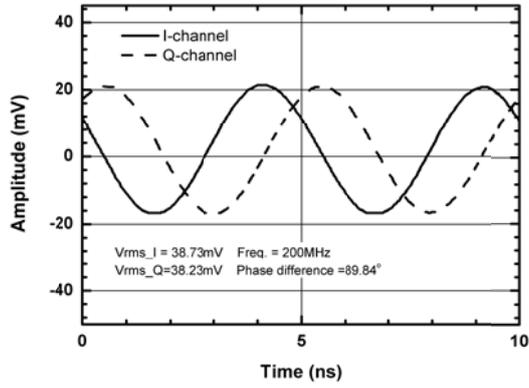


圖 13. 34-GHz I/Q 次諧波降頻器之 IF 輸出波形。

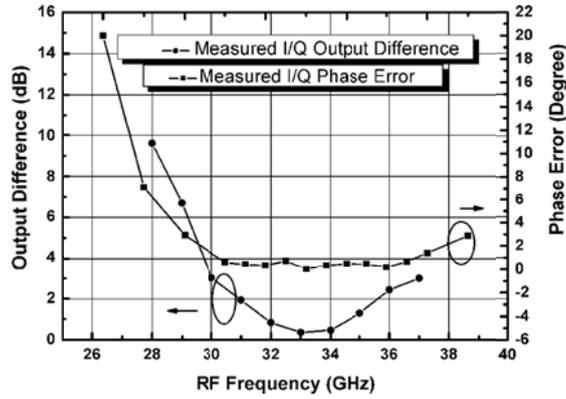


圖 14. 量測 34-GHz I/Q 次諧波降頻器相角誤差和輸出差異。

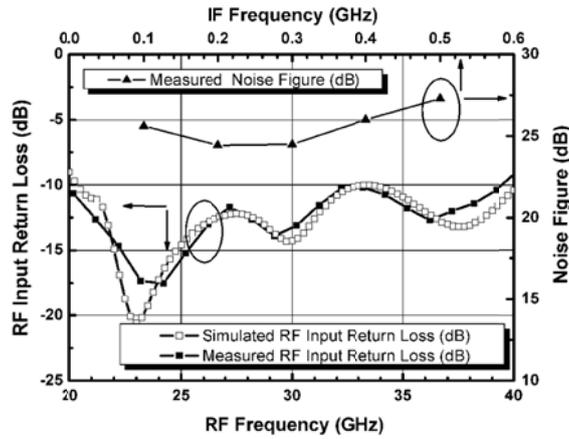


圖 15. 34-GHz pHEMT leveled-LO 次諧波混頻器量測和模擬輸入回復損耗和雜訊指數。

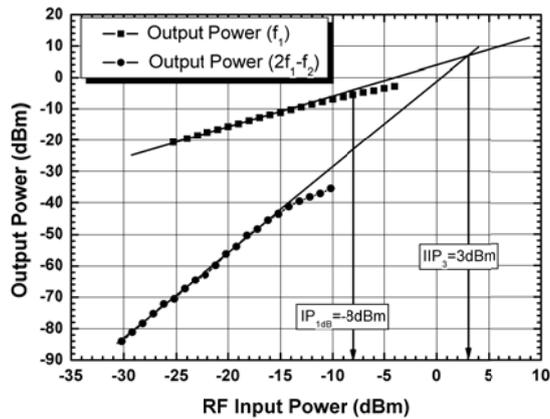


圖 16. I/Q 次諧波吉伯特降頻器之功率效能。

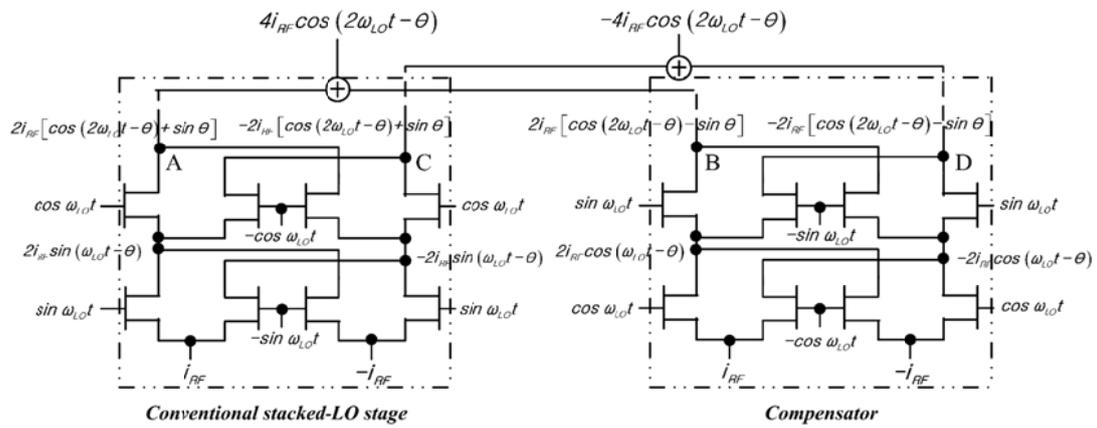


圖 17. 補償式 stacked-LO 次諧波混頻器之時間延遲補償分析。

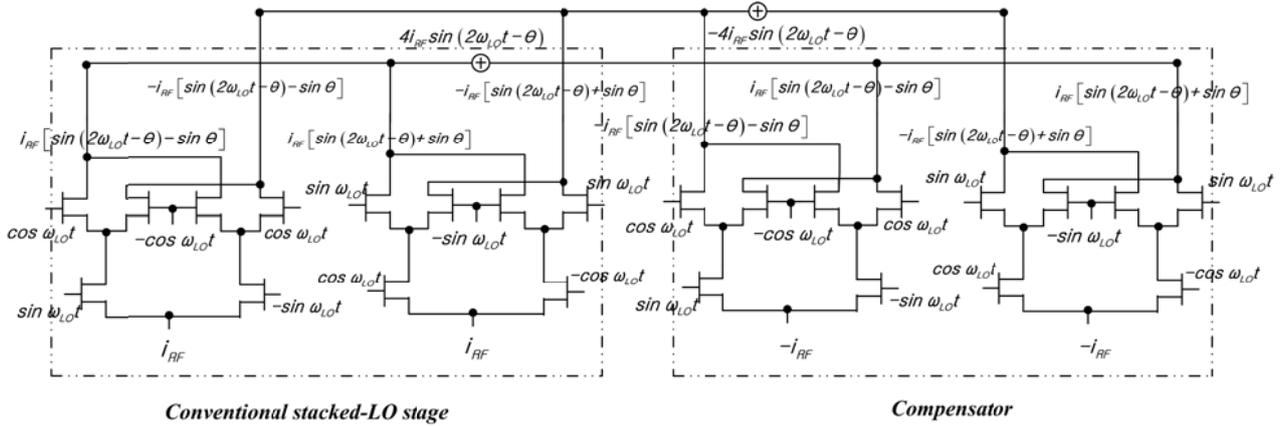


圖 18. 時間延遲補償 LO 乘法器。

D. 3. 40GHz pHEMT 具時間補償堆疊式-LO 次諧波吉伯特降頻混頻器

電晶體介於輸出電流和輸入電壓之間具有時間延遲的特性。一個電晶體的電壓電流轉移曲線可以用閘極-源級電壓，汲級-源級電壓和時間延遲來表示。當輸入端輸入一個訊號時，輸出端會產生一個時間延遲的 τ 的訊號，大約是電晶體傳輸延遲的三分之一。因此當操作頻率比反轉層的時間延遲來的小的時候，通常會採用近似電壓電流轉移特性曲線。然而，時間延遲在高頻操作時後不能被忽略。傳統的堆疊式-LO 次諧波吉伯特混頻器如圖 17 所示。當差動正交 LO 訊號使用時此堆疊式-LO 提供兩倍頻率機制。因此混頻器的輸出端 A 和 C 為 $2\cos(2\omega_{LO}t)i_{RF}$ 和 $-2\cos(2\omega_{LO}t)i_{RF}$ 。然而，有限的電晶體延遲 $\theta = \omega\tau$ 在高頻時因為引進了直流項 $\sin(\theta)$ 所以會特別嚴重。此問題造成傳統的堆疊式-LO 次諧波吉伯特混頻器 LO 速度變慢，也降低了 RF-to-IF 的隔離度。新的時間延遲架構可以補償傳統次諧波吉伯特混頻器。時間延遲補償器被引進堆疊式-LO 以改善 LO 速度和次諧波吉伯特混頻器的隔離度。圖 18 所示為圖 17 改良之後的時間延遲補償 LO 乘法器。兩者時間延遲補償混頻器皆有相同的數學函式。混頻器的本質響應決定於電晶體的截止頻率，也就是電流密度。換句話說，混頻器的外質響應受到元件的電容也就是元件大小所限制。如圖 17，由於上下 LO 的開關對，所以電流密度和元件大小可以最佳化。這個改進的結構具有高速，小面積和小功率消耗的好處。為了抵銷由於電晶體延遲造成的直流偏壓，高對稱性堆疊式次諧波吉伯特混頻器被設計成具有時間延遲補償功能。這樣的設計不僅改善 LO 的速度而且也大大的減少所需電晶體的數量。圖 19 為當 RF 輸入端是搭配馬爾尚巴倫共閘極組態放大器時所設計在 LO 區段的 20GHz RC 多相位濾波器在。實作晶片大小如圖 20 所示為 $2.4\text{mm} \times 1.9\text{mm}$ 。微導線連接具有堆疊式 LO 吉伯特混頻器的多相位濾波器是一個重要的議題。這些導線彎彎曲曲以便維持相等的長度以減少差動正交 LO 訊號的項差。核心的混頻器電流消耗為 11mA 在操作電壓為 8V 的時候。在 LO 功率 10dBm 之下，從單邊 IF 輸出得到的最大的轉換增益為 3.1dB，如

圖 22 所示。同時，3-dB RF 頻寬在 37 到 41GHz 下大約 4GHz。此外具有時間延遲補償效應的堆疊式次諧波的降頻器雜訊指數如圖 21 所示。雜訊指數幾乎維持在 18dB。3-dB I 頻寬約 550MHz。LO-to-IF, 2LO-to-IF, LO-to-RF 和 2LO-to-RF [33] 隔離度皆比 30 dB, 45 dB, 40 dB 和 50 dB 好。此外，RF-to-IF 的隔離度比 30dB 好。1-dB 增益壓縮發生在當輸入 RF 功率等於 -4.5dBm 且輸入三階截止點為 10dBm 時，如圖 22 所示。

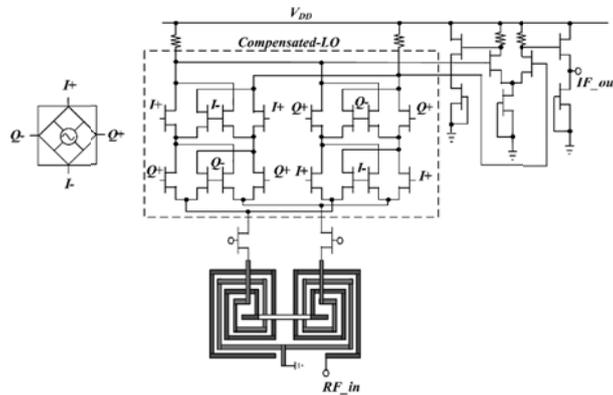


圖 19. 具時間補償技巧的 40-GHz pHEMT 堆疊式-LO 次諧波吉伯特降頻混頻器。

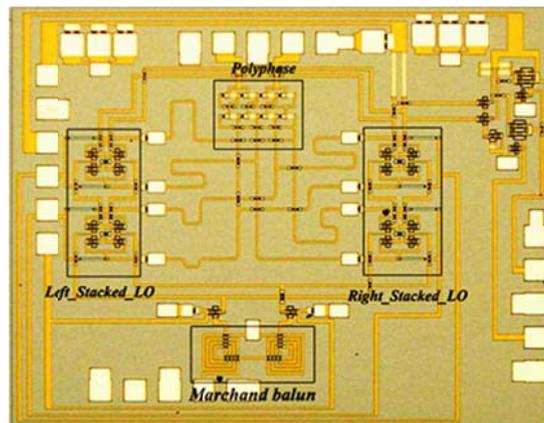


圖 20. 40-GHz pHEMT 補償堆疊式-LO 次諧波吉伯特降頻混頻器微照圖。

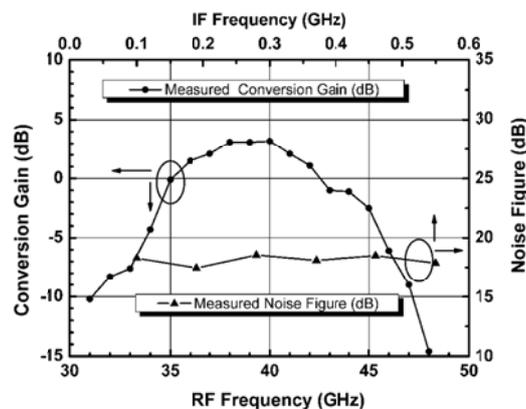


圖 21. 40-GHz pHEMT stacked-LO次諧波吉伯特降頻器轉換增益和雜訊指數。

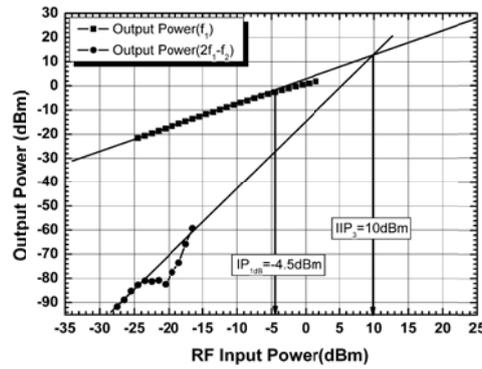


圖 22. 40-GHz pHEMT 補償堆疊式-LO次諧波吉伯特降頻器功率效能。

D.4. pHEMT/mHEMT 堆疊式次諧波混頻器

圖 23 為 Q 頻帶堆疊式-LO 次諧波吉伯特升頻器。堆疊式-LO 次諧波吉伯特混頻器主要是由開關對 switching pairs (M1-M2, ..., M7-M8)、轉導對 transconductance pair (M9-M10) 以及電流源 (M11) 所構成。RF 的輸出端使用具匹配網路所構成的 LC 電流合波器，其中的高阻抗傳輸線高頻時當作是電感器使用。至於 LO 輸入端採用兩個 RC-CR 多相位濾波器結構。因為次諧波混頻器需要，所以利用多相位濾波器產生九十度相差的 LO。串接結構的多相位濾波器可以減少相差和大小的誤差當需要在半絕緣砷化鎵的基板上實現電阻和電容時。兩級多相位濾波器的輸出端利用 dc-blocking 電容和較大的 rf-choking 電阻隔絕直流和交流訊號。電流源 (M11) 的大小為 2x15 微米同時電阻連接到 M11 使得可以達成自我偏壓的效果。對於 mHEMT 和 pHEMT 混頻器而言，電晶體的大小幾乎相同，同時輸入電晶體偏壓在最大轉導處。因此，pHEMT 和 mHEMT 混頻器布局幾乎是相似的。混頻器和 line-to-line 之間的耦合效應在複雜的布局中是需要被降低的。圖 24 所示為 mHEMT 和 pHEMT 堆疊式-LO 吉伯特升頻器的微照圖。兩者面積大小皆為 1.3 毫米 x 0.9 毫米。其中 mHEMT 和 pHEMT 10 mA 的操作電壓和電流分別為 4.6V 和 5V 以及 7 mA 和 10 mA。圖 25 所示為相對於 LO 功率的轉換增益。當 LO 為 19/20GHz 和 IF=0.1GHz 時，mHEMT 和 pHEMT 堆疊式-LO 吉伯特升頻器分別有 -0.2dB 和 -7.1dB 的峰值增益。高 LO 驅動功率對於補償 polyphase filter 損耗是有必要的。mHEMT 的高截止頻率產生一個高轉換增益的主動吉伯特混頻器。mHEMT 和 pHEMT 升頻器線性度如圖 26 所示。pHEMT 的升頻器有 -12 dBm 的輸出三階截止點和 -24 dBm 的輸出 1dB 壓縮點，此時 mHEMT 次諧波升頻器線性度改善有 -10 dBm 的輸出三階截止點和 -26 dBm 的輸出 1dB 壓縮點。mHEMT 線性度改善有 4 dB 的差值在於輸出 1 dB 壓縮點與輸出三階截止點。pHEMT 混頻器的 LO-to-RF 和 2LO-to-RF 隔離大約 40 dB 而 mHEMT 混頻器大約 30 dB 及 40 dB。在 IF=100MHz~500MHz 下，mHEMT 和 pHEMT 的 IF-to-RF 隔離為 45 dB 和 50 dB。pHEMT 和 mHEMT 混頻器的 3dB RF 頻寬為 5GHz (37.5-42.5GHz) 及 7 GHz (35- 42GHz)。pHEMT 混頻器的 RF 回復損耗在 40 GHz 時為 9.6 dB，而 mHEMT 混頻器在 38 GHz 時則為 7 dB。在 42 GHz 到 47 GHz 之間則比 10 dB 好。

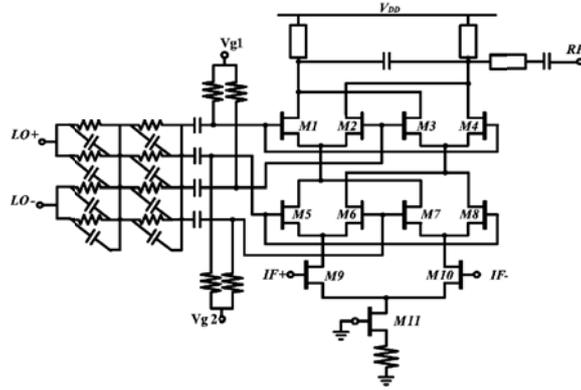


圖 23. 堆疊式-LO 次諧波吉伯特降頻器。

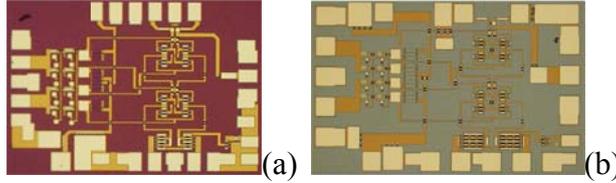


圖 24. 微照圖 (a) mHEMT and (b) pHEMT 吉伯特升頻器。

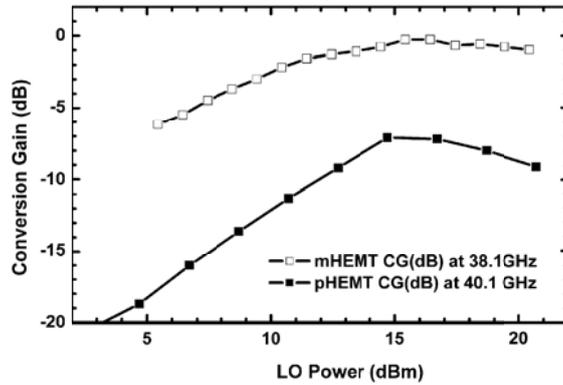


圖 25. 量測 pHEMT 和 mHEMT 吉伯特升頻器轉換增益。LO 頻率操作在 20GHz 和 19GHz。

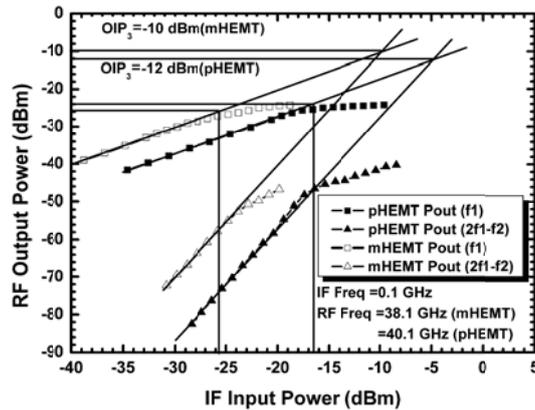


圖 26. 量測 pHEMT 和 mHEMT 升頻器輸出特性。pHEMT RF=40.1 GHz 且 IF=0.1 GHz。mHEMT RF=38.1 GHz 且 IF=0.1 GHz。

E.1. 感知無線電資源分配方法之研究

近年來隨著無線通訊技術演進，各種通訊系統的傳輸速率要求也隨之不斷提升。許多應用產品在市面上也如春筍般出現。然而無線電頻寬是極其珍貴且有限的公共資源，因此如何有效率的使用無線電頻寬一直是極為重要的課題。由於傳統指定頻段單一系統的頻譜分配方式之使用效率不高，於是有感知

無線電(Cognitive Radio)觀念[49]的提出且引起學界與產業界的廣泛研究興趣。感知無線電系統用戶主要可以分為二類。第一類是所謂的次要用戶(Secondary user, SU)，這些用戶若要使用某個頻段需先偵測該頻段是否有主要用戶(Primary user, PU)正在使用。易言之，次要用戶只能使用主要用戶沒有使用的空白頻帶(White space)。另一種可能又統稱為頻帶共享(Spectrum Sharing)，在此種模式下，若能保證主要用戶的訊號與干擾雜訊比(Signal to Interference plus Noise Ratio, SINR)高於給定的門檻(threshold)兩類用戶便可使用同一頻帶。在滿足前述條件之下，次要用戶在對主用戶干擾可以接受之下使用相同的頻帶。在此研究中我們採取第二種模式：使用干擾控管機制(Interference management, IM)控制次要用戶對主用戶的干擾，並且最大化次要用戶的容量。在保證主用戶的訊號與干擾強度比前提之下，通常次要用戶必須瞭解主用戶的相關訊息，如主要用戶傳送端(Primary transmitter, PT，通常指基地台)與接收端(Primary receiver, PR，通常為手機)之間的通道資訊(Channel State Information, CSI)以及主要用戶接收端的所在位置。但在實際應用上假設次要用戶能夠獲取首要使用者的各種資訊是不切實際的。因此現有研究往往會採用最差情況(Worst case)的假設。如圖 55 中的 A 點，主要用戶接收端距離其傳送端最遠，卻距離次要用戶的接收端(Secondary transmitter, ST)最近。在這種最差情形之下主用戶接收端所遭遇的干擾最大，訊號功率最小。在此種最差情況之下，次要用戶被迫只能使用低功率傳送，所能夠達到的通道容量也是最小的。由於最差情況的分析往往會造成效能的低估，因此我們在此計畫中採用平均通訊中斷機率(Mean Outage Probability)的概念來避免低估可達到效能進而提升頻譜使用率。我們定義「主要用戶接收端所收的訊號與干擾雜訊比低於給定的門檻」時為一「通訊中斷事件(outage event)」，因此平均通訊中斷機率即指在固定次要用戶位置及傳送功率下，主用戶在某一涵蓋區內小於給定的門檻的平均機率。在這種條件之下進行干擾控管與資源管理使次要用戶能有最大的容量，且不需前述主用戶鏈路資訊。為便於底下的討論，我們首先將本報告中用到的符號表列如下。

$Q_{p,k}$ ：主用戶在第 k 個次載波(subcarrier)上的功率，

$Q_{s,k}$ ：次要用戶在第 k 個次載波上的功率， Q_{total} ：次要用戶可使用的最大總功率，

P_{out} ：主要用戶平均通訊中斷機率門檻，

Γ_k ：主要用戶在第 k 個次載波的訊號與干擾雜音比門檻，

$|h_{p,k}|^2, |h_{s,k}|^2$ ：主要用戶與次要用戶傳送端至主用戶接收端之間的通道功率增益，

$|g_k|^2$ ：次要使用者傳送端與接收端之間的通道功率增益，

$L(\cdot)$ ：路徑衰弱模型(Path-loss model)，

σ^2 ：主用戶背景加成性白色高斯雜訊(AWGN noise)。

就一正交分頻多工系統(Orthogonal frequency division multiple, OFDM)之下鏈(Downlink)而言，我們希望在滿足平均中斷率的前提下盡量增加次要用戶的通道容量：

$$\begin{aligned} & \max_{Q_{s,k}} \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K [\log(1 + Q_{s,k}|g_k|^2)] \\ \text{s.t. } & Q_{s,k} \geq 0, \forall k \\ & \sum_{k=1}^K Q_{s,k} \leq Q_{total} \\ & f(\Gamma_k, Q_{p,k}, Q_{s,k}) \leq P_{out}, \forall k \end{aligned} \quad (4)$$

由上式中我們可以看出，最佳化函數主要會有兩個限制，分別對應到保證主用戶的平均通訊中斷機率以及次要用戶本身的總功率。

主要用戶接收端的訊號與干擾雜訊比可以表示下式：

$$\gamma_k = \frac{|h_{p,k}|^2 Q_{p,k} L(r_{pt,pr})}{|h_{s,k}|^2 Q_{s,k} L(r_{st,pr}) + \sigma^2} \quad (5)$$

若使用的路徑衰減模型為 $PL(\text{dB}) = 15.3 + 37.6 \log_{10} R$ ，則 γ_k 可表示為

$$\gamma_k \cong \frac{|h_{p,k}|^2 Q_{p,k} r_{pt,pr}^{-4}}{|h_{s,k}|^2 Q_{s,k} r_{st,pr}^{-4} + \sigma^2} \quad (6)$$

根據前述主要用戶接收端平均通訊中斷機率必須小於門檻， $\Pr\{\gamma_k \leq \Gamma_k\} \leq P_{out}$ ，經過計算後 $f(\Gamma_k, Q_{p,k}, Q_{s,k})$ 可表示成(7)，詳細計算過程列於附錄。其中 R_{max} 與 R_{min} 分別代表主要用戶傳送端與接收端之最大與最小的距離。本報告中我們假設主要用戶傳送端配有方向性天線使得每一蜂巢可分為三個扇形涵蓋區，因此其接收端將分布在次要用戶所在的三分之一圓內，這在蜂巢式網路是常見的設計。由(4)可知次要用戶資源分配時並不需要明確知道首要使用者相關資訊，甚至不需知道使用者之間各項通道訊息。只需要透過 $f(\Gamma_k, Q_{p,k}, Q_{s,k}) \leq P_{out}$ 即可計算出次要用戶在每個次載波上所能夠使用的最大能量。圖 56 是最佳化問題解法簡易流程，說明如下。次要用戶首先估測主用戶在每個次載波上能量大小，接著透過(4)可以計算出次要用戶在每個次載波上能夠使用的最大能量。之後次要用戶再根據其傳接間的通道情形透過迭代注水方法(Iterative Water-filling method)進行資源分配。下面使用圖表方式說明何謂迭代注水方法。如圖 27 所示每個次載波都會有為了保證主要使用者權益的限制，根據注水原理次要用戶會根據次要用戶傳送接收端之間通道進行分配，就會產生某些次載波上所分配的能量大於平均通道中斷機率限制，如圖 27 中第 1、2、5、6、7 根次載波最大能量就被平均通訊中斷機率限制，多出的能量在剩餘的次載波中再進行一次注水分配直到總能量使用完畢或是每個次載波皆達到能使用的能量上限。為了簡化各項參數，我們只考慮一個主要用戶以及一個次要用戶。兩者共同使用 64 個次載波。主要用戶總功率為 46 dBm。詳細參數請見表 2。由圖 28 可發現大概可分為三個區域，左邊為功率控制區域(power-dominated region)在此範圍內平均通訊中斷機率主要受到次要使用者本身總功率所限制，因此都沒有達到系統所給定的門檻。右邊則是雜訊控制區域(noise-dominated region)在此階段則是受到主用戶接收端背景雜訊所限制，即使次要用戶並未使用此頻帶但主用戶本身的訊號雜音比仍舊大於門檻，因此平均通訊中斷機率必定會比預先設定門檻高。中間區域會有一段為使用總功率剛好為次要用戶所能夠使用的最大功率。也就是說(4)中的第二與第三個條件等號成立的情況。由圖 29 中可明顯發現採用最差情況下次要用戶與主要用戶兩者的通道容量總和會小於使用平均通訊中斷機率限制的情形。此外圖 29 也展現出我們可以透過設定 P_{out} 來調整次要用戶對主要用戶的干擾，並且讓次要用戶能夠有較大的通道容量。

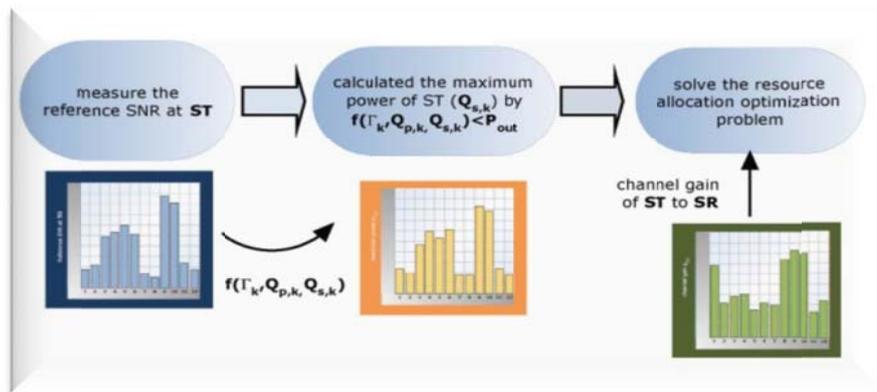


圖 26：提出演算法的簡易流程。

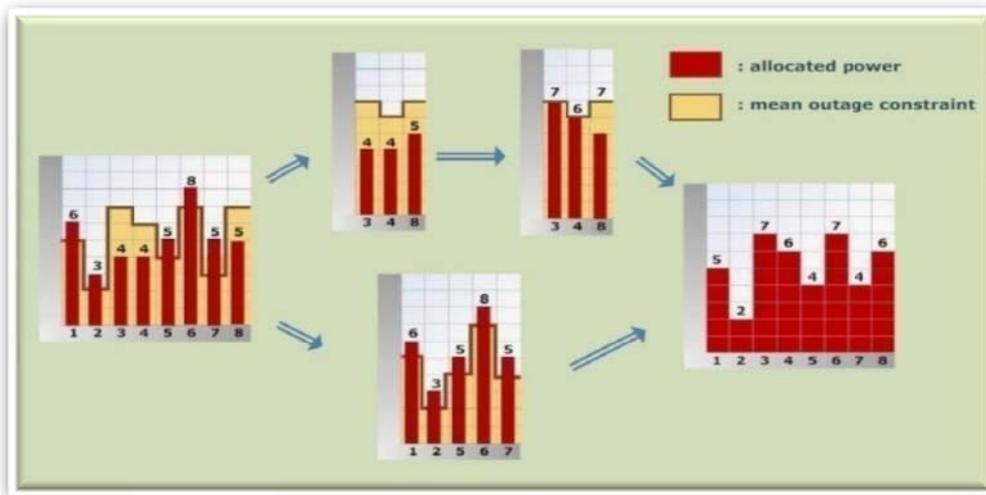


圖 27：迭代注水方法的例子。

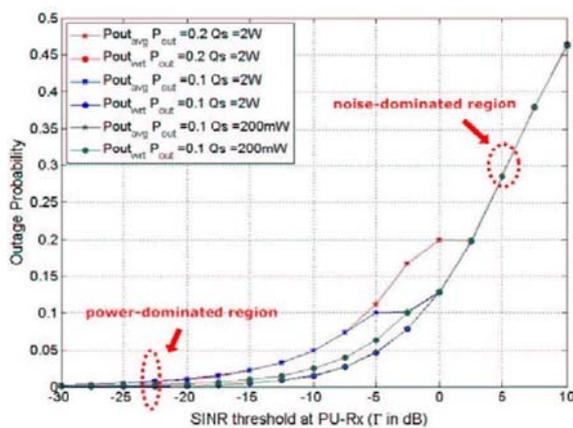


圖 28. 不同訊號干擾雜訊比門檻下的平均錯誤機率。

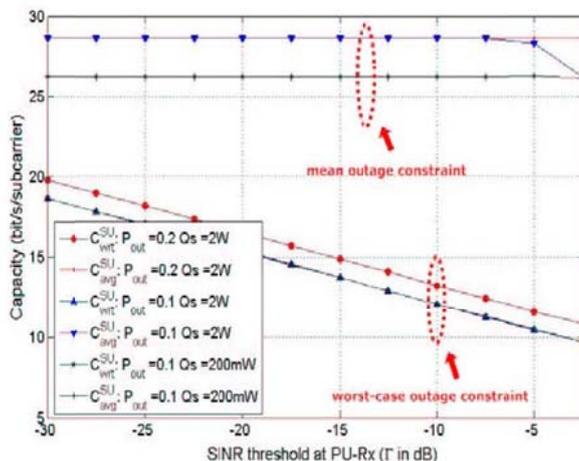


圖 29. 不同訊號干擾雜訊比門檻之下的總通道容量。

F.1. 毫米波波束形成積體電路、天線及模組

第二年度執行之計畫採用積體被動元件(Integrated Passive Device, IPD)來實現 60-GHz 偶極天線與多波束天線陣列系統。積體被動元件目前仍屬較新的技術，其目的係希望取代 CMOS 上的被動元件如電感、電容。主要原因有二，隨著製程進展，CMOS 單位面積價格不斷變高，雖然主動電路部分的面積變小，但因設計頻段不變，所需的電感電容值仍維持一樣，故被動電路的成本相對提高。此外，雖然目前高階 CMOS 製程已提供厚金屬來降低被動元件的走線電阻，但對基板所產生的高損耗依然存

在，使得 CMOS 製作出的電感品質因素(Quality factor, Q)約在 20 以下。而由 IPD 製作之電感可將 Q 值提高到 40 左右[1]，主要係因其金屬厚度達 $12\ \mu\text{m}$ ，約為 CMOS $0.18\ \mu\text{m}$ 製程金屬厚度的 5 倍，且電感下方採用低損耗玻璃基板，可將損耗降至最低。目前關於 IPD 的研究中，除了電感分析外，尚有團隊於濾波器[2]-[5]、平衡至不平衡轉換器(balance-to-unbalance, balun)[6],[7]、方向性耦合器(directional coupler) [8]、雙工器(diplexer) [9]發表相關文章。其主要頻段皆小於 10 GHz，而由於製程上的優勢，特性上表現皆優於 CMOS 許多。而本設計亦利用了 IPD 玻璃基板來實現偶極天線，達到低損耗，高輻射效率之效果。天線電路佈局圖與晶片照相圖如圖 30 所示，由偶極天線 (Dipole Antenna) 與反射器 (Reflector) 所組成，偶極天線為一全向性天線，藉由反射器將波束集中一側，使天線波束具指向性，以適用於天線陣列之中。模擬以全波電磁模擬軟體 HFSS 模擬，其模擬結果如圖 31 所示，反射損失於中心頻率 60 GHz 為 27 dB。增益約為 5.12 dBi，輻射場形 E-plane 3 dB 頻寬約為 86° ，H-plane 之 3 dB 頻寬約為 125° 。圖 32 為偶極天線反射損失之模擬與量測結果，模擬的最佳反射損失在 60-GHz，而量測則在 62 GHz，較為偏高頻。若以 HFSS 軟體修正介電係數並對同樣結構再進行模擬，可推估於 60GHz 介電係數(ϵ_r)約為 2.3-2.4，如圖 33 所示。天線增益模擬大約為 5 dBi，我們利用晶片對晶片量測其路徑損失，再以 Friis 公式去推估天線實際的增益，計算結果得到天線增益為 5-6 dBi，其與模擬結果相近。

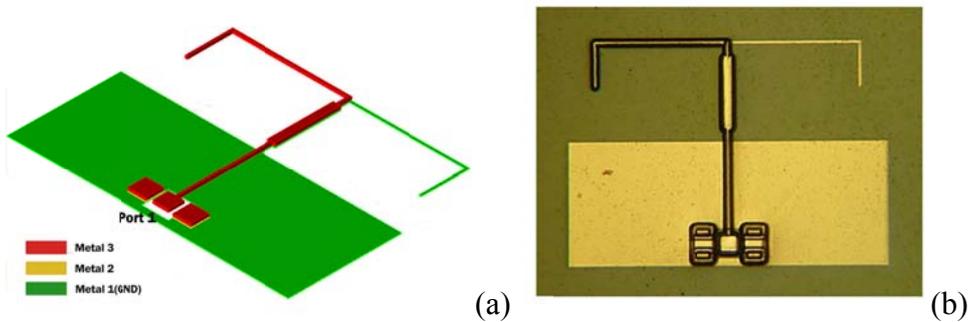


圖 30. 偶極天線之(a)佈局圖(b)晶片照相圖

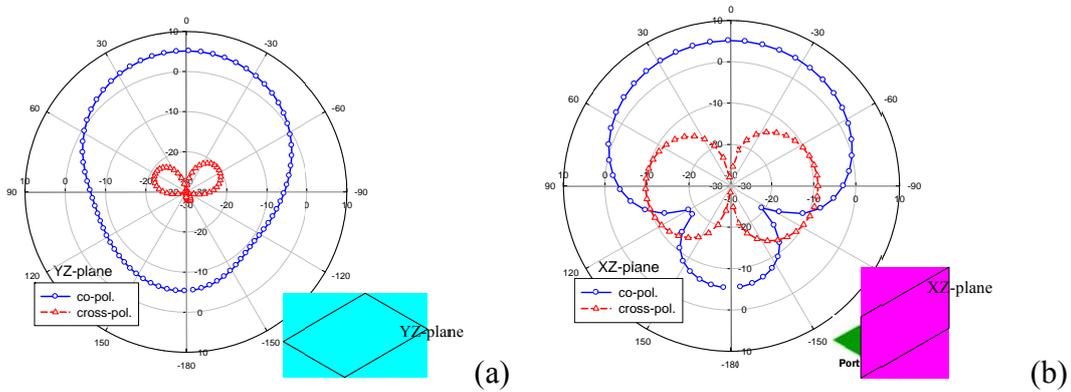


圖 24. 偶極天線模擬之(a)YZ-plane (b)XZ-plane 場型

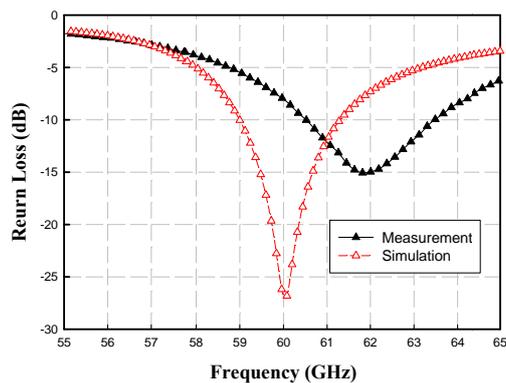


圖 32. 偶極天線反射損耗之模擬與量測結果

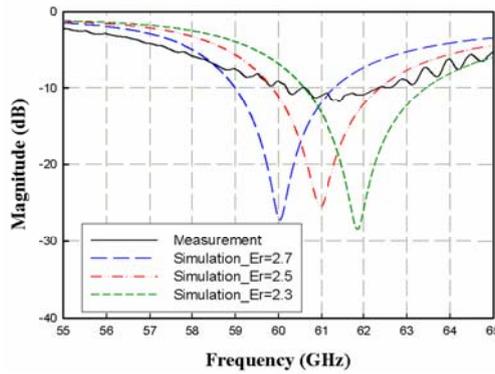


圖 33. 針對不同板材介電係數之偶極天線反射損耗模擬結果

F.2. IPD 60GHz 四通道多波束天線陣列系統

本計劃第一年專注在 CMOS 相位陣列技術之研發，目前天線後端波束形成電路已可順利整合至單晶片中。然而，受限於高損耗矽基板與晶片面積之緣故，天線陣列目前仍不合適整合至 CMOS 上。在今年度的研究當中，我們引進了 IPD 技術，將天線陣列與多波束形成器整合至玻璃基板上，達到低損耗與低成本之目標。多波束形成器採用被動式巴特勒矩陣來實現，其主要功能即在天線陣列前端就將幾個固定方向的波束分出來[118]，可簡化後端電路之設計，且其具有互易性且不耗電之特性，對相位陣列天線上提供一個簡潔的設計方案。若能將此矩陣實現在玻璃基板上可降低路徑損耗並易與後端主動電路進行 flip-chip 整合，提高系統之集積度。巴特勒矩陣在實現上，大部分利用枝幹耦合器與相移器來完成，當頻率高於 20GHz 時，在 IC 內部以微帶線繞線面積將可接受，然而仍需面對繞線過長帶來的高插入損失(insertion loss)，因此於本研究中，我們將以變壓器來取代 90 度耦合器，不僅可節省繞線面積，其耦合與相位上之表現亦相當不錯。利用 4×4 巴特勒矩陣之相移特性，由不同輸入端饋入則可於天線端得到四個不同方向之波束，即達到波束切換之功能。普遍量測天線端之場型方法有 (1) 巴特勒矩陣 IC 結合電路板之天線，(2) 巴特勒矩陣與天線製作於 IC，架構如 Fig. 34 所示。由 Fig. 34(a) 可知，IC 與電路板 PCB 藉由鏢線 (Bond wire) 作為連結，而波束形成器需具有精準的輸出振幅與相位，本研究操作頻率為 60GHz，其鏢線與連接天線之連接線於之相位差與寄生效應影響較大，因此我們將天線與巴特勒矩陣整合至 IC 裡。圖 35 為此次專案巴特勒矩陣與 1×4 陣列天線之佈局圖，由巴特勒矩陣與陣列天線所組成，以相同長度之連接線所連結，其連接線之損耗約為 1 dB，而輸入埠連結至晶片邊緣，方便量測，其佈局大小約為 13.4 mm²。為了能成功量測本設計之多波束陣列系統，我們將需量測的埠藉由鏢線導引至 V-band 接頭，圖 29 為巴特勒矩陣與 1×4 陣列天線整合之鏢線接線圖天線量測治具照片圖。四通道天線陣列系統之輻射場形模擬與量測結果，如圖 36 所示。量測結果顯示此相位陣列天線系統可在空間中分出四個波束，其角度分別為，22°、45°、-25°、-65°。其量測場型圖與模擬結果相近。

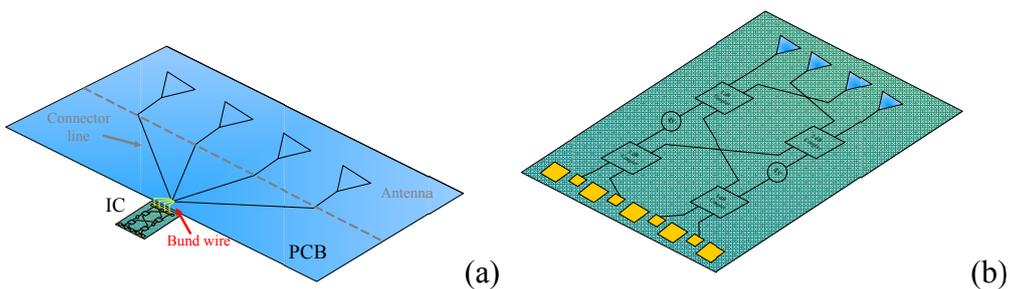


圖 34. (a) 巴特勒矩陣 IC 與電路板之天線 及 (b) 整合巴特勒矩陣與天線之玻璃基板 IPD IC 之示意圖。

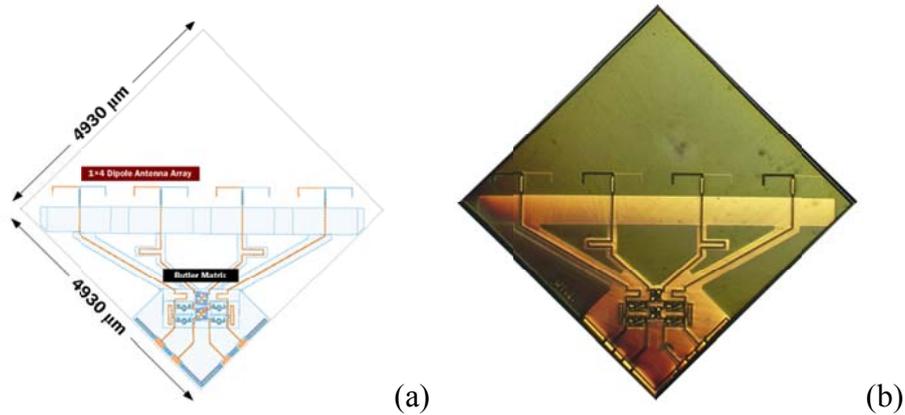


圖 28. 巴特勒矩陣與 1×4 陣列天線整合之(a) 佈局圖(b)晶片照相圖

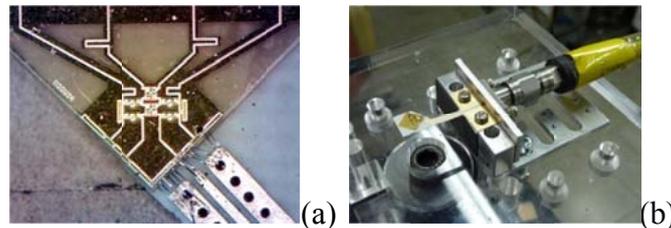


圖 28. 巴特勒矩陣與 1×4 陣列天線整合之(a) 銲線接線圖 與 (b)天線量測治具照片圖

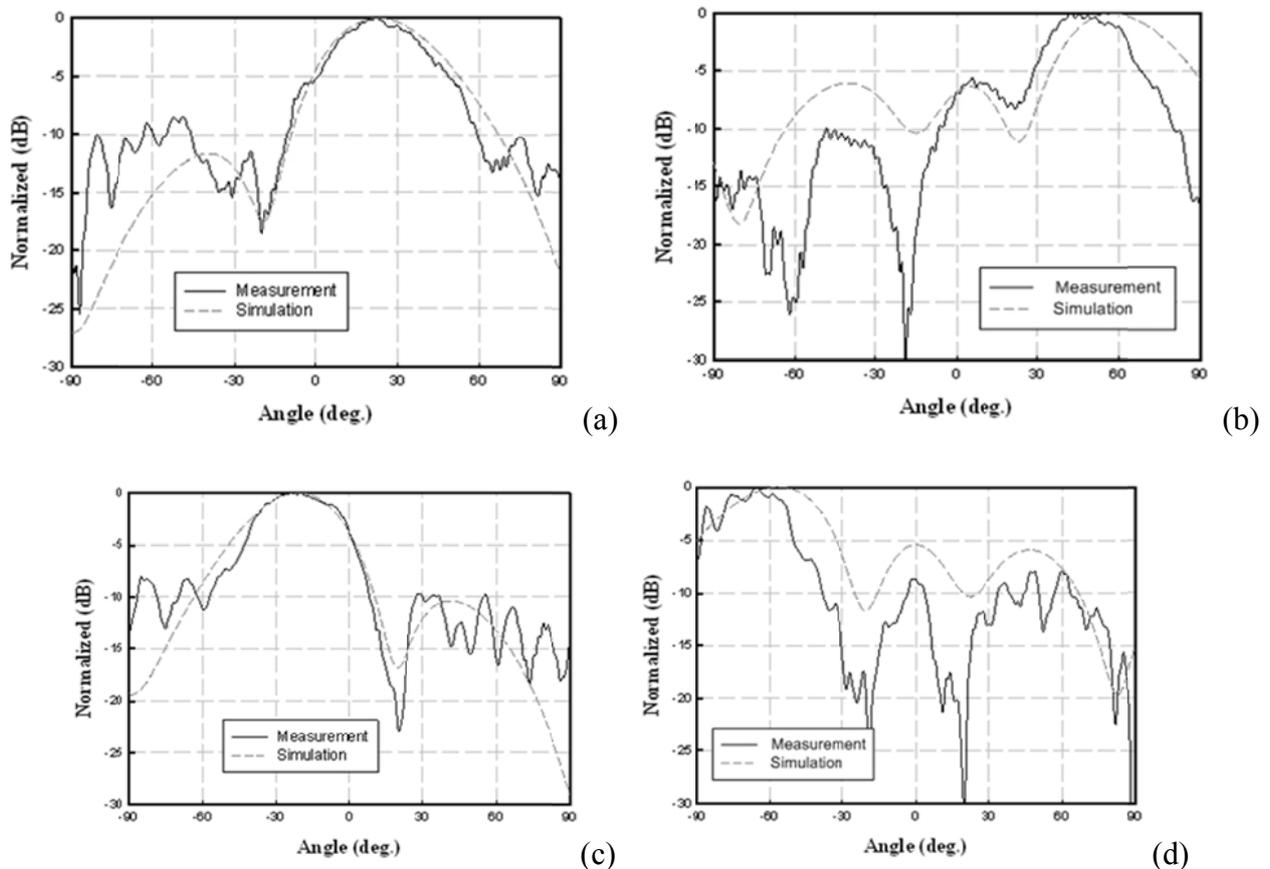


圖 29. 巴特勒矩陣與 1×4 陣列天線整合之(a) 1R (b) 2R (c) 1L (d) 2L 場型量測圖

G.1. 適用於多天線基頻處理之晶格化簡架構設計與實現

在MIMO系統中，將資料傳輸效率提到最高的MIMO V-BLAST偵測器設計，一直是這個領域相當熱門的主題，不但有線性的ZF和MMSE偵測器，也有非線性的OSIC，ML，以至於ML的變形，K-best 或是sphere

decoding。但是這些偵測演算法中，線性的效果太差，非線性的複雜度卻可能過高，難以實做，晶格簡化加強的MIMO偵測器就在這個時候被提出了[109-111]。晶格簡化強化的MIMO偵測器，是先對偵測到的通道矩陣，做晶格簡化的動作，此動作會讓此通道矩陣有較好的特性，當拿此具有較好特性的通道矩陣去做訊號偵測時，將會使的偵測效果有明顯的改善，可以達到full diversity gain，且此晶格簡化運算只有在每次偵測完通道時做即可，對應於相當多的MIMO系統不需要每次偵測訊號都作通道偵測的特性，也能使運算量不會太高，所以晶格簡化變成此領域相當熱門的題目。晶格簡化演算法雖然相當熱門，不過目前在文獻上都沒有硬體實做，主要是因為其有變動運算量的致命缺點。不論是先提出的LLL，或是之後提出的Seysen's，皆都有此問題，即便現有的文獻已提出了FPGA的實作架構[117]，其架構還是相當類似於CPU的設計，並沒有完全改善變動運算量的致命缺點，本研究議題即為先開發一個適合硬體實做的晶格簡化演算法架構，然後再將其作硬體實做，可讓此演算法能早日應用於MIMO的偵測器中。為了改善原始LLL晶格簡化演算法中不適合硬體實做的因素，我們探討了兩篇論文，分別是parallel LLL演算法[112]跟effective LLL演算法[113]，藉由這兩篇提出的概念我們整合出一個新的LLL演算法，其不但是固定吞吐量，更可以平行運算，相當適合硬體實作，我們的CTLLL演算法會分成很多個Stage去運算，而前面的Stage運算完的結果，例如LLL reduction有做或沒做等結果，皆可以用來預測這個Stage是否需要做運算，且我們仍然可以保留原始演算法的index k來指出開始運算的位置，我們甚至多產生了一個index來指出運算可以提早結束的位置，其運算複雜度遠低於原來的LLL演算法。圖一為我們提出的低複雜度固定吞吐量LLL晶格簡化演算法。Effective LLL演算法：Effective LLL演算法，即提出size reduction可以只運作於對角元素上面那個元素即可，不必把更上面的元素都做size reduction，且LLL reduction會運用到的元素亦只有對角元素跟對角元素上一個的元素，雖然這樣的簡化如果之後用MIMO線性偵測器去接收時會有相當大的效能損失，但如果我們是用interference cancellation為主的偵測器，例如QRSIC，則接收效果幾乎沒有任何的損失，而因為QR分解幾乎是在做晶格簡化演算前都會做的事情，所以使用QRSIC並不會對我們造成太大的複雜度增加。Parallel LLL演算法：我們在做LLL演算法的時候，事實上一次只會運算某兩個column，其餘的部份幾乎都沒有運算，所以如果想要增加運算速度，事實上可以一次平行化的運算所以奇數對欄位元素，或是偶數對欄位元素，利用這個概念，就有文獻提出了parallel LLL演算法，不過在原始的演算法中並沒有解決變動運算量的問題，在這邊我們定義一個Stage是處理一次平行化運算的參數，並利用模擬決定在不同天線數的時候，需要幾個Stage數可以達成想要的效果，不像原始的演算法會用k來決定何時結束，在預設的Stage下都會做固定的運算，再加上前面提的effective LLL演算法即可讓我們的運算量固定，不過會造成多餘運算的結果。雖然結合了上面兩個技巧後得到固定運算量的LLL晶格簡化演算法，但是其內多餘的運算相當多，會導致硬體或是能量的多餘消耗，我們利用上一個Stage運算完得到的LLL reduction資訊，可以去預測下一個Stage是否需要運算，也可以保留原本的k改成p來預測每個Stage開始需要運算的column，並在多加了一個參數q來預測結束的column，加入這些預測電路事實上只是一些很簡單的邏輯電路，但如果能利用硬體合成時的運算隔離(operation isolation)技術，有效的關閉不用運算的電路，則根據我們軟體模擬的結果，將會有相當多的能量可以被省下來。圖31 我們用圖來簡單解釋我們的演算法跟降低複雜度的技術。接下來我們利用前面所提的環境做SNR v.s. BER的圖表，其中前置的QR分解我們利用文獻上所提的sorted QR分解，而LLL的參數 δ 我們也設為0.75，模擬的主要目的是要了解晶格簡化對MIMO偵測器的效果強化，也同時了解我們新的晶格演算法對原始的演算法有多少的複雜度降低。performance模擬圖中，模擬四根天線下的MIMO接收器，CTLLL的Stage數目是實驗所得，我們可以發現CTLLL的效果相當貼近原始的LLL演算法，我們也發現晶格簡化演算法確實能提升MIMO線性偵測器的效果，低複雜度的效果並沒有讓BER有太大的損失，從表格我們列出晶格簡化演算法的複雜度，也可以發現我們提出的方法確實有效的降低了運算複雜度，所以在晶片實做上，我們希望能有效的降低能量消耗，利用簡單的預測電路開關主要運算電

路，來達成省能量的設計。

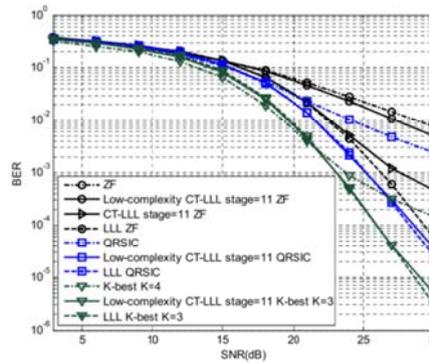


圖39、BER Performance of 4x4MIMO 16QAM with different detectors

G.2. 硬體架構

由演算法可知，我們的輸入是QR分解過後的R矩陣跟接收到的y矩陣，會不使用Q矩陣主要是為了下線考量，否則面積將會相當大，所以就將Q赫米特乘上y作為我們的輸入，之後再輸出紀錄晶格簡化運算過程的T矩陣跟用來做MIMO detector的R與y矩陣。主要分成奇數的Stage跟偶數的Stage，裡面主要的運算可以分成檢查的運算跟更新的運算。檢查的運算主要是在對R矩陣的對角元素跟其上一個元素做比較，我們將size reduction跟LLL reduction裡面的主要檢查運算結合成一個block，然後其他需要做相對應更新的電路在額外作block來設計這個電路。另外我們實做的部份主要是針對四根天線來實做，所以處理的是8乘8的實數矩陣。提出的CTLLL架構跟Stage方塊圖：圖40為整個CTLLL的方塊圖，利用暫存器加上重複使用的Stage架構，center controller主要是一個counter用來計數你要的Stage數目，再將其輸出，這邊要注意的是晶格簡化紀錄矩陣T一開始是一個identity矩陣，所以可以預設在裡面不用輸入，而為了因應實際晶片下線的時候有output pin角的限制，我們在最外面加上一個FIFO register來做連續輸出跟平行輸出之間的轉換，但這也導致我們很難實測此晶片在完全工作下的功率損耗，此外為了測試省能的效果，我們刻意多做一個mode的輸入來切換於省能或不省能的狀況。Stage的架構如圖41與圖42所示，我們主要都是在於運算R矩陣，至於T矩陣跟y矩陣的運算電路就只是size跟CORDIC rotation不同bit數的版本而已，我們也可以發現奇數偶數Stage只是運算電路個數不同，基本上運算電路在奇數Stage就擁有所有需要的block，所以藉由folding的概念我們可以利用相當多的選擇器來共用奇數Stage的電路，這也是圖四的Stage processor的架構，可以降低硬體的需求，當然如果throughput是主要考量，我們仍可以保留兩個Stage，再不斷的遞迴運算即可。Stage的架構如圖41與圖42所示，我們主要都是在於運算R矩陣，至於T矩陣跟y矩陣的運算電路就只是size跟CORDIC rotation不同bit數的版本而已，我們也可以發現奇數偶數Stage只是運算電路個數不同，基本上運算電路在奇數Stage就擁有所有需要的block，所以藉由folding的概念我們可以利用相當多的選擇器來共用奇數Stage的電路，這也是圖四的Stage processor的架構，可以降低硬體的需求，當然如果throughput是主要考量，我們仍可以保留兩個Stage，再不斷的遞迴運算即可。在Stage裡面的檢查主要是輸入R矩陣的對角跟對角上一位元素，來做相關的size reduction跟LLL reduction動作，並將其他元素更新需要的值輸出給size跟CORDIC rotation去做，而演算法內的Givens rotation是用CORDIC來完成。

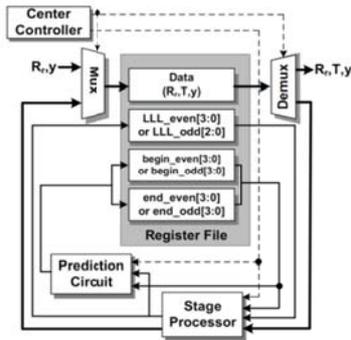


圖40. CTLLL 方塊圖。

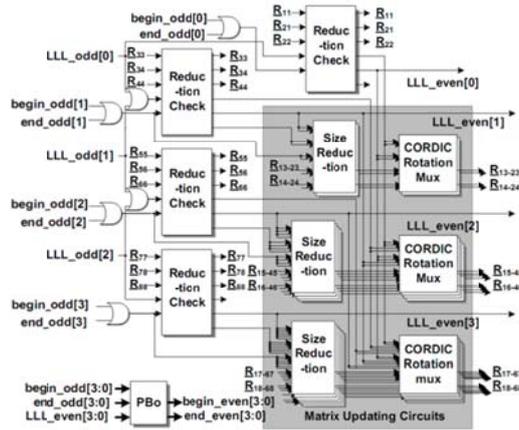


圖41. 奇數 Stage。

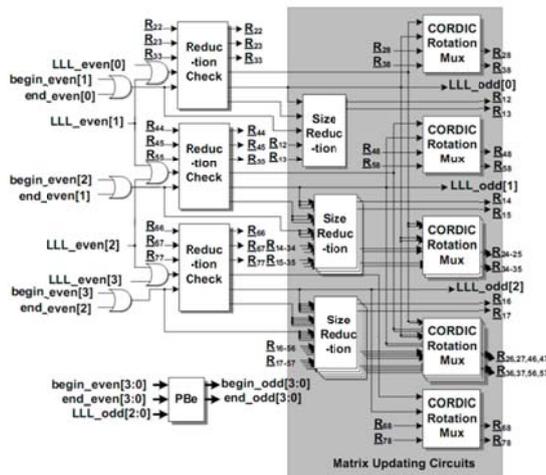


圖42. 偶數 Stage。

G.3. 合成結果

我們提出來的晶片於 UMC 90um 1P9M CMOS 製程下下線，晶片面積大約 4.29mm^2 ，消耗能量大約 13 到 24.8mW ，操作頻率約略在 37MHz，我們利用 50 個瑞雷通道跟 primepower 軟體來模擬真實通道下的省能效果，約可以省 20% 左右的能量，模擬圖在圖 43。Condition number 是一種通道好壞指標，越小表示通道越好，相對應的晶格簡化運算也會較小，所以我們將這兩張圖相乘的大約就可以評估我們在瑞雷通道下的能量可以省多少。相關的 FPGA 跟 VLSI 合成結果我們放在表二，我們的演算法是固定吞吐量的，且相對速度也較快。

G.4.OFDM 系統接收端技術之研究

現今不論是 4G 無線寬頻通訊系統或是無線個人網路中，正交分頻多工(Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM)都是用來克服符號間干擾(Inter-Symbol Interference, ISI) 不可或缺的技术，但正交分頻多工系統的接收端對時間和頻率的同步非常敏感。由於正交分頻多工是多載波(Multi-Carrier)的傳送技術，若同步沒有做好會產生載波間的互相干擾(Inter-Carrier Interference, ICI)，降低整個系統的效能。所以我們計畫先開發一個正交分頻多工接收端的演算法架構，然後預計可以套用到 WARP 的平台上。載波頻率偏移(Carrier Frequency Offset, CFO)是由於傳送端與接收端的本地震盪器的不同步所造成。令欲傳送的基頻信號為 S_n ，則 passband 的複數信號為

$$y_n = S_n e^{j2\pi f_{tx} n T_s} \quad (\text{III-B.1-1})$$

其中 f_{tx} 為傳送端的載波頻率， T_s 為取樣時間。因此接收端的基頻訊號為

$$\begin{aligned} r_n &= y_n e^{-j2\pi f_{rx} n T_s} \\ &= S_n e^{j2\pi f_{tx} n T_s} e^{-j2\pi f_{rx} n T_s} \\ &= S_n e^{j2\pi f_{\Delta} n T_s} \end{aligned} \quad (\text{III-B.1-2})$$

其中 f_{rx} 為接收端的載波頻率， $f_{\Delta} = f_{tx} - f_{rx}$ 為傳送端跟接收端之間的載波頻率差，也就是所謂的載波頻率偏移，我們使用 IEEE 802.11a 標準中所定義的 short symbols 來做載波頻率偏移的估計。此 short symbols 是 10 組相同的信號所組成，總時間長為 $8 \mu\text{s}$ ，將接收到信號的 short symbols 部分做 correlation

$$\begin{aligned} z &= \sum_{n=0}^{k-1} r_n r_{n+D}^* \\ &= e^{-j2\pi f_{\Delta} D T_s} \sum_{n=0}^{k-1} |S_n|^2 \end{aligned} \quad (\text{III-B.1-3})$$

其中 $(\cdot)^*$ 為共軛複數的運算， D 為在時間長度 $0.8 \mu\text{s}$ 中的信號取樣數目， k 為在 short symbols 中九組信號的取樣數目 ($k = 9D$)。對(3)式等號左右兩邊取角度可以得到估計的載波頻率偏移為

$$\hat{f}_{\Delta} = -\frac{1}{2\pi D T_s} \angle z \quad (\text{III-B.1-4})$$

時間同步的部分也是使用 IEEE 802.11a 標準中所定義的 short symbols 來做估計

$$P(d) = \sum_{m=0}^{L-1} r^*(d+m)r(d+m+L) \quad (\text{III-B.1-5})$$

其中 L 為 short symbols 中五組信號的取樣數目， d 為長度 $2L$ 的數列的第一個取樣點。另外收到的 L 長度之信號能量為

$$E(d) = \sum_{m=0}^{L-1} |r(d+m+L)|^2 \quad (\text{III-B.1-6})$$

定義 time metric 為

$$M(d) = \frac{|P(d)|^2}{(E(d))^2} \quad (\text{III-B.1-7})$$

因此可以得到估計的信號起始點為

$$\hat{d} = \arg \max_d M(d) \quad (\text{III-B.1-8})$$

通道估計的部分是用 IEEE 802.11a 標準中所定義的 long symbols 來做估計。long symbols 如圖所示，是由兩組時間長度 $3.2 \mu s$ 的相同信號和一個時間長度 $1.6 \mu s$ 的 guard interval(GI)所組成。將接收信號 long symbols 的部分去掉 GI 再將兩組信號轉到頻域，分別與原本頻域的 long symbols 相除後再做平均即可以得到在頻域的估計通道

$$\hat{H} = \frac{(R_1 + R_2) / 2}{X} \quad (\text{III-B.1-9})$$

其中 X 為 S 做傅立葉轉換， R_1 、 R_2 分別為對接收信號 long symbols 的部分去掉 GI 後的兩組信號做傅立葉轉換。圖 39 為本次模擬系統架構圖。在接收端收到信號後會做時間的同步處理，接著做載波頻率偏移的修正和通道估計。

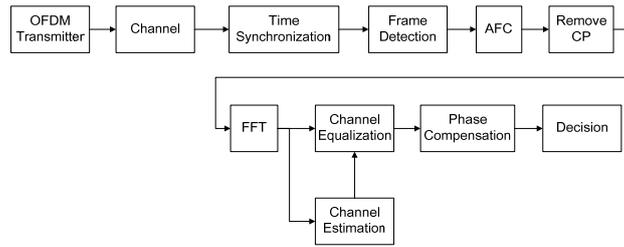


圖 43 系統架構圖

H.1. 感知無線電子干擾控制技術

在多數的國家，無線電頻譜的配置，是採用固定的分配方式，亦即部分的頻譜以發執照的方式，分配給少數的電信服務供應商(service providers)，以提供特定的服務。然而，根據最近的研究發現，許多有執照特許的頻譜，在絕大多數時間下是沒有被有效利用的。舉例來說，在文獻[15]中提到，在量測芝加哥和紐約天空中的頻譜，發現正被 PUs 所使用到的頻譜資源小於 50%。為了增加頻譜的使用效率，在文獻[16]中，Joseph Mitola 提出了感知無線電的概念：次要使用者可以使用有執照且空閒的頻譜，並藉由動態的調整各項傳送參數，來降低對 PUs 的干擾。SUs 要如何有效的使用空閒的頻譜而不造成 PUs 嚴重的干擾，這便是感知無線電中重要的議題。在感知無線電中，最普遍用來有效率使用頻譜的技術就是 OFDM。在這個技術中，頻譜被分割為多個相互正交的子載波(subcarriers)，每個子載波都佔據了一小段頻譜，因此每個子載波所經歷到的傳輸通道，都可視為平坦的(flat)，使得通道的頻率選擇效應(frequency selective fading)和符碼干擾(inter-symbol interference)在 OFDM 的技術下相對輕微。因此在接收端不需要設計複雜的等化器(equalizer)來處理這些問題。更進一步地，我們還可藉由設計個別子載波的傳送速率和功率，來增加頻率分集(frequency selectivity)的效果，增進整體系統的傳輸率。因為 OFDM 在頻譜上的彈性與適應性(例如：可適當的開啟或關閉特定的子載波)，也讓它很適合被運用於感知無線電的系統中。雖然 OFDM 有許多上述實用的好處，但在感知無線電中，OFDM 過大的旁瓣(large sidelobe)波形，會造成鄰近子載波的干擾，即使我們將特定頻段的子載波關閉，問題能無法避免。旁瓣干擾抑制(sidelobe suppression)便是其中一種有效的技術。其中的方法之一是消除載波(cancellation carriers, CCs)技術[17]，它的方法就是用一定數目的子載波來刪除旁瓣對 PUs 使用者的所造成的干擾。然而在嚴苛條件下的干擾這方法會造成功率和頻譜資源的浪費[126]。基於以上文獻所提及，我們提出一個通用性的基於子空間旁瓣干擾抑制技術，並針對最小化旁瓣干擾和最大化系統總速率兩方面來設計我們的系統，進一步地提出較低複雜度的方法。

H.2. 系統模型

我們考慮一個次要使用者使用快速傅利葉轉換來實現 N 個子載波之 OFDM 調變的感知無線電系統。在 N 個子載波展延的 N 維空間中，我們用其中的 M 維度子空間來傳送次要使用者們的資料，標示為向量 $\mathbf{d} = [d_1, d_2, \dots, d_M]^T$ 。此資料被資料承載矩陣(data-bearing matrix) \mathbf{A} 映射至 \mathbf{A} 的子空間，

$\mathbf{A} \in \mathbb{C}^{N \times M}$, $N \geq M$, 並選擇抑制訊號 \mathbf{b} 落於與之正交的子空間。此 OFDM 的訊號在頻域上可寫為

$$\mathbf{x} = \mathbf{A}\mathbf{d} + \mathbf{b},$$

其中 \mathbf{A} 的行向量為此訊號空間的基底。接著我們將 \mathbf{x} 送入 OFDM 調變模組進行傳送。

假設在頻域上每個子載波的波形為 $p(f)$, 則第 i 個子載波的頻域訊號則可寫為

$$x_i p(f - f_i), \quad i = 1, 2, \dots, N,$$

其中 x_i 是第 i 個子載波的權重, f 是歸一化的頻率 (即 $f_{i+1} - f_i = 1$), 則一個 OFDM 的訊號可寫為

$$\begin{aligned} X(f) &= [p(f - f_1), \dots, p(f - f_N)]^T \mathbf{x} \\ &= \mathbf{s}(f)^T \mathbf{x}, \end{aligned}$$

而訊號的功率頻譜密度 (PSD) 則為 $\Phi_S(f) = |\mathbf{s}(f)^T \mathbf{x}|^2$ 。我們定義頻域取樣矩陣 $\mathbf{S} = [\mathbf{s}(f_{s1}), \mathbf{s}(f_{s2}), \dots, \mathbf{s}(f_{sK})]^T$, $\mathbf{S} \in \mathbb{R}^{K \times N}$ 。其中 $K \geq N$ 且 K 足夠大使得 $\mathbf{S}^H \mathbf{S}$ 滿秩。如此一來, 對於主要使用者的平均干擾可寫為

$$\frac{1}{K} \sum_{i=1}^K \Phi_S(f_{si}) = \frac{1}{K} \|\mathbf{S}\mathbf{x}\|^2 = \frac{1}{K} \|\mathbf{S}(\mathbf{A}\mathbf{d} + \mathbf{b})\|^2.$$

接著, 我們先設計了基於子空間旁辦干擾技術, 最小化對主要使用者的干擾。接著進一步考慮功率分配和傳送速率最大化的問題。

H. 3. 最佳基於子空間旁辦干擾控制技術

在上述的系統模型下, 我們的目標是在給定資料斜方差矩陣 $\mathbf{C}_d = \mathbf{E}\{\mathbf{d}\mathbf{d}^H\}$ 下, 找一組最佳的資料承載矩陣 \mathbf{A} 和干擾抑制訊號 \mathbf{b} 來最小化對主要使用者的干擾。這個最佳化問題可以寫做

$$\begin{aligned} \min_{\mathbf{A}} \quad & \mathbf{E}_d \left\{ \min_{\mathbf{b}} \|\mathbf{S}(\mathbf{A}\mathbf{d} + \mathbf{b})\|^2 \right\} \\ \text{subject to} \quad & \mathbf{A}^H \mathbf{A} = \mathbf{I} \\ & \mathbf{A}^H \mathbf{b} = \mathbf{0}. \end{aligned} \quad (4)$$

首先我們在給定 \mathbf{A} 的情況下, 尋找 \mathbf{b}_{opt} 使得 $\|\mathbf{S}(\mathbf{A}\mathbf{d} + \mathbf{b})\|^2$ 最小, 且 $\mathbf{A}^H \mathbf{b} = \mathbf{0}$ 。藉由拉格朗日乘數法 (Lagrange multipliers), 我們解得最好的 \mathbf{b} 為

$$\mathbf{b}_{opt} = -\mathbf{A}\mathbf{d} + (\mathbf{S}^H \mathbf{S})^{-1} \mathbf{A} (\mathbf{A}^H (\mathbf{S}^H \mathbf{S})^{-1} \mathbf{A})^{-1} \mathbf{d}.$$

$$\begin{aligned} \min_{\mathbf{A}} \quad & \text{tr} \{ \mathbf{C}_d (\mathbf{A}^H (\mathbf{S}^H \mathbf{S})^{-1} \mathbf{A})^{-1} \} \\ \text{subject to} \quad & \mathbf{A}^H \mathbf{A} = \mathbf{I}. \end{aligned}$$

將 \mathbf{C}_d 做特徵值分解, $\mathbf{C}_d = \mathbf{U}_d \mathbf{\Sigma}_d \mathbf{U}_d^H$, 其中 $\mathbf{\Sigma}_d = \text{diag}(\xi_1, \xi_2, \dots, \xi_M)$, $\{\xi_i\}_{i=1}^M$ 是 \mathbf{C}_d 的特徵值。再藉由 [127] 定理 4.3.8, 我們可以得到

$$\begin{aligned} & \text{tr} \left\{ \mathbf{\Sigma}_d (\tilde{\mathbf{A}}^H (\mathbf{S}^H \mathbf{S})^{-1} \tilde{\mathbf{A}})^{-1} \right\} \\ &= \text{tr} \left\{ \mathbf{C}_d (\mathbf{A}^H (\mathbf{S}^H \mathbf{S})^{-1} \mathbf{A})^{-1} \right\} \geq \sum_{m=1}^M \xi_m \phi_m^{-1}, \end{aligned} \quad (5)$$

其中 $\{\phi_i\}_{i=1}^M$ 是 $(\mathbf{S}^H \mathbf{S})^{-1}$ 的特徵值, $\tilde{\mathbf{A}} \triangleq \mathbf{A} \mathbf{U}_d$ 。當 $\tilde{\mathbf{A}}$ 包含對應到特徵值為 $\{\phi_i\}_{i=1}^M$ 的 $(\mathbf{S}^H \mathbf{S})^{-1}$ 的特徵向量時, (5) 的等式成立。因此將 $\mathbf{A} = \tilde{\mathbf{A}} \mathbf{U}_d^H$ 可讓干擾值最小。此時得到的 $\mathbf{b}_{opt} = \mathbf{0}$ 。也就是說, 只要適當的選擇資料承載矩陣, 干擾抑制訊號是不需要的。我們用下述定理 1 來總結這個結果:

定理 1: 給定 $\mathbf{C}_d = \mathbf{U}_d \mathbf{\Sigma}_d \mathbf{U}_d^H$, 資料承載矩陣 \mathbf{A} 設為 $\tilde{\mathbf{A}} \mathbf{U}_d^H$ 時, 干擾抑制訊號 \mathbf{b} 設為 $\mathbf{0}$ 即為最佳的基於

子空間旁瓣干擾抑制技術。其中 $\tilde{\mathbf{A}}$ 的第 i 個行向量為 $(\mathbf{S}^H \mathbf{S})^{-1}$ 為對應到特徵值 ϕ_i 的特徵值向量。

H.4. 功率分配與傳送速率最大化

在 H. 3. 中我們得到了最佳的旁瓣干擾抑制方法。基於此，我們進一步設計了資料的斜方差矩陣使得總和傳送速率(sum rate)最大。接下來我們分別就白高斯雜訊通道和衰弱通道來探討速率最大化的問題。

A. 白高斯雜訊通道

在白高斯雜訊通道環境下，接收端接收到 N 個子載波的訊號為 $\mathbf{A}\mathbf{d} + \mathbf{w}$ 。其中 $\mathbf{w} \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ 為白高斯雜訊，斜方差矩陣為 $\sigma_w^2 \mathbf{I}_N$ 。系統總速率最佳化的問題可寫為

$$\begin{aligned} \max_{\mathbf{A}, \mathbf{C}_d \in \mathcal{H}_+^M} \quad & \log_2 \det (\mathbf{I} + \sigma_w^{-2} \mathbf{A} \mathbf{C}_d \mathbf{A}^H) \\ \text{subject to} \quad & \mathbf{E}\{\|\mathbf{S} \mathbf{A} \mathbf{d}\|^2\} \leq P_I \\ & \text{tr}\{\mathbf{C}_d\} \leq P_S \\ & \mathbf{A}^H \mathbf{A} = \mathbf{I}. \end{aligned} \quad (6)$$

其中 \mathcal{H}_+^M 表示維度 M 的赫米特矩陣(Hermitian matrix)。跟 C. 2. 中推導的過程類似，我們可以得到

$$\text{tr}\{\tilde{\mathbf{A}}^H \mathbf{S}^H \mathbf{S} \tilde{\mathbf{A}} \Sigma_d\} \geq \sum_{i=1}^M \phi_i^{-1} \xi_i$$

$$\text{tr}\{\mathbf{C}_d\} = \text{tr}\{\mathbf{U}_d \Sigma_d \mathbf{U}_d^H\} = \text{tr}\{\Sigma_d\}$$

其中 $\tilde{\mathbf{A}} = \mathbf{A} \mathbf{U}_d$ 。因此在(6)中的功率限制 $= \sum_{i=1}^M \xi_i, \quad \xi_i \geq 0 \forall i = 1, \dots, M$ 。因此(6)可改

寫為

$$\begin{aligned} \max_{\xi_1, \dots, \xi_N} \quad & \sum_{i=1}^N \log_2 \left(1 + \frac{\xi_i}{\sigma_w^2} \right) \\ \text{subject to} \quad & \sum_{i=1}^N \xi_i \phi_i^{-1} \leq P_I \\ & \sum_{i=1}^N \xi_i \leq P_S \\ & \xi_i \geq 0, i = 1, 2, \dots, N. \end{aligned}$$

這是一個凸面最佳化問題(convex optimization problem)，因此可以使用標準的數值工具解之。然而，解這最佳化問題的複雜度是很高的，因此我們提出了另外一個較低複雜度的方法來最大化系統總速率。當我們給每個子載波相同功率，即 $\{\xi_i\}_{i=1}^M = \frac{P_S}{M}$ ，此最佳化問題可簡化為

$$\begin{aligned} \max_M \quad & \sum_{i=1}^M \log_2 \left(1 + \frac{P_S}{\sigma_w^2 M} \right) \\ \text{subject to} \quad & \frac{P_S}{M} \sum_{i=1}^M \phi_i^{-1} \leq P_I. \end{aligned}$$

如此一來，我們只需尋找一個最大的 M 值來滿足對主要使用者干擾的限制，大大降低了複雜度。我們稱此方法為基於子空間等功率法(SS-EP)。

B. 衰弱通道

在衰弱通道環境下，接收端接收到訊號為 $\Sigma_h \mathbf{x} + \mathbf{w}$ 。其中 $\Sigma_h = \text{diag}(h_1, h_2, \dots, h_N)$ 為通道矩陣。互消息為

$$\log_2 \det (\mathbf{I} + \sigma_w^{-2} \Sigma_h \mathbf{C}_x \Sigma_h^H)$$

其中 $\mathbf{C}_x = \mathbf{E}\{\mathbf{x}\mathbf{x}^H\} \in \mathcal{H}_+^N$ 為 \mathbf{x} 的斜方差矩陣。對主要使用者的干擾則為

$$\mathbf{E}\{\|\mathbf{S}\mathbf{x}\|^2\} = \text{tr}\{\mathbf{S}\mathbf{C}_x\mathbf{S}^H\}.$$

因此在有干擾限制與功率限制的情況下，總和傳送速率最大化的問題為

$$\begin{aligned} \max_{\mathbf{C}_x \in \mathcal{H}_+^N} \quad & \log_2 \det (\mathbf{I} + \sigma_w^{-2} \Sigma_h \mathbf{C}_x \Sigma_h^H) \\ \text{subject to} \quad & \text{tr}\{\mathbf{S}\mathbf{C}_x\mathbf{S}^H\} \leq P_I \\ & \text{tr}\{\mathbf{C}_x\} \leq P_S. \end{aligned} \quad (7)$$

這也是一個凸面最佳化問題。

然而，此問題雖然可用標準的數值工具解(如 CVX)，但是其複雜度隨著 N 增加而以 N^2 的速度增加，因此我們提出了另一個較低複雜度的方法，是為基於子空間維度縮減法(SB-DR)。

令 $\mathbf{H} \triangleq \Sigma_h \mathbf{A}$ ，則收到的訊號可改寫為 $\mathbf{H}\mathbf{d} + \mathbf{w}$ 。當訊號的維度固定時， $\Sigma_h \mathbf{A}$ 也隨之被決定，因此可將其視為 MIMO 通道系統。此時(7)可簡化為

$$\begin{aligned} \max_{\mathbf{C}_d \in \mathcal{H}_+^M} \quad & \log_2 \det (\mathbf{I} + \sigma_w^{-2} \mathbf{H}\mathbf{C}_d\mathbf{H}^H) \\ \text{subject to} \quad & \text{tr}\{\Sigma_{\phi^{-1}} \mathbf{C}_d\} \leq P_I \\ & \text{tr}\{\mathbf{C}_d\} \leq P_S, \end{aligned}$$

其中 $\Sigma_{\phi^{-1}} \triangleq \text{diag}\{\phi_1^{-1}, \phi_2^{-1}, \dots, \phi_M^{-1}\}$ 。如此一來，我們可將複雜度從原本的 $\frac{N(N+1)}{2}$ 降低為 $\frac{M(M+1)}{2}$ 。

在上述方法中，複雜度仍隨著資料空間維度的增加平方成長，因此我們另外有提兩個方法：基於子空間暨最差干擾限制法(SB-WCIC)和基於子空間暨平均干擾限制法(SB-ACIC)，最低可將運算複雜度降低至 M 。礙於此報告篇幅有限，因此我們將這部份留在完整報告中呈現。詳細內容可以參考[138]。在電腦模擬中我們使用的載波波型為 $\text{sinc}(\cdot)$ 函數，因此 OFDM 訊號 \mathbf{x} 的在頻域中為

$$X(f) = \sum_{i=1}^N x_i \text{sinc}(f - f_i).$$

總子載波個數 $N = 128$ 。在白高斯雜訊通道下沒有使用循環字首(cyclic prefix)而在衰弱通道下循環字首的長度是 $N/8$ 。我們依照頻譜漏洞的連續性設定了兩個環境：在旁瓣干擾抑制技術中，我們比較了載波相消 (CC) 和保護頻帶 (GB) 的方法。所示，我們所提出的基於子空間旁瓣干擾抑制法(SB)具有較佳的校能，能將對主要使用者造成的干擾降最多。但錯誤! 找不到參照來源。也顯示出使用基於子空間旁瓣干擾抑制法幾乎無法藉由增加子載波的維度來增加旁瓣干擾抑制的效果。在傳送速率最大化的議題中，我們比較了最佳方法在白高斯雜訊通道下和較低複雜度的基於子空間等功率法(SS-EP)。我們設定功率限制 $P_S = N$ ，傳輸訊雜比 $\rho \triangleq P_S/\sigma_w^2$ 固定為 20dB。我們可以在圖 44 看到，最佳的方法和簡化的 SS-EP 在最大傳送速率上相差不大，而圖 45 卻顯示出 SS-EP 所需的時間卻減少很多。因此不論頻譜漏洞是否連續，SS-EP 都是一個具有較低複雜度且高校能的方法。

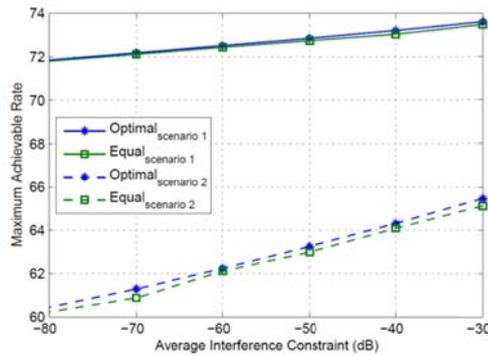


圖 44 最佳方法(optimal)和等功率法(Equal)的最大傳送速率比較。

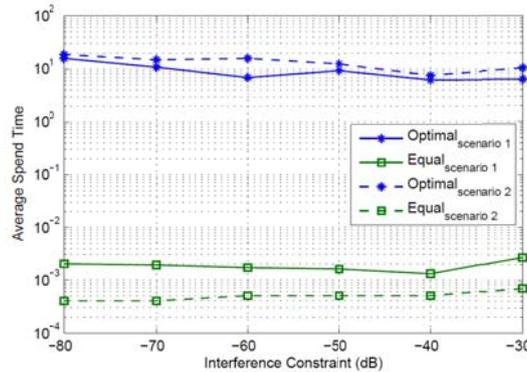


圖 45 最佳方法(optimal)和等功率法(Equal)的演算複雜度(平均花費時間)比較。

1.1. 感知無線電資源分配方法之研究

近年來隨著無線通訊技術演進，各種通訊系統的傳輸速率要求也隨之不斷提升。許多應用產品在市面上也如春筍般出現。然而無線電頻寬是極其珍貴且有限的公共資源，因此如何有效率的使用無線電頻寬一直是極為重要的課題。由於傳統指定頻段單一系統的頻譜分配方式之使用效率不高，於是有感知無線電(Cognitive Radio)觀念[ProSu]的提出且引起學界與產業界的廣泛研究興趣。感知無線電系統用戶主要可以分為二類。第一類是所謂的次要用戶(Secondary user, SU)，這些用戶若要使用某個頻段需先偵測該頻段是否有主要用戶(Primary user, PU)正在使用。易言之，次要用戶只能使用主要用戶沒有使用的空白頻帶(White space)。另一種可能又統稱為頻帶共享(Spectrum Sharing)，在此種模式下，若能保證主要用戶的訊號與干擾雜訊比(Signal to Interference plus Noise Ratio, SINR)高於給定的門檻(threshold)兩類用戶便可使用同一頻帶。在滿足前述條件之下，次要用戶在對主用戶干擾可以接受之下使用相同的頻帶。對感知網路而言，如何可以提供一個可靠、低複雜度以及高解析度偵測頻譜(Spectrum sensing)使用的演算法是決定系統的主要關鍵之一，因此頻譜偵測因此扮演的極為重要的角色。在我們的演算法中，如何成功的判斷的是否有主要用戶可以便轉換成二元的假設(binary Hypothesis)之問題。 H_1 代表主要用戶是存在的情況，而 H_0 則表示沒有主要用戶的存在。在合作式網路上(Cooperative Network)，若個別獨立的使用者可以合作一同進行頻譜偵測，並將各自觀察到的結果回報給資料處理中心(Fusion Center, FC)做最後的判斷，可以將頻譜偵測所需要的時間大幅的減少。但這種方式也會導致延伸的副作用，若每個使用者觀測的結果沒有經過壓縮即刻回報給 FC，當使用者數目龐大，所需要的回報的頻寬是非常巨大的，因此在本計劃中，連續機率比試驗(sequential probability ratio test, SPRT)因而被提出並用於控制回報所需要的資料量。計畫中所使用的系統模型是根據 IEEE 802.22 WRAN 所建立的，而系統的架構可以從圖 45 清楚的了解系統是由三個元素，一個 PU 和 FC 以及數個 SUs，所組成。連續檢測(Sequential Test, ST)中，所需要的觀測量並不是事前所決定的而是根據資料量的消息量來判斷，當獲得足夠的訊息來判斷是否 H_0 或是 H_1 即刻停止。SPRT 是 ST 的一種特例，並適用在觀測點的擁有相同的統計特性以及獨立的條件下，

他可以根據所系統所規定的誤判機率(P_F)和漏判機率(P_M)來決定所對應的門檻 η_0 和 η_1 。而第 K 個觀測點和全部的觀測點之機率比即可描述成

$$\begin{aligned}\Lambda(Y_k) &= \frac{p(Y_k | H_1)}{p(Y_k | H_0)} = \prod_{k=1}^K \frac{p(y_k | H_1)}{p(y_k | H_0)} \\ &= \frac{p(y_K | H_1)}{p(y_K | H_0)} \prod_{k=1}^{K-1} \frac{p(y_k | H_1)}{p(y_k | H_0)} \\ &= \Lambda(y_k) \Lambda(Y_{k-1})\end{aligned}$$

SPRT 的判斷可表示成下面的判斷式：

$$\begin{cases} \Lambda(Y_k) \geq \eta_1, & \text{接受 } H_1 \\ \Lambda(Y_k) \leq \eta_0, & \text{接受 } H_0 \\ \eta_1 \geq \Lambda(Y_k) \geq \eta_0, & \text{不做任何判斷等待下一筆資料} \end{cases}$$

當第 i 個感應器(Sensor)根據它所觀察到的結果做完判斷後，即會回傳一個位元的訊息 d_i 來告知 FC 是 H_1 或是 H_0 。在 FC 端必須根據每一個感應器所回傳的訊息做最後的判斷。因為當第 i 個感應器(Sensor)根據它所觀察到的結果做完判斷後做回傳時，可能發生 d_i 的機率比小於 η_0 或是大於 η_1 的情況。但經過近似和簡化， d_i 的機率比將變成

$$L(d_i) = \begin{cases} \log\left(\frac{P_m}{1-P_f}\right) = \eta_{02}, & d_i = 0 \\ \log\left(\frac{1-P_m}{P_f}\right) = \eta_{12}, & d_i = 1 \end{cases}$$

FC 將累積並計算每一個感測器傳送過來的機率比之後，並根據最後系統所要求的 P_F 以及 P_M 所訂下的門檻進行 SPRT。因此所提出的感知網路之頻譜偵測演算法可歸納成圖 46。經過理論的推導，FC 所需要平均之 bits 數， $E[K_f]$ 可以表示成

$$\begin{aligned}E[K_f | H_1] &= \frac{(1-P_M) \log\left(\frac{1-P_M}{P_F}\right) + P_M \log\left(\frac{P_M}{1-P_F}\right)}{(1-P_m) \log\left(\frac{1-P_m}{P_f}\right) + P_m \log\left(\frac{P_m}{1-P_f}\right)} \\ E[K_f | H_0] &= \frac{P_F \log\left(\frac{1-P_M}{P_F}\right) + (1-P_F) \log\left(\frac{P_M}{1-P_F}\right)}{P_f \log\left(\frac{1-P_m}{P_f}\right) + (1-P_f) \log\left(\frac{P_m}{1-P_f}\right)}\end{aligned}$$

我們利用電腦模擬的結果來比較理論以及實際上的差別。參數的設定如下： M 個 SUs 隨意的散布在以 FC 為圓心且半徑為 5 公里覆蓋範圍內，SUs 和 PU 的距離為 59.4 公里。SU 利用簡單的能量檢測(Energy Detection)搭配 SPRT，但當 FC 收集到足夠的資料量後，可以廣播停止信號給 SUs。信號和距離衰減之係數為 3.5。 $P_F = P_M = 0.01$ 。在圖 47 中顯示出理論和實際上的差異，雖然有點不太一致，但是主要的原因是在計算理論值做了簡化所造成的，但可以差異並不是太大，該結果可以用來預測在不同的誤判機率以及漏判機率下，大致上需要的位元數，而不需要經過實地的測量。跟[138]所提出的“AND”和“OR”兩種方式比較，“AND”所需的時間為 94.448 而“OR”所需的時間為 67.794。在圖 48 中，可以看出我們提出的演算法所需要的時間比起[138]可說是大幅的減少。本年度完成微波毫米波的前端子電路設計。第一個實現的是使用一對二變壓器設計的高線性度三平衡式星型混頻器，LO 推動功率為 7~9 dBm，轉換損耗及雜訊指數約為 15dB， IP_{1B} 為 12~17dBm，IIP3 為 29dBm，頻寬為 22~41GHz，具有相當好的線性度表現。第二個實現的是使用 0.35um SiGe BiCMOS 製程來實作 Phase-Inverter Rat-Race 的次諧波二極體混頻器，LO 推動功率為 6dBm，轉換損耗及雜訊指數約為 15 dB， IP_{1B} 為 -1dBm，IIP3 約為 10dBm，頻寬為 46~66GHz，可以涵蓋整個 60-GHz 應用的頻帶，這要歸功於對被動元件

Phase-Inverter Rat-Race Coupler 寬頻的特性。成功地完成子電路後，我們將於第三年度繼續完成 60-GHz 的接收機。在天線陣列方面，第二年度完成了利用 IPD 玻璃基板製程實現 V-band 高增益之偶極天線，IPD 玻璃基板具有低損耗與低成本之優勢，合適在此板材上製作毫米波天線，實現出來的偶極天線面積為 $900\ \mu\text{m} \times 1250\ \mu\text{m}$ ，量測之天線增益約為 5-6 dBi。並將 IPD 偶極天線排成 1×4 的相位陣列，並整合 4×4 巴特勒矩陣，達到一個多波束的相位陣列系統。實現出的相位陣列晶片面積為 $5\text{mm} \times 5\text{mm}$ 。量測結果顯示本設計可成功產生四個方向之波束。此外，我們成功的實做了 4 根天線下的 MIMO 晶格簡化演算法，接下來是繼續實做後面的電路，找尋在晶格簡化的前置下，怎樣的技巧可以在後面的 MIMO 偵測器使用，來達到最佳的效果還有複雜度的平衡。在 60GHz 基頻模擬的部分，WARP 平台能使我們更有效率的評估基頻的演算法效能，而且其擴充性很大，最多可以由一台電腦控制 16 個 WARP 平台，每一個 WARP 平台也可以擴充成 MIMO 的架構，而 MIMO 的技術在次世代的無線通訊系統上有非常廣泛的應用，因此 WARP 平台在未來通訊系統的設計上可以有很大的幫助。另外，我們提出的子空間旁瓣干擾抑制方法較傳統的方法有更好的抑制干擾效果，可用在感知無線電上。我們也設計了許多低複雜度卻高效能的方法來使得傳送速率最大化。這可應用在有硬體限制的環境中，或是降低硬體的成本。而在本計畫中提出的頻譜偵測的演算法除了可以大幅度的降低所需要的時間外，並根據理論的推導，可以預測大概所需的位元數以及時間，對於不同的誤判機率以及漏判機率的情況下，可以提供一個預測。

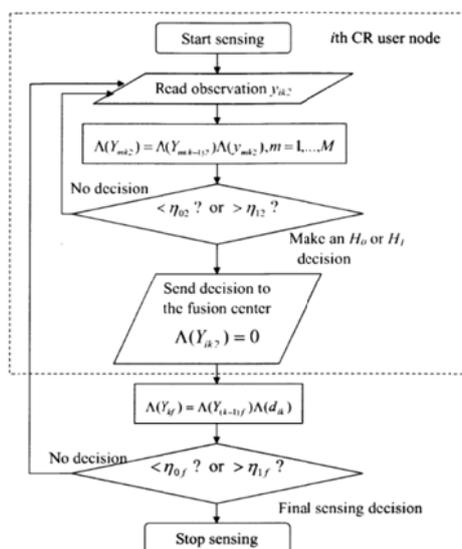


Fig. 46 根據 SPRT 之合作式頻譜偵測法

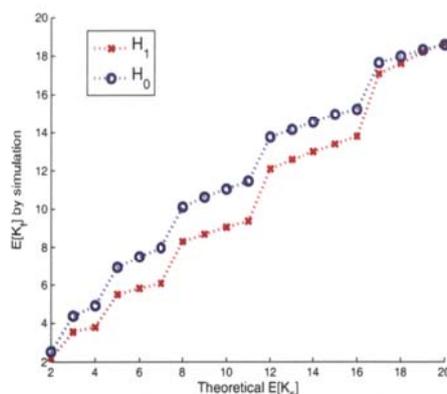


Fig 47 理論及模擬所需位元數之關係

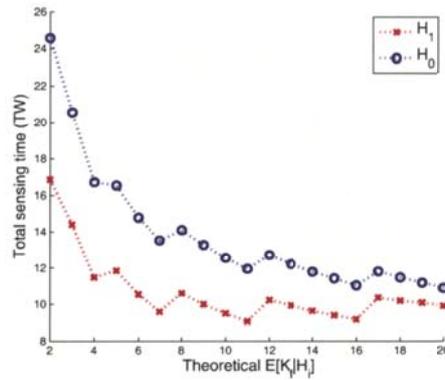


Fig. 48 標準化之感知時間跟所需要位元數之關係

J.1. Subharmonic Diode Mixer

一般二極體偶次諧波會包含兩個部分，反對稱二極體(Anti-Parallel Diode)以及其他被動電路的部分。我們可以知道當只有一個二極體混頻器時，隨著輸入電壓的變化，在一個周期內會有一段時間電導大於零，此即最簡單的混頻形式；當有另一個二極體與之反接時，此一在一個周期內的電壓輸入，會有兩段時間電導大於零，且此兩段時間並不互相重疊，此即有兩倍頻的混頻效果。透過簡單的數學分析可以取出兩倍 LO、RF、IF 等等的混頻項；而我們不需要的訊號則會形成迴路在反對稱二極體內流動。

J.2. Trifilar

在這次的計畫中，我們想要實現的 Mixer 架構中需要一對二的 Transformer 作為輔助，在文獻[1]中將有此功能的 Transformer 稱之為 Trifilar。Trifilar 的走線佈局結構是藉由三個電感互繞而成；而因為我們電路的運用為差動訊號的電感，因此需要將每個電感的中間抽頭出來為小訊號的虛接地(Virtual Ground)，偏壓也可以直接由此點灌入。因為電感互繞可以提升各電感本身的 Q 值，依 Trifilar 繞線的方式我們實作出了 Triple Balanced Diode Mixer，第一個繞線方式為平面式，主線圈與副線圈的圈數比為 2:1，由於 SiGe 0.35 μ m 有 3 層金屬可供利用，故可以運用此結構有效的減少電路面積。

J.3. Schottky Diode

我們在 SiGe 0.35 μ m 製程中測試並使用蕭特基二極體(Schottky Diode)的元件，該元件有高 f_t 與 f_{max} 的特性，因此我們可以使用較低成本的製程來實作出 V-Band 的射頻前端電路。Schottky Diode 是使用金屬半導體接面，在金屬半導體之間有一 Barrier，可以作為電壓電流整流，只允許單方向電流移動。如有偏壓加於此金氧接面，能帶將所變化，當為正偏壓的時候，由半導體往金屬看入的能障會降低，超過能障電壓(Build-in Voltage)將有導通的順向電流，此時二極體為導通狀態；當電壓為負偏壓的時候，能障將會提高，其反偏電流非常小，形成整流效果。SiGe 0.35 μ m 製程中 contact 和半導體有一層薄膜 Silicide，該層薄膜可以形成良好的金屬半導體整流接面，因此我們為了尋找出不同蕭特基接面的特性，在 Schottky Barrier Contact 接面處，對 N-Well 試做不同 Mask 的組合形成不同濃度的 N 型半導體，最後找到我們需要的蕭特基二極體。最後，我們將 Subharmonic Diode Mixer 的特性，結合 Trifilar 的元件架構，以及蕭特基二極體的元件特性，並在 SiGe 0.35 μ m 製程中實現了 60GHz Dual Direct Down-Converter，其電路架構圖如圖 53 所示，首先 RF 訊號由 Marchand Balun 輸入，轉成 +90 $^\circ$ 和 -90 $^\circ$ 的 180 $^\circ$ 相差訊號之後輸出至兩組 Diode Mixer，接著 LO 訊號也由 Trifilar 產生後送入 Diode Mixer，最後由 IF 端輸出 IF+ 與 IF- 兩組訊號。

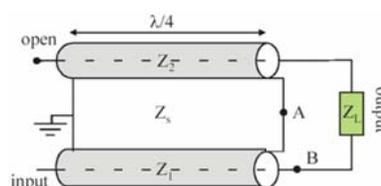


圖 51 Marchand Balun 立體架構圖

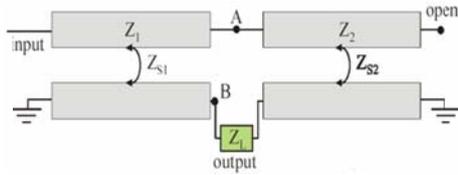


圖 52 Marchand Balun 平面耦合圖

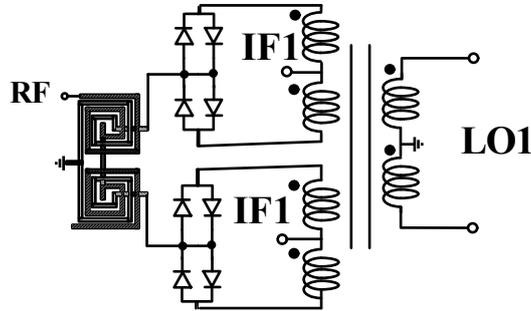


圖 53 subharmonic mixer 架構圖

接著我們在第一次降頻之後，將訊號傳入 Low Noise Buffer 作輸出阻抗匹配以及增益的補償，並將訊號送入第二級的 Mixer 裡作第二次降頻，在第二級的部分我們在 LO 訊號部分使用了 Poly-Phase Generator 將 LO 訊號作 I/Q 的相位差使之後的訊號處理部分能夠使用，其系統架構圖如圖 54 所示，在將過 Poly-Phase Generator 之後的訊號由 I/Q Mixer 作 I/Q 訊號，再經由第二級 Buffer 將訊號輸出，下面整理了系統的架構圖、頻譜分配圖，以及 Chip Photo 和量測結果，結果顯示出當初的架構非常成功且規格可以實用在 60GHz 傳輸的部分。

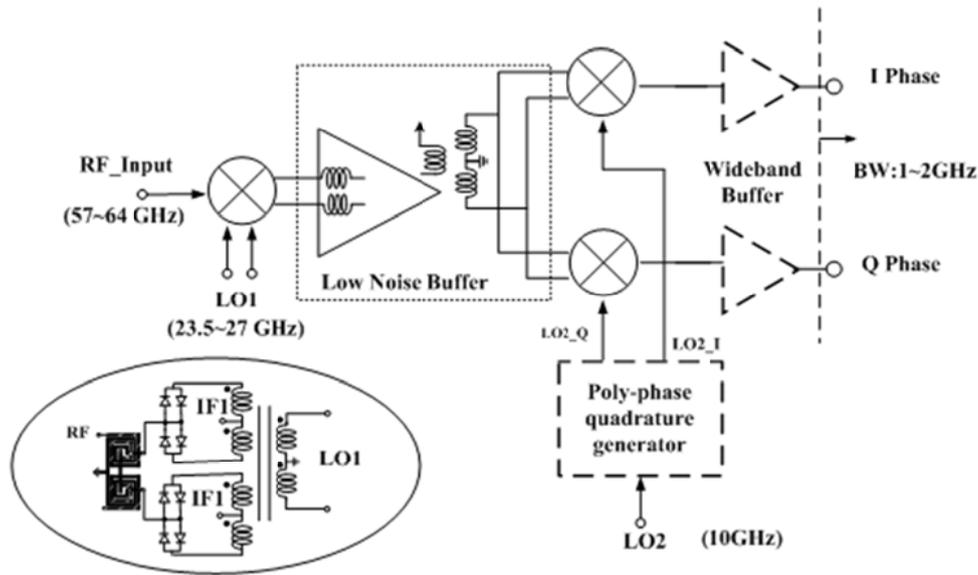
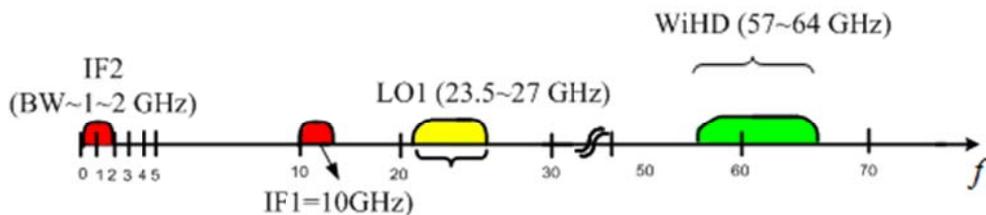
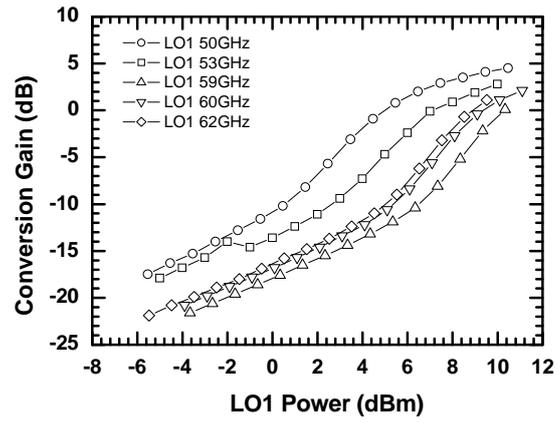


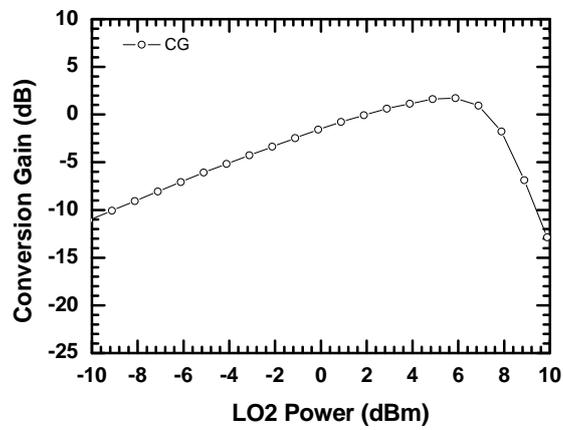
圖 54 60GHz 雙次直接降頻器架構圖



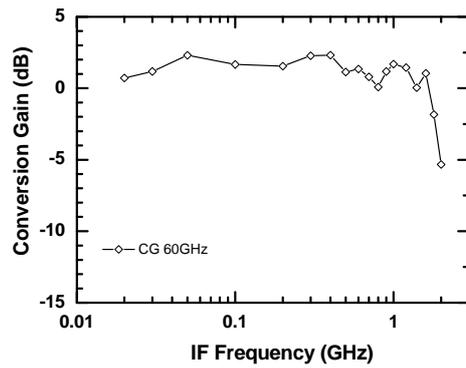
頻譜分配圖



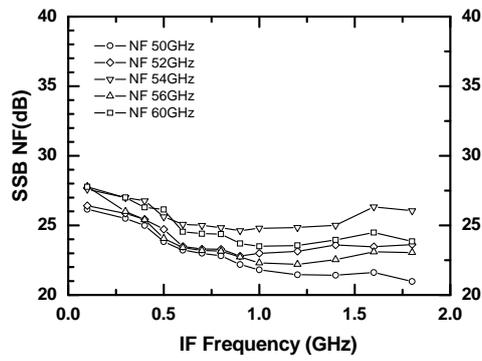
LO1 power 對 Conversion Gain 作圖



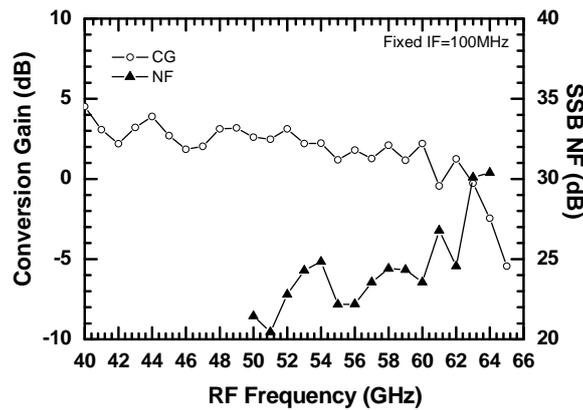
LO2 power 對 Conversion Gain 作圖



IF Bandwidth



Noise Figure



Frequency 對 NF 及 Conversion Gain 作圖

Process	TSMC 0.35um SiGe BiCMOS
Conversion Gain	3dB
RF Bandwidth	40-63GHz
IF Bandwidth	1.6GHz
LO power	11dBm
NF	20dB
IP1dB	-5dBm
Power Consumption	121.5mW
Die Size	2.15 x 1.25 mm ²

圖表一 晶片規格表

我們最後實做出了 60GHz Dual Direct Down-Converter，該電路的規格如圖表 1 所示，當 LO 輸入功率為 11dBm 時混頻器量測的轉換增益(Conversion Gain)有 3dB。為了要讓最後中頻輸出頻寬盡量的大，我們必須選擇最佳的第一中頻頻率，由轉換增益對第一中頻圖中我們選擇第一中頻頻率為 13GHz 來進行量測，最後中頻輸出頻寬為 1.6GHz，射頻頻寬為 40~63GHz，IP1B 為-5dBm。因為第一級是被動混頻器整體電路雜訊指數較一般降頻器來得要高，但最後整個完整接收機系統會以覆晶封裝方式在最前端整合使用 GaAs 材料的低雜訊放大器，雜訊指數會再進一步的被壓制掉，本電路量測出來的雜訊指數約為 20~25dB。該結果顯示，若要以該架構實作 60GHz 接收機是沒有問題的，在整體的接收機架構還會再搭配上前級 GaAs 的低雜訊放大器，透過覆晶技術將其整合，達成規劃的 2.4GHz/5GHz 與 60GHz 雙頻的接收機架構。

K.1. 毫米波波束形成積體電路、天線及模組

第三年度執行之計畫著重於 60 GHz 陣列天線後端相移器之設計。天線陣列的場型具指向性，對接收端而言，除了加強訊號接收強度，指向性的波束能有效抑制訊號源外的干擾，此即空間濾波之特性，可有效提升接收端系統訊雜比(SNR)。若能賦予天線陣列調整波束方向的能力，產生對應方向上的波束以達成空間多工，進行更有效率的訊號收發，此即為相位陣列(phased-array)技術。在前一年我們以 IPD 製程設計了切換式波束合成電路 Butler matrix，然若要增加波束空間掃描解析度，必須提供更細膩的時間或相位延遲，因此在本年度的計畫中，設計了兩類相移器： 180° 被動式相移器及 360° 主動式相移器。 180° 被動式相移器採全差動的反射式(reflection-type)架構，具有較高的波束掃描解析度。並以增強互耦的方法設計內部耦合器子電路，有效降低相移器的損耗、損耗變動及晶片面積。 360° 主動式相移器延續被動式架構既有的優勢，將相位陣列接收機單端輸入差動輸出的前端放大級一併整合。此外，亦善用差動訊號之特性，於放大器輸出級架構中整合入可切換式之相位反轉器，令原本僅具 180° 的相位調控範圍，拓展為 360° 的全相位調控。此方法能有效降低整體功耗，並克服毫米波被動式全相位相移器損耗過大的問題。圖 56 為本計畫實現之差動反射式相移器架構，主要由一差動式正交耦合器[128]與兩組相同的差動式負載所構成，Port 1 為相移器輸入端，Port 2 和 Port 3 分別為直通端與耦合端，兩者皆與反射式負載相接；Port 4 為隔離端，也是相移器輸出端。訊號由 Port 1 饋入耦合器後等功率分配至 Port 2 和 Port 3 並具有 90° 相位差；此兩訊號於反射式負載端進行全反射 ($|\Gamma_L|=1$) 並攜帶所提供之相位移量；反射訊號最終重新饋入耦合器，並且在 Port 4 同相位疊加並獲得相移量。相位調控機制由可變電抗的反射式負載所提供，內部為壓控電容器與電感所組成的諧振電路。

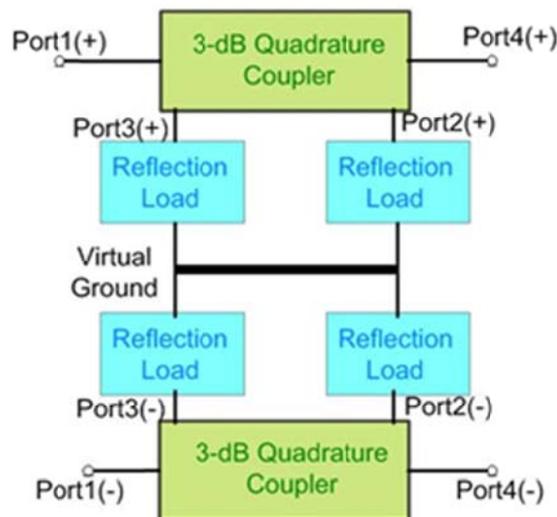


圖 56 差動反射式相移器架構圖

差動結構為兩組結構相同、饋入訊號相差 180° 的單端電路所構成；其植入損耗 ($|S_{21}|$) 與單端反射式相移器相同，但是在電路佈局上所須面積為單端架構的兩倍。設計上利用差動架構的訊號流特性，增強正交耦合器與反射式負載內部互耦性，降低整體電路植入損耗與所需面積。其中正交耦合器以平行耦合線形式實現，採用過耦合方式設計變壓器的反射式相移器，變壓器互耦的電感係數 (k) 大於正交耦合器耦合係數 (α) ($k > 0.707$) 可具有較佳的損耗變動表現。此外，過耦合變壓器亦可縮短所需的耦合線段長，進而降低植入損耗並增加相位平衡。以寬邊耦合器 (broadside coupling) 的形式以 CMOS 製程實

現高耦合係數的正交耦合器。單端電路架構如圖 57(a)所示，使用 TSMC 0.18- μm CMOS 製程，以 M6、M5/M4(M5、M4 合併增加金屬厚度)兩條緊密重疊的金屬訊號耦合，挖空下方接地金屬並加寬接地面間距(d)提升線段間耦合量，由此方式實現高耦合正交變壓器。差動正交耦合器(differential quadrature hybrid，簡稱 D-QH)，架構則如圖 3(b)所示，兩組耦合線段交互參照且完全對稱。

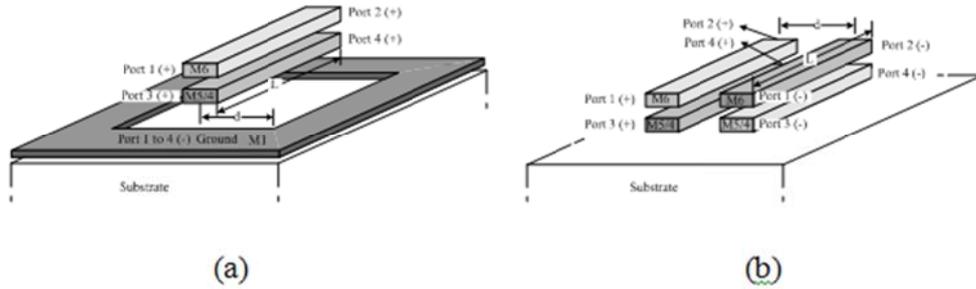


圖 57 (a) 單端正交耦合器架構圖 (b)差動正交耦合器架構圖

佈局上過大的耦合線段間距將導致電路所需面積較大，因此在設計上採用折線的方式提高面積的使用效率，佈局如圖 58，整體線段長度為 320 μm ，模擬結果植入損耗($|S_{21}|$ 、 $|S_{31}|$)為 3.5 ± 0.4 dB，輸出與耦合端相位差為 $90.4^\circ \pm 0.2^\circ$ 。反射式負載(Z_L)由電感或電容等電抗性元件組成，依電磁波反射係數公式：

$$\Gamma = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} = \frac{jX - Z_0}{jX + Z_0} = |\Gamma| e^{j\phi} \quad (2.1)$$

電抗性負載($Z_L = jX_L$)使輸入訊號全反射之外，同時會附帶負載相移量(ϕ)，而最大的相位變化($\Delta\phi_{\max}$)為：

$$\Delta\phi_{\max} = 4 \tan^{-1}(\Delta X / Z_0) \quad (2.2)$$

其中 ΔX 為反射式負載電抗變化量，因為 \tan 最大值為無限大時角度為 90° ，因此最大的相位變化值為 360° ；由(2.2)式可知當 $\Delta\phi_{\max}$ 越大時，所造成的負載電抗變化量 ΔX 也越大，傳統上通常利用串聯電感的方式來提高相位可調範圍，其架構如圖 58 所示，理論上使用較小的電容值再串聯較大的電感值可得到較大的相位可調範圍，但隨著串聯電感值越大，電感所寄生的電阻 R_s 將導致更大的植入損耗及植入損耗變動，除了串聯電感感值之外，可變電容內部的寄生電感性須與串聯電感一併考量；此外，差動架構亦帶來額外的好處；反射式負載中使用使用的變容器於單端架構上需提供由負到正的調控電壓來獲得所有的相位分佈，負偏壓的使用不僅增加系統整合上的困難度也會增加量測上的複雜度；差動架構僅需在虛接地端提供一共模電壓作為參考準位，相位調控所需控制電壓衡為正電壓；本相移器所需共模電壓為 2V，變容器調控電壓為 0 到 4V。

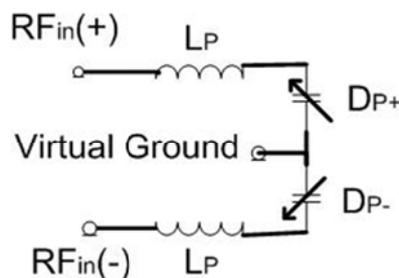


圖 58 差動反射式負載架構示意圖

圖 59(a)(b)為本晶片於 55 GHz 到 65 GHz 對應 0 到 4 V 的調控電壓下，植入損耗($|S_{21}|$)與相位變化($\angle S_{21}$)模擬與量測結果圖所示，植入損耗模擬結果為 6.9 dB 到 9.9 dB，具有 188° 相位可調範圍；植入損耗量測結果為 9 dB 到 12dB，具有 150° 相位可調範圍。圖 60(a)-(b)分別為 60 GHz、65 GHz 情況下控制電壓對相位分佈模擬與量測結果圖。

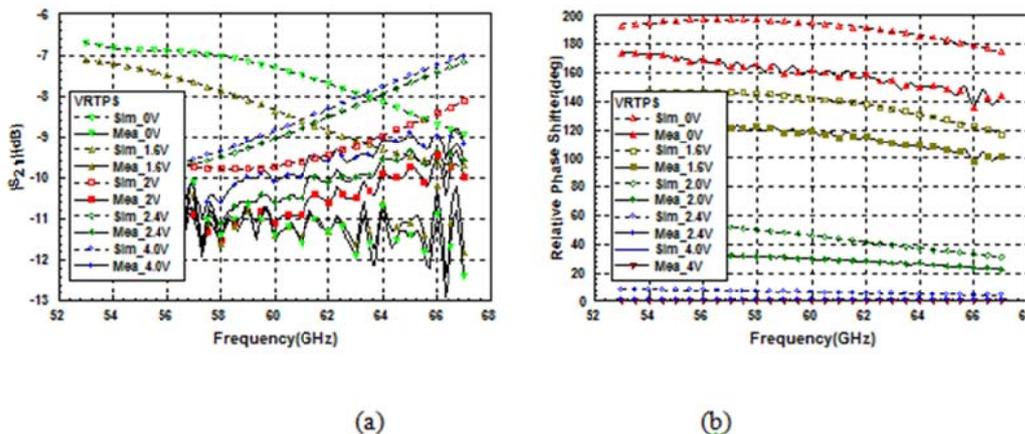


圖 59 (a)植入損耗模擬與量測結果圖 (b)相位分佈模擬與量測結果圖

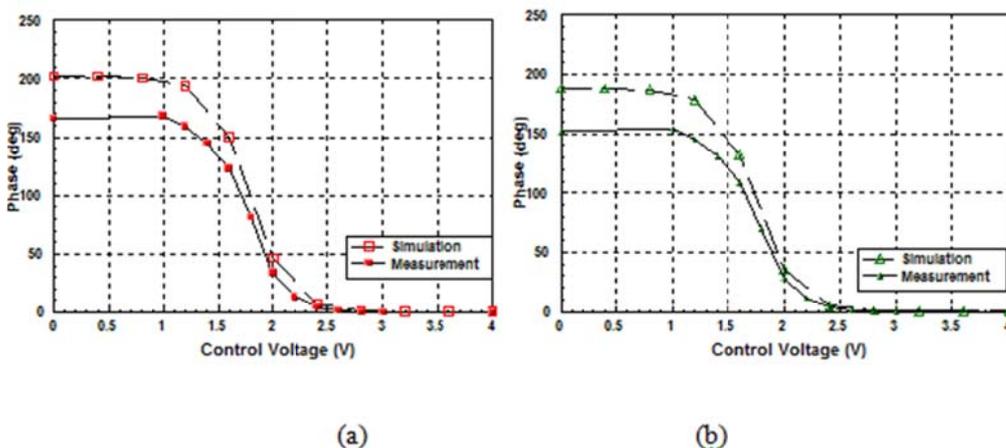


圖 60 不同控制電壓下相位分佈模擬與量測結果圖(a) 60 GHz, (b)65 GHz

圖表二所列為本論文設計 60 GHz 情況下差動反射式相移器與文獻中反射式相移器電路特性比較表，損耗與損耗變動對應相位可調範圍轉換效率以及面積使用率，與文獻[130]相比，於面積使用上使用本電路為文獻的兩倍大；若將各製程單位面積所需成本納入考量，本章所使用的製程單位面積所需成本遠低於文獻[130]，因此本電路於實際應用方面依然具有優勢。在植入損耗變動量與相位可調範圍部分本電路均可獲得較佳的表現，證明增強互耦的概念確實有助於提升電路效能。

	This Work (模擬)	This Work (量測)	[2] 2009 LMWC	[3] 2010 ISPAST	[4] 2011 CICC
Frequency(GHz)	60	60	60	60	60
Insertion Loss(dB)	8.6±1.3	10.8±0.7	6.3±1.8	5.1±1.1	4.5±1.2
Phase Range(deg)	>187	>160	>90	>156	>147
Return Loss(dB)	>15	>15	>13	>5	>13
Chip Area(mm ²)	0.09	0.09	0.08	0.33	0.048
Tech.	0.18μm	0.18μm	90nm	0.13μm	65nm

	CMOS	CMOS	CMOS	SiGe	CMOS
--	------	------	------	------	------

圖表二 V Band 反射式相移器電路特性文獻比較表

主動式相移器同時具前端放大級與相移的特性，如圖 61 虛線方框所示。相位陣列若要達成半平面波束掃描功能，各訊號路徑相移器均需具備全相位的調控能力；損耗與損耗變動過大仍為設計毫米波頻段 360° 全相位調控相移器所面臨的最大難題。於相移器前端勢必增加放大器來補償相移器所造成損耗；然而增加放大器有違低功耗相位陣列的設計初衷。本章節利用差動架構具 180° 相位反轉的特性將相移原始範圍呈現 180° 相位反轉，藉由相位反轉機制使 180° 相移器具有 360° 全相位的相位調控範圍，大幅降低相移器的設計難度並減緩損耗變動所造成的系統負擔。圖 62(a) 為欲實現之主動式相移器電路架構簡圖，採用 TSMC 90nm CMOS 製程實現，電路操作頻率為 60 GHz，整體架構為單端輸入差動輸出，內部包含具可切換式相位反轉之低雜訊放大器以及 180° 差動反射式相移器。訊號於放大器內部轉換成差動形式，藉由切換模態選擇輸出至相移器的路徑為"直通"或"反轉"。如圖 62(b) 所示，饋入相移器的兩訊號路徑因本身具有等振幅、反相位訊號特性，兩輸出埠分別具有 0° 至 180° 與 180° 至 360° 相位分佈。此切換式相位反轉機制藉由路徑選擇將差動訊號反相饋入，補足各輸出埠所欠缺的相位調控範圍；如圖 62(d)，埠二在兩模態的切換下可獲得完整的 360° 調控範圍。此機制可成功將 180° 相移器拓展為 360° 全相位調控效能，克服傳統架構損耗變動過大的問題；本架構將切換式相位反轉機制整合於放大器架構中，不會造成額外的損耗與功耗。

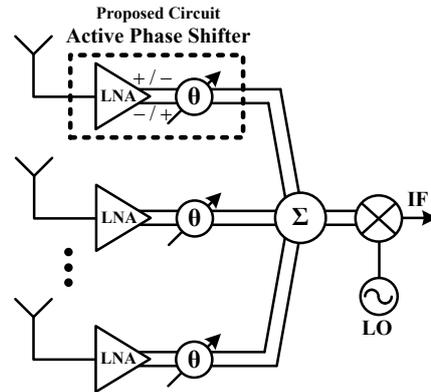


圖 61 射頻相移型相位陣列之主動式相移器示意圖

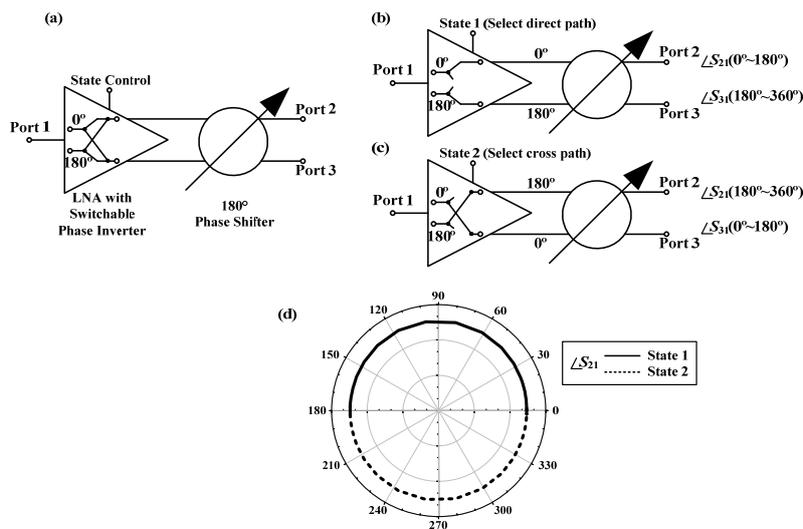


圖 62 (a) 具可切換式相位反轉器之主動式相移器示意圖 (b) "直通"模態 (c) "反轉"模態 (d) 埠二輸出可調相位分佈示意圖

圖 63(a) 為實際電路架構圖，其目為標操作頻帶 55 至 65 GHz 間均具有 360° 全相位調控效果。低雜訊放大器採用三級串接(cascade)組態。前兩級以單端架構降低功耗並於輸入端進行寬頻匹配；並於

二、三級間以變壓器形式的平衡不平衡轉換器(balun)將輸入訊號轉為差動形式，第三級為差動架構且具可切換式相位反轉功能，由第三級放大器輸入端電晶體工作模式的切換選擇差動訊號饋入相移器路徑為"直通"或"反轉"；圖 11(b)為第一種模態下，電晶體 M7、M8 工作，訊號直接輸出；圖 11(c)為第二種模態下電晶體 M5、M6 工作，訊號經由跨線後呈反相輸出；由電晶體工作模式切換達到相位反轉的效果，後端 180°相移器藉由此機制具備全相位 360°的相位調控能力，有效舒緩相移器損耗與損耗變動對系統造成的負擔。圖 64 為本主動式相移器晶片佈局圖與晶片照相圖，整體電路面積為 1.0×0.6 mm²，包含左半部單端輸入差動輸出低雜訊放大器與右半部差動反射式相移器。圖 65(a)(b)為本主動式相移器操作於 55 至 65 GHz 時，相移器在 0 至 4 V 控制電壓下所對應的相位調控範圍的模擬與量測結果；圖 66(a)-(b)為 60 GHz、65 GHz 為不同控制電壓下相位分佈模擬與量測結果圖；量測結果顯示 55 至 65 GHz 頻帶內均可達成 360°相位調控範圍。電路功率消耗為 21.0 mW。

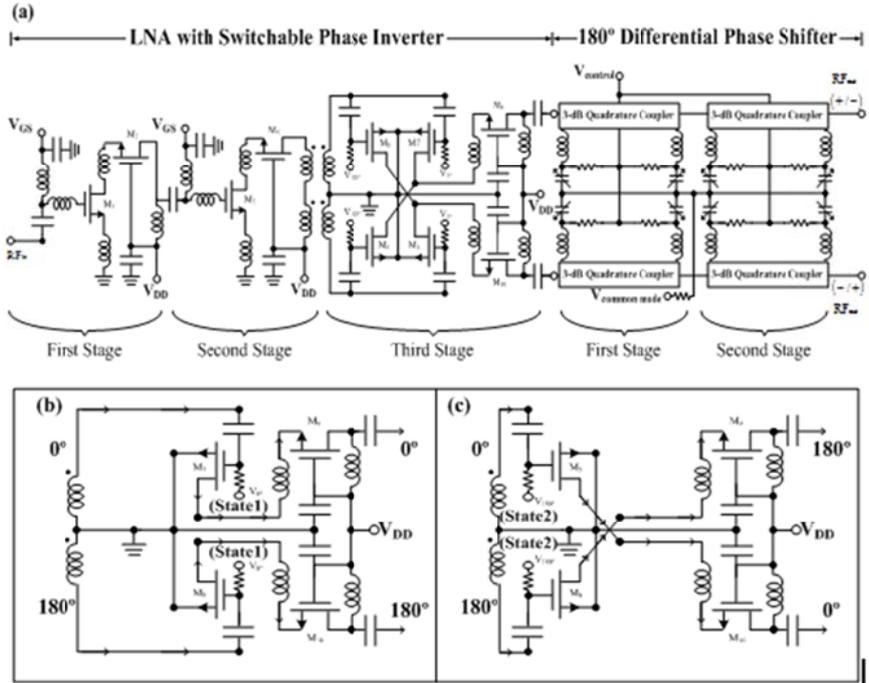


圖 63 (a)具可切換式相位反轉器主動式相移器電路架構圖 (b) "直通"訊號模態路徑圖(c) "反轉"訊號模態路徑圖

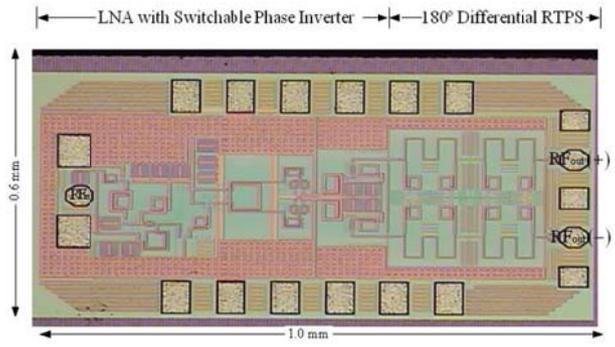


圖 64 具可切換式相位反轉器之主動式相移器晶片照相圖

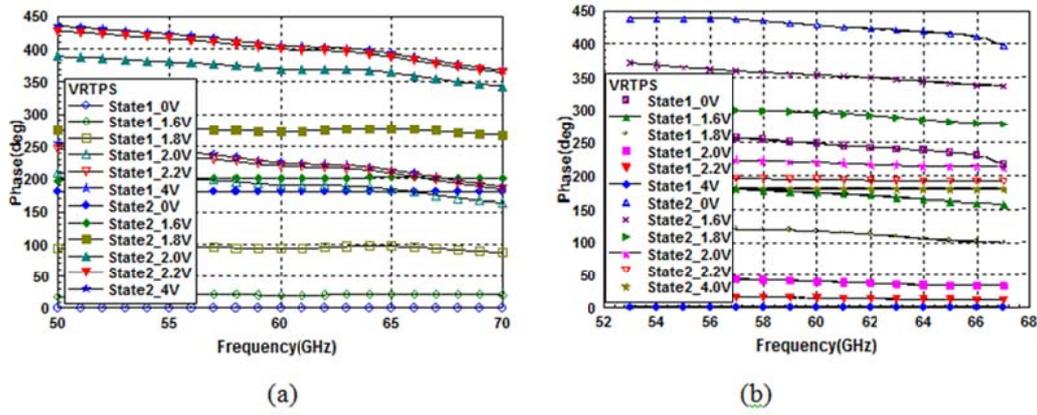


圖 65 不同控制電壓下頻率對相位分佈 (a)模擬結果圖(b)量測結果圖(輸出可調相位 $>360^\circ$)

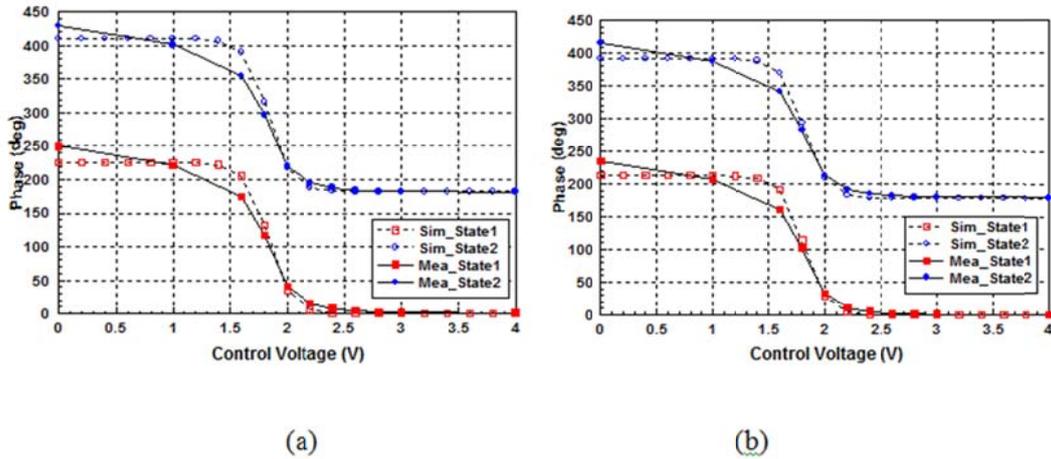


圖 66 不同狀態下控制電壓對相位分佈模擬與量測結果圖(a) 60 GHz, (b)65 GHz

圖 67 至圖 70 為主動式相移器在 0 至 4 V 調控電壓下，整體電路效能的模擬與量測結果圖，量測增益在 55 到 65 GHz 頻帶內為 9.9 ± 2.6 dB，在 60 GHz 增益為 11.5 ± 0.7 dB，含振幅變動的 3 dB 頻寬為 5.8 GHz(56.6 至 62.4 GHz)。雜訊指數在 55 至 65 GHz 頻帶內為 6.5 ± 1.0 dB，輸入輸出折返損耗均大於 9 dB，反向隔離度均大於 40 dB。1 dB 壓縮點(input P_{1dB})於 55 GHz、60 GHz 均為 -27 dBm，於 65 GHz 為 -25 dBm。

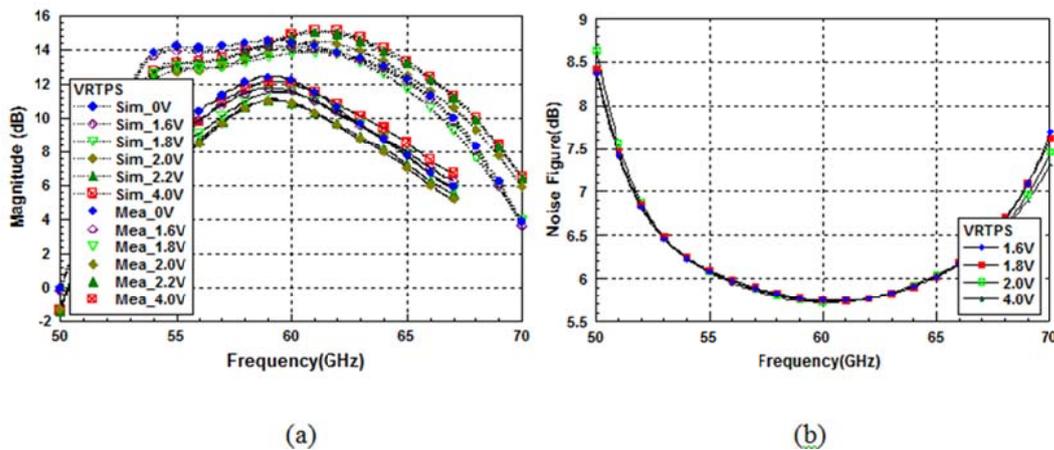


圖 67 (a)增益模擬與量測結果圖 (b)雜訊指數模擬結果圖

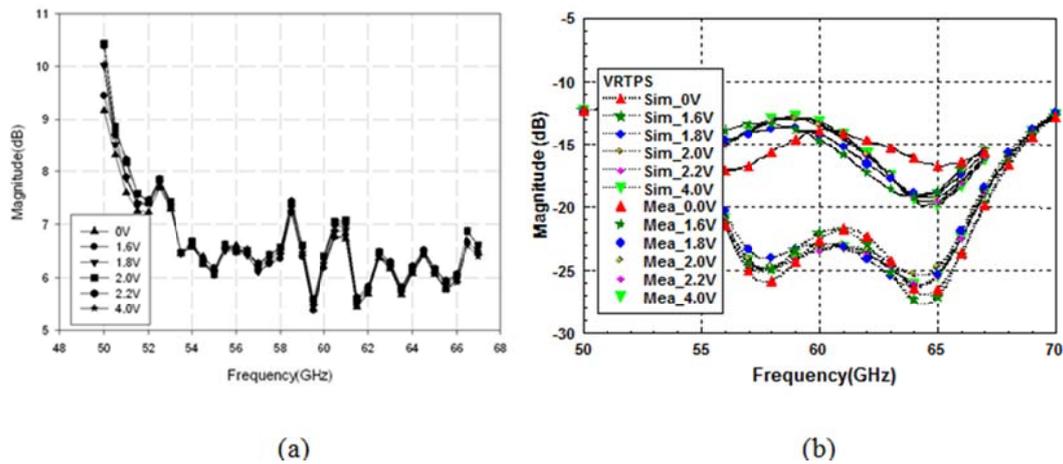


圖 68 (a)雜訊指數量測結果圖 (b)輸入端反射損耗模擬與量測結果圖

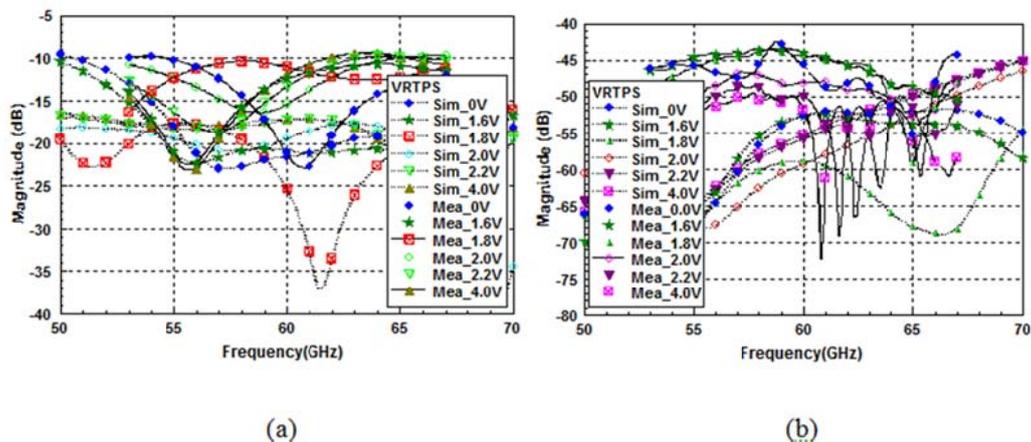


圖 69 (a)輸出端反射損耗模擬與量測結果圖 (b)反向隔離度模擬與量測結果圖

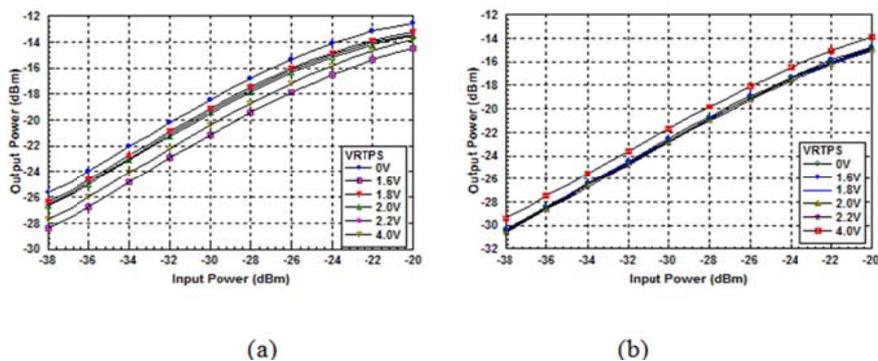


圖 70 不同控制電壓下增益 1dB 壓縮點量測結果圖(a) 60 GHz, (b)65 GHz

圖表三為模擬與量測比較表，於表中可看出於平均增益模擬結果較量測結果高出約 4 dB，主要原因為模擬所使用直流偏壓 VDD 為 1.8 V，電流為 17.6 mA；量測時使用直流偏壓 VDD 在 1.8 V 情況下所測得電流為 20.3 mA，功耗比原先所預其的功耗大出許多；因此在量測時調整 VDD 為 1.2 V 並將 VG 電壓適度加大讓量測電流大小與模擬相同，不同偏壓下增益比較如圖 71 所示，若調整模擬將 VDD 改為 1.2 V 並調整 VG 偏壓可以發現模擬與量測增益誤差小於 2 dB；將量測 VDD 偏壓改為 1.6 V 電流為 19.4 mA 讓模擬與量測功耗相同，可得到量測結果與模擬較為相近，由於電流較大時輸入端反射損會產生震盪情況，因此量測結果依然以 VDD 為 1.2 V 情況進行量測。

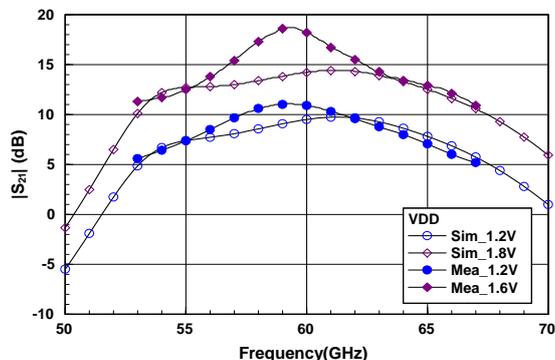


圖 71 不同 VDD 偏壓下增益模擬與量測結果圖

Parameter	Post-Sim.	Measurement
Operation Frequency(GHz)	55-65	55-65
Gain(dB)	13.4±1.7	9.9±2.6
Noise Figure(dB)	< 6.1	< 6.7
P _{1dB} (dBm)	-25	-27
I/O Return Loss(dB)	> 10 dB	12.5/9.7
Phase Tuning Range(deg)	> 390	> 360
Power Consumption(mW)	31.6	21.0
Chip Area(mm ²)	1×0.59	1×0.59

圖表三 模擬與量測結果比較表

相位陣列若需達成半平面波束掃描功能，各訊號路徑須具備全相位調控的能力；若使用單一階 360° 調控式相移器損耗問題將增加系統建構上的困難度，於射頻相移架構中接收訊號能量的衰退造成損耗補償加大並增加電路所需功耗。本計畫藉由差動架構訊號流特性，將訊號於差動放大器中設計負擔較輕的 0°/180° 相位反轉機制；整合差動式 180° 相移器為接收端主動式相移器，讓整體佈局更為精簡。圖表四為本章所提出兩個架構與文獻比較表，由比較結果得知本計畫提出的差動 180° 相移器增強互耦概念有助於降低損耗變動，搭配差動放大器中 0°/180° 訊號反轉機制完成 360° 全相位掃描功能；由比較表也可得知將 0°/180° 訊號反轉機制整合於放大器中可有效降低整體損耗大小進而降低放大器所需功耗。本架構於功率消耗、面積使用、損耗變動等方面均具有優勢，此優勢未來有助於建構低功耗、高整合度之相位陣列系統。

Parameter	This work	[5] 2007 JSSCC	[6] 2010 EuMA	[7] 2010 JSSCC
Freq.Range(GHz)	60	60	60	61
Gain(dB)	11.5±0.7	8 to 22	9±1	12±1.7
Noise Figure(dB)	6.3	6.9	6.7	7.2
P _{1dB} (dBm)	-27	-33.5	NA	-16
3dB Bandwidth(GHz)	5.8	NA	5	5.5
Phase Tuning Range(deg)	> 360	>360	> 300	> 360
Power Consumption(mW)	21.0	32.5	42(1 Path)	78(1 Path)
Chip Area(mm ²)	0.6	1.16	1.45	0.8
Architecture	Single-to-Diff.LNA+	Single-Ended VGA+Active	Single-Ended VGA+Single	Single-Ended VGA+Active

	Diff.RTPS	Phase Shifter	RTPS	Phase Shifter
Tech.	90nm CMOS	90nm CMOS	0.13 μm CMOS	65nm CMOS

圖表四 60GHz 主動式相移器文獻電路比較表

參考文獻：

- [1] I. F. Akyildiz, W.-Y. Lee, M. C. Vuran, and S. Mohanty, "Next generation/dynamic spectrum access/cognitive radio wireless networks: A survey," *Computer Networks*, vol. 50, pp. 2127–2159, September 2006.
- [2] C. Cordeiro, K. Challapali, D. Birru, and N. S. Shankar, "IEEE 802.22: the first worldwide wireless standard based on cognitive radios," in *New Frontiers in Dynamic Spectrum Access Networks, 2005 First IEEE International Symposium*, pp. 328–337, November 2005.
- [3] U. C. Kozat, "On the throughput capacity of opportunistic multicasting with erasure codes," in *The IEEE 27th Conference on Computer Communications INFOCOM*, Apr. 2008, pp. 520–528.
- [4] T.-P. Low, M.-O. Pun, Y.-W. P. Hong, and C.-C. J. Kuo, "Optimized opportunistic multicast scheduling (oms) over wireless cellular networks," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 9, no. 2, pp. 791–801, Feb. 2010.
- [5] P. K. Gopala and H. E. Gamal, "Opportunistic multicasting," in *Conference Record of the Thirty-Eighth Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers*, Nov. 2004, pp. 845–849.
- [6] P. K. Gopala and H. E. Gamal, "On the throughput-delay tradeoff in cellular multicast," in *International Conference on Wireless Networks, Communications and Mobile Computing*, vol. 2, Jun. 2005, pp. 1401–1406.
- [7] D. J. C. MacKay, "Fountain codes," *IEEE Proceedings-Communications*, vol. 152, no. 6, pp. 1062–1068, Dec. 2005.
- [8] T.-P. Low, P.-C. Fang, Y.-W. P. Hong, and C.-C. J. Kuo, "Multi-antenna multicasting with opportunistic multicast scheduling and space-time transmission," in *IEEE Global Telecommunications Conference (GLOBECOM)*, Dec. 2010, pp. 1–5.
- [9] T. M. Cover and J. A. Thomas, *Elements of Information Theory*. John Wiley and Sons, Inc., 1991.
- [10] T.-P. Low, Y.-W. P. Hong, and C.-C. J. Kuo, "Opportunistic multicast scheduling with multiple multicast groups," in *IEEE Global Telecommunications Conference (GLOBE-COM)*, Dec. 2011, pp. 1–5.
- [11] N. D. Sidiropoulos, T. N. Davidson, and Z.-Q. Luo, "Transmit beamforming for physical layer multicasting," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 54, no. 6, pp. 2239–2251, Jun. 2006.
- [12] E. Karipidis, N. D. Sidiropoulos, and Z.-Q. Luo, "Quality of service and max-min fair transmit beamforming to multiple cochannel multicast groups," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 56, no. 3, pp. 1268–1279, Mar. 2008.
- [13] N. Bornhorst and M. Pesavento, "An iterative convex approximation approach for transmit beamforming in multi-group multicasting," in *IEEE 12th International Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications (SPAWC)*, Jun. 2011, pp. 426–430.
- [14] A. Schad and M. Pesavento, "Max-min fair transmit beamforming for multi-group multicasting," in *International ITG Workshop on Smart Antennas (WSA)*, Mar. 2012, pp. 115–118.
- [15] M. K. Kaliszan, E. Pollakis, and S. S. Stanczak, "Efficient beamforming algorithms for mimo multicast

- with application-layer coding,” in *IEEE International Symposium on Information Theory Proceedings (ISIT)*, Aug. 2011, pp. 928–932.
- [16] M. Kaliszan, E. Pollakis, and S. Stanczak, “Multigroup multicast with application-layer coding: Beamforming for maximum weighted sum rate,” in *IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC)*, Apr. 2012, pp. 2270–2275.
- [17] M. Grant and S. Boyd, “CVX: Matlab software for disciplined convex programming, version 1.21,” <http://cvxr.com/cvx>, Apr. 2011.
- [18] J. Qiu, R. Zhang, Z.-Q. Luo, and S. Cui, “Optimal distributed beamforming for miso interference channels,” *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 59, no. 11, pp.5638–5643, Nov. 2011.
- [19] K. Doppler, J. Manssour, A. Osseiran, and M. Xiao, “Innovative Concepts in Peer-to-Peer and Network Coding,” WINNER+/CELTIC Deliverable CELTIC/CP5-026 D1.3, 2008.
- [20] K. Doppler, M. Rinne, C. Wijting, C. B. Ribeiro, and K. Hugl, “Device-to-Device Communication as an Underlay to LTE-Advanced Networks,” *IEEE Commun. Mag.*, vol. 47, no. 12, pp. 42-29, Dec. 2009.
- [21] 3GPP, “Feasibility Study for Proximity Services (ProSe),” TR 22.803 V0.3.0, May 2012.
- [22] C. Yu, K. Doppler, C. B. Ribeiro, and O. Tirkkonen, “Resource Sharing Optimization for Device-to-Device Communication Underlying Cellular Networks,” *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 10, no. 8, pp. 2752-2763, Aug. 2011.
- [23] H. Min, J. Lee, S. Park, and D. Hong, “Capacity Enhancement Using an Interference Limited Area for Device-to-Device Uplink Underlying Cellular Networks,” *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 10, no. 12, pp. 3995-4000, Dec. 2011.
- [24] H. Min, W. Seo, J. Lee, S. Park, and D. Hong, “Reliability Improvement Using Receive Mode Selection in the Device-to-Device Uplink Period Underlying Cellular Networks,” *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 10, no. 2, pp. 413-418, Feb. 2011.
- [25] S. Hakola, T. Chen, J. Lehtomaki, and T. Koskela, “Device-to-Device (D2D) Communication in Cellular Network - Performance Analysis of Optimum and Practical Communication Mode Selection,” in *Proc. IEEE WCNC*, pp. 1-6, Apr. 2010.
- [26] M. Zulhasnine, C. Huang, and A. Srinivasan, “Efficient Resource Allocation for Device-to-Device Communication Underlying LTE Network,” in *IEEE WiMob*, pp. 368-375, Oct. 2010.
- [27] P. Janis, V. Koivunen, C. B. Ribeiro, K. Doppler, and K. Hugl, “Interference avoiding MIMO schemes for device-to-device radio underlying cellular networks,” in *Proc. IEEE PIMRC*, pp. 2385-2389, Sep. 2009.
- [28] P. Janis, V. Koivunen, C. B. Ribeiro, J. Korhonen, K. Doppler, and K. Hugl, “Interference-Aware Resource Allocation for Device-to-Device Radio Underlying Cellular Networks,” in *Proc. IEEE VTC 2009-Spring*, pp. 1-5, Apr. 2009.
- [29] B. Wang, L. Chen, X. Zhang, and D. Yang “Resource Allocation Optimization for Device-to-Device Communication Underlying Cellular Networks,” in *Proc. IEEE VTC 2011-Spring* , pp. 1-6, May 2011.
- [30] C. Yu, O. Tirkkonen, K. Doppler, and C. B. Ribeiro, “On the Performance of Device-to-Device Underlay Communication with Simple Power Control,” in *Proc. IEEE VTC 2009-Spring*, pp. 1-5, Apr. 2009.
- [31] B. Kaufman, B. Aazhang, and J. Lilleberg, “Interference Aware Link Discovery for Device to Device Communication,” in *IEEE Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers*, pp. 297-301, Nov.

2009.

- [32] F. Baccelli, N. Khude, R. Laroia, J. Li, T. Richardson, S. Shakkotti, S. Tavildar, and X. Wu, "On the Design of Device-to-Device Autonomous Discovery," in *Proc. IEEE COMSNETS*, pp. 1-9, Jan. 2012.
- [33] J. Lee, J. Gu, S. J. Bae, and M. Y. Chung, "A Session Setup Mechanism Based on Selective Scanning for Device-to-Device Communication in Cellular Networks," in *IEEE APCC*, pp. 677-681, Oct. 2011.
- [34] R. W. Woodings, D. D. Joos, T. Clifton, and C. D. Knutson, "Rapid Heterogeneous Ad-Hoc Connection Establishment: Accelerating Bluetooth Inquiry Using IrDA," in *Proc. of the Third Annual IEEE WCNC*, vol. 1, pp. 342-349, Mar. 2002.
- [35] W.-S. Lim, D.-W. Kim, Y.-J. Suh, and J.-J. Won, "Efficient WLAN Discovery Schemes Based on IEEE 802.21 MIH Services in Heterogeneous Wireless Networks," *IEEE GLOBECOM 2008*, pp. 1-5, Dec. 2008.
- [36] S. Farahani, *ZigBee Wireless Networks and Transceivers*, Elsevier, Amsterdam, The Netherlands, 2008.
- [37] D. Stoyan, W. S. Kendall, and J. Mecke, *Stochastic Geometry and its Applications*, John Wiley and Sons, second edition, 1995.
- [38] M. Haenggi and R. K. Ganti, *Interference in Large Wireless Networks*, in *Foundations and Trends in Networking*. NOW Publishers, vol. 3, no. 2, pp. 127-248, 2008.
- [39] M. Grant and S. Boyd, "CVX: Matlab software for disciplined convex programming, version 1.21," <http://cvxr.com/cvx>, Apr. 2011.
- [40] FCC Spectrum Policy Task Force, "Report of the spectrum efficiency working group," Technical Report 02-135, Tech. Rep., 2002.
- [41] S. Haykin, "Cognitive radio: brain-empowered wireless communications," *Selected Areas in Communications, IEEE Journal on*, vol. 23, no. 2, pp. 201 – 220, feb. 2005.
- [42] N. Devroye, M. Vu, and V. Tarokh, "Cognitive radio networks," *Signal Processing Magazine, IEEE*, vol. 25, no. 6, pp. 12 –23, november 2008.
- [43] A. Goldsmith, S. Jafar, I. Maric, and S. Srinivasa, "Breaking spectrum gridlock with cognitive radios: An information theoretic perspective," *Proceedings of the IEEE*, vol. 97, no. 5, pp. 894 –914, may 2009.
- [44] H. Islam, Y.-C. Liang, and A. T. Hoang, "Joint beamforming and power control in the downlink of cognitive radio networks," in *IEEE Wireless Communications and Networking Conference, 2007, Mar. 2007*, pp. 21 –26.
- [45] Karama Hamdi, Wei Zhang, and Khaled Ben Letaief, "Joint beamforming and scheduling in cognitive radio networks," in *IEEE Global Telecommunications Conference, 2007. GLOBECOM '07., Nov. 2007*, pp. 2977 –2981.
- [46] W. Zong, S. Shao, Q. Meng, and W. Zhu, "Joint user scheduling and beamforming for underlay cognitive radio systems," in *Proceedings of the 15th Asia-Pacif Conference on Communications, Oct. 2009*, pp. 99 –103.
- [47] M.L. Ku, L.C. Wang, and Y.T. Su, "Optimal multiuser beamforming and power allocation for hierarchical cognitive radio systems," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Oct. 2010
- [48] Y. J. Liu and L. C. Wang, "Joint beamforming and scheduling design in hierarchical cognitive radio networks," in *Institute of Communication Engineering National Chiao-Tung University, Jun. 2011*.
- [49] Karama Hamdi, Wei Zhang, and Khaled Ben Letaief, "Uplink Scheduling with QoS Provisioning for Cognitive Radio Systems," in *WCNC, 2007*

- [50] Lan Zhang, Ying-Chang Liang, Yan Xin, "Joint Beamforming and Power Allocation for Multiple Access Channels in Cognitive Radio Networks," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications, JASAC*, 2008.
- [51] Narges Noori, S. Mohammad Razavizadeh, Alireza Attar, "Limiting Harmful Interference to the Primary Users Through Joint Power Allocation and Beamforming in the Uplink of Cognitive Radio Networks," in *Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, 2009.
- [52] M. Naeem, U. Pareek, D.C. Lee, "Interference-aware joint user selection and quantized power control schemes for uplink cognitive multiple-input multiple-output system", *IET Communications*, 2011.
- [53] F. Rashid-Farrokhi, L. Tassiulas, and K. Liu, "Joint optimal power control and beamforming in wireless networks using antenna arrays," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 46, no. 10, pp. 1313 – 1324, Oct. 1998.
- [54] W. Yu and T. Lan, "Transmitter optimization for the multi-antenna downlink with per-antenna power constraints," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 55, no. 6, pp. 2646 – 2660, Jun. 2007.
- [55] F. Khan, *LTE for 4G Mobile Broadband: Air Interface Technologies and Performance*. Cambridge University Press, 2009.
- [56] 3GPP, "Spatial channel model for multiple input multiple output (mimo) simulations (release 9)," Tech. Rep., Dec. 2009.
- [57] 3GPP, "Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA): Further advancements for eutra physical layer aspects (release 9)," Tech. Rep., Mar. 2010.
- [58] W. L. Stutzman and G. A. Thiele, *Antenna Theory and Design*, 2nd ed., John Wiley, New York, 1998.
- [59] S. E. Gunnarsson, C. Kärnfelt, H. Zirath, R. Kozhuharov, D. Kuylenstierna, A. Alping and C. Fager, "High integrated 60 GHz transmitter and receiver MMICs in a GaAs pHEMT technology," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 40, no. 11, pp.2174-2186, Nov. 2005.
- [60] H. Zirath, T. Masuda, R. Kozhuharov and M. Ferndahl, "Development of 60-GHz front-end circuits for a high-data-rate communication system," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 39, no. 10, pp.1640-1649, Oct. 2004.
- [61] C. I. Kuo, H. T. Hsu, E. Y. Chang, C. Y. Chang, Y. Miyamoto, S. Datta, M. Radosavljevic, G. W. Huang and C. T. Lee, "RF and logic performance improvement of In_{0.7}Ga_{0.3}As/InAs/In_{0.7}Ga_{0.3}As composite-channel HEMT using gate-sinking technology," *IEEE Electron Device Lett.*, vol. 29, no. 4, pp. 290-293, Apr. 2008.
- [62] O. S. A. Tang, K. H. G. Duh, S. M. J. Liu, P. M. Smith, W. F. Kopp, T. J. Rogers and D. J. Pritchard, "Design of high-power, high-efficiency 60-GHz MMICs using an improved nonlinear PHEMT model," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 32, no. 9, pp. 1326-1333, Sep. 1997.
- [63] R. Lai, K.W. Chang, H. Wang, K. Tan, D.C. Lo, D.C. Streit, P.H. Liu, R. Dia and J. Berenz, "A high performance and low DC power V-band MMIC LNA using 0.1 μm InGaAs/InAlAs/InP HEMT technology," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 3, no. 12, pp. 447 - 449, Dec. 1993.
- [64] T. Yao, M. Q. Gordon, K. K. W. Tang, K. H. K. Yau, M.-T. Yang, P. Schvan and S. P. Voinigescu, "Algorithmic design of CMOS LNAs and PAs for 60-GHz Radio," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 42, no. 5, pp. 1044 - 1057, May 2007.
- [65] S. E. Gunnarsson, C. Kärnfelt, H. Zirath, R. Kozhuharov, D. Kuylenstierna, C. Fager, M. Ferndahl, B. Hansson, A. Alping and P. Hallbjorner, "60 GHz single-chip front-end MMICs and systems for multi-Gb/s wireless communication," *IEEE J. Solid-State Circuits*,
- [66] J.-H. Tsai, P.-S. Wu, C.-S. Lin, T.-W. Huang, J.G.J. Chern and W.-C. Huang, "A 25–75 GHz broadband Gilbert-cell mixer using 90-nm CMOS technology," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 17, no. 4, pp. 247-249, Apr. 2007.

- [67] B. Dehlink, H. D. Wohlmuth, H. R. Forstner, H. Knapp, S. Trotta, K. Aufinger, T. F. Meister, J. Bock and A. L. Scholtz, "A highly linear SiGe double-balanced mixer for 77 GHz automotive radar applications," in *IEEE Radio Frequency Integrated Circuit Symp.*, 2006, pp.235-238.
- [68] T.-H. Wu, S.-C. Tseng, C.-C. Meng and G.-W. Huang, "GaInP/GaAs HBT sub-harmonic Gilbert mixers using stacked-LO and leveled-LO topologies," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol.55, no. 5, pp. 880 - 889, May 2007.
- [69] F. Behbahani, Y. Kishigami, J. Leete and A. Abidi, "CMOS mixers and polyphase filters for large image rejection," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 36, no. 6, pp.873-887, Jun. 2001.
- [70] R. Magoon, A. Monlar, J. Zachan, G. Hatcher and W. Rhee, "A single-chip quad-band (850/900/1800/1900MHz) direct conversion GSM/GPRS RF transceiver with integrated VCOs and fractional-N synthesizer," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 37, no. 12, pp. 1710-1720, Dec. 2002.
- [71] D. I. Sanderson, R. M. Svitek and S. Raman, "A 5-6 GHz polyphase filter with tunable I/Q phase balance," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 14, no. 7, pp. 364-366, Jul. 2004.
- [72] C. Leifso and J. Nisbet, "A monolithic 6 GHz quadrature frequency doubler with adjustable phase offset," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 41, no. 2, pp.405-412, Feb. 2006.
- [73] C. C. Meng, D. W. Sung and G. W. Huang, "A 5.2-GHz GaInP/GaAs HBT double-quadrature downconverter with polyphase filters for 40-dB image rejection," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 15, no. 2, pp. 59-61, Feb. 2005.
- [74] H.-C. Chen, T. Wang and S.-S. Lu, "A 5–6 GHz 1-V CMOS direct-conversion receiver with an integrated quadrature coupler," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 42, no. 9, pp. 1963-1975, Sept. 2007.
- [75] T.-H. Wu and C. C. Meng, "10-GHz highly symmetrical sub-harmonic Gilbert mixer using GaInP/GaAs HBT technology," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 17, no. 5, pp. 370-372, May 2007.
- [76] R. Mongia, I. Bahl, and P. Bhartia, *RF and Microwave Coupled-Line Circuits*, Norwood, MA: ARTECH HOUSE, INC., 1999, pp. 136-138.
- [77] J.-S. Syu, C. C. Meng, and Y.-C. Yen, "5.7 GHz Gilbert I/Q downconverter integrated with a passive LO quadrature generator and an RF Marchand balun," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 18, no. 2, pp. 127-129, Feb. 2008.
- [78] B. Razavi, "A 5.2-GHz CMOS receiver with 62-dB image rejection," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 36, no. 5, pp. 810-815, May 2001.
- [79] C. Trantanella, P. Blount, and M. Shifrin, "A GaAs +3V low noise integrated downconverter for C-band applications [using MESFETs]," in *Gallium Arsenide Integrated Circuit (GaAs IC) Symp. Dig.*, Oct. 1999, pp. 199-202.
- [80] C. C. Meng, T. H. Wu and M. C. Lin, "Compact 5.2-GHz GaInP/GaAs HBT Gilbert upconverter using lumped rat-race hybrid and current combiner," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 15, no. 10, pp. 688-690, Oct. 2005.
- [81] H. Zirath, T. Masuda, R. Kozhuharov and M. Ferndahl, "Development of 60-GHz front-end circuits for a high-data-rate communication system," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 39, no. 10, pp.1640-1649, Oct. 2004.
- [82] S. E. Gunnarsson, C. Kärfelt, H. Zirath, R. Kozhuharov, D. Kuylenstierna, C. Fager, M. Ferndahl, B. Hansson, A. Alping and P. Hallbjorner, "60 GHz single-chip front-end MMICs and systems for multi-Gb/s wireless communication," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 42, no. 5, pp. 1143 - 1157, May 2007.
- [83] S. E. Gunnarsson, M. Gavell, D. Kuylenstierna and H. Zirath, "60 GHz MMIC double balanced Gilbert mixer in mHEMT technology with integrated RF, LO, and IF baluns," *Electron. Lett.*, vol. 42, no. 24, pp.1402–1403, Nov. 2006.
- [84] T.-H. Wu, S.-C. Tseng, C.-C. Meng and G.-W. Huang, "GaInP/GaAs HBT Sub-Harmonic Gilbert Mixers Using Stacked-LO and Leveled-LO Topologies," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol.55, no. 5, pp. 880 - 889, May 2007.

- C. Kärnfelt, R. Kozhuharov, H. Zirath and I. Angelov, "High-purity 60-GHz-band single-chip $\times 8$ multipliers in pHEMT and mHEMT technology," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol.54, no. 6, pp. 2887 - 2898, Jun. 2006.
- [85] T.-Y. Chin, J.-C. Wu, S.-F. Chang, C.-C. Chang, "Compact S-/Ka-band CMOS quadrature hybrids with high phase balance based on multi-layer transformer over-coupling technique," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 57, pp. 708-715, Mar. 2009.
- [86] M. Nedil, T. A. Denidni, and L. Talbi, "Novel Butler Matrix Using CPW Multilayer Technology," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 54, pp. 499-507, Jan. 2006.
- [87] C.-C. Chang, T.-Y. Chin, J.-C. Wu, S.-F. Chang, "Novel Design of a 2.5-GHz Fully-Integrated CMOS Butler Matrix for Smart-Antenna Systems," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 56, pp. 1757-1763, Aug. 2008.
- [88] T. Y. Chin, S. F. Chang, C. C. Chang and J. C. Wu, "A 24-GHz CMOS Butler Matrix MMIC for Multi-Beam Smart Antenna Systems," in *RFIC Symp. Dig.*, Atlanta, GA, Jun. 2008, pp. 633-636.
- [89] C. Caloz, and T. Itoh, *Electromagnetic Metamaterials: Transmission Line Theory and Microwave Applications*, John Wiley, New York, 2006
- [90] D. Kuylenstierna, S. E. Gunnarsson, and H. Zirath, "Lumped-element quadrature power splitters using mixed right/left-handed transmission lines," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 53, no. 8, pp. 2616–2621, Aug. 2005.
- [91] R.. C. Li, "RF Circuit Design," John Wiley&Sons, 2009.
- [92] J. He, J. S. Yang, Y. Kim, and A. S. Kim, "System-Level Time-Domain Behavioral Modeling for A Mobile WiMAX Transceiver," 2006.
- [93] J. E. Chen, "Modeling RF Systems," 2005 [online]. Available: <http://www.designers-guide.org/Modeling/>
- [94] F. Horlin and A. Bourdoux, "Digital ompensations for Analog Front-Ends," John Wiely&Sons, 2008.
- [95] T. Huang, C. Yang, G. Wu, S. Li, and G. Ye Li, "OFDM and Its Wireless Applications: A Survey," *IEEE Trans. Veh. Tech.*, Vol. 58, No. 4, pp. 1673-1694, May 2009.
- [96] I. F. Akyildiz, W.-Y. Lee, M. C. Vuran, and S. Mohanty, "Next generation/dynamic spectrum access/cognitive radio wireless networks: A survey," *Computer Networks*, vol. 50, pp. 2127–2159, September 2006.
- [97] C. Cordeiro, K. Challapali, D. Birru, and N. S. Shankar, "Ieee 802.22: the first worldwide wireless standard based on cognitive radios," in *New Frontiers in Dynamic Spectrum Access Networks*, 2005 First IEEE International Symposium, pp. 328–337, November 2005.
- [98] M. Ghozzi, M. Dohler, F. Marx, and J. Palicot, "Cognitive radio: methods for the detection of free bands," *Comptes Rendus Physique*, vol. 7, pp. 794–804, September 2006.
- [99] J. Zheng, C.-H. Chen, J. y. Cheng, and L. Shi, "Cognitive radio: Methods for the detection of free bands," in *Networks Security, Wireless Communications and Trusted Computing*, vol. 2, pp. 343–345, April 2009.
- [100] Y.-C. Liang, Y. Zeng, E. Peh, and A. T. Hoang, "Sensing-throughput tradeoff for cognitive radio networks," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 7, April 2008.
- [101] W.-Y. Lee and I. F. Akyildiz, "Optimal spectrum sensing framework for cognitive radio networks," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 7, pp. 3845–3857, October 2008.
- [102] M. Basseville and I. V. Nikiforov, *Detection of Abrupt Changes – Theory and Application*. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1993.
- [103] H. V. Poor and O. Hadjiladis, *Quickest Detection*. Cambridge, UK: Cambridge University Press, 2009.
- [104] L. Lai, Y. Fan, and H. V. Poor, "Quickest detection in cognitive radio: A sequential change detection framework," in *IEEE Global Telecommunications Conference*, pp. 1–5, Nov. 30- Dec. 4 2008.
- [105] J. Unnikrishnan and V. V. Veeravalli, "Cooperative sensing for primary detection in cognitive radio," *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, vol. 2, pp. 18–27, Feburary 2008.

- Teng-Cheng Hsu, Tsang-Yi Wang, and Y.-W. Peter Hong, Collaborative Change Detection for Efficient Spectrum Sensing in Cognitive Radio Networks, to be presented at IEEE Vehicular Technology Conference, Spring, 2010 (VTC2010-Spring).
- [106] S. Haykin, "Cognitive radio: brain-empowered wireless communications," *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol 23, pp. 201-220, Feb. 2005
- [107] K. Hamdi, W. Zhang, K. B. Letaief, "Power Control in Cognitive Radio Systems Based on Spectrum Sensing Side Information," *IEEE International Conference on Communication*, June 2007, pp. 5161-5165
- [108] F. J. Kuo "Interference Control for OFDMA Based Overlay Femto," M.S. thesis, Dept. CM, NCTU, Hsinchu, Taiwan, 2009
- [109] K. Wu, and T. Wang, "Size-Reduction and Band-Broadening Design Technique of Uniplanar Hybrid Ring Coupler Using Phase Inverter for M(H)MIC's," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 47, no. 2, pp. 198-206, Feb. 1999.
- [110] M. K. Chirala and B. A. Floyd, "Millimeter-wave lange and ring hybrid couplers in a silicon technology for E-band applications," in *IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig.*, Jun. 11–16, 2006, pp. 1547–1550.
- [111] M. W. Chapman and S. Raman, "A 60-GHz uniplanar MMIC 4X subharmonic mixer," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 50, no. 11, pp. 2580–2588, Nov. 2002.
- [112] C. H. Lin, Y. A. Lai, J. C. Chiu, and Y. H. Wang, "A 23-37 GHz Miniature MMIC Subharmonic Mixer," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 17, no. 9, pp. 679–681, Sep. 2007.
- [113] S. -M. Su, S.-M. Wu, C.-C. Lai, Y.-C. Tai, W.-Y. Lin, S.-W. Guan, "Analysis and modeling of IPD for spiral inductor on glass substrate," *Microwave and Millimeter Wave Technology, 2008. ICMMT 2008. International Conference on*, vol.3, pp.1274-1277, Apr. 2008.
- [114] K. Liu, R. Frye, and R. Emigh, "Band-pass-filter with balun function from IPD technology," *Electronic Components and Technology Conference, 2008. ECTC 2008. 58th*, pp.718-723, May 2008.
- [115] L. Liu, S. -M. Kuo, J. Abrokwah, M. Ray, D. Maurer, M. Miller, "Compact harmonic filter design and fabrication using IPD technology," *Components and Packaging Technologies, IEEE Transactions on*, vol.30, no.4, pp.556-562, Dec. 2007.
- [116] K. Liu and R. C. Frye, "Small form-factor integrated passive devices for SiP applications," *Microwave Symposium, 2007. IEEE/MTT-S International*, pp.2117-2120, Jun. 2007.
- [117] R. C. Frye, K. Liu, and Y. Lin, "Three-stage bandpass filters implemented in silicon IPD technology using magnetic coupling between resonators," *Microwave Symposium Digest, 2008 IEEE MTT-S International*, pp.783-786, June 2008.
- [118] J. -C. Kim, B.-W. Jeon, K.-T. Park, H. -H. Roh, J.-S. Park, H.-R. Oh, and Y.-R. Seong, "A design of Balun for UHF mobile RFID system," *Applied Electromagnetics, 2007. APACE 2007. Asia-Pacific Conference on*, pp.1-4, Dec. 2007.
- [119] J.-W. Jung, K. -K. Nae, J. -H. Bae, E. -J. Lee, H. -R. Oh, Y. -R. Seong, J. -S. Park, "Compact size directional coupler for mobile RFID reader," *Microwave Symposium, 2007. IEEE/MTT-S International*, pp.987-989, Jun. 2007.
- [120] M. Nedil, T. A. Denidni, and L. Talbi, "Novel Butler Matrix Using CPW Multilayer Technology," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 54, pp. 499-507, Jan. 2006.
- [121] A. Ghasemi and E. S. Sousa, "Collaborative spectrum sensing for opportunistic access in fading environments," in *Proc. 1st IEEE Symp. New Frontiers in Dynamic Spectrum Access Networks*, Baltimore, USA, Nov. 8-11, 2005, pp. 131-136.
- [122] [36] G. Ganesan and Y. Li, "Cooperative spectrum sensing in cognitive radio networks," in *Proc. DySPAN*, Nov. 2005, pp. 137-143.
- [123] [37] G. Ganesan and Y. G. Li, "Agility improvement through cooperation diversity in cognitive radio," in *Proc. IEEE GlobeCom*, St. Louis, USA, Nov. 28-Dec. 2, 2005, pp. 2505-2509.
- [124] [38] E. Peh and Y. C. Liang, "Optimization for cooperative sensing in cognitive radio networks," in *Proc. IEEE WCNC*, Hong Kong, Mar. 11-15, 2007, pp.27-32
- [125] [39] W. A. Hashlamoun and P. K. Varshney, "Near-optimum quantization for signal detection," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 44, pp. 294-297, Mar. 1996.
- [126] [40] R. S. Blum, "Distributed detection for diversity reception of fading signals in noise," *IEEE Trans. Inform. Theory*, pp. 158-164, Jan. 1999.

- [127] [41] [42] C. Sun, W. Zhang, and K. B. Letaief, "Cooperative spectrum sensing for cognitive radios under bandwidth constraints," in *Proc. IEEE Int. Wireless Commun. Networking Conf.*, Hong Kong, Mar. 11-15, 2007, pp. 1-5.
- [128] B. Biglarbegan, M. R. Nezhad-Ahmadi, M. Fakharzadeh, and S. Safavi-Naeini, "Millimeter-Wave reflective-type phase shifter in CMOS technology," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 19, no. 9, pp. 560–562, Sep. 2009.
- [129] B. Biglarbegan, M. R. Nezhad-Ahmadi, M. Fakharzadeh, and S. Safavi-Naeini, "Millimeter-Wave reflective-type phase shifter in CMOS technology," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 19, no. 9, pp. 560–562, Sep. 2009.
- [130] H. Krishnaswamy, A. Valdes-Garcia, J.-W. Lai, "A silicon-based, all-passive, 60 GHz, 4-element, phased-array beamformer featuring a differential, reflection-type phase shifter," in *Proc. IEEE Phased Array Systems and Technology (ARRAY)*, Oct. 2010, pp. 225-232.
- [131] M. Tabesh, A. Arbabian, A. Niknejad, "60GHz Low-Loss Compact Phase Shifters Using A Transformer-Based Hybrid in 65nm CMOS" in *Proc. IEEE Custom Integrated Circuit Conference (CICC)*, Sep. 2011, pp. 1-4.
- [132] H. Krishnaswamy and H. Hashemi, "A fully integrated 24GHz 4-channel phased-array transceiver in 0.13 μ m CMOS based on a variable-phase ring oscillator and PLL architecture," in *IEEE Int. Solid-State Circuits Conf. Tech. Dig.*, Feb. 2007, pp. 210-212.
- [133] M.R. Nezhad-Ahamid, B. Biglabegian, A. Taeb, M. Fakharzadeh, S. Safavi-Naeini, "A Scalable Two Elements CMOS Phased Array Receiver Front-End for 60GHz Channel," Proceedings of the 40th European Microwave Conference, September 2010
- [134] Y. Yu, P. G. M. Baltus, A. de Graauw, E. van der Heijden, C. S. Vaucher, A. H. M. van Roermund, "A 60 GHz Phase Shifter Integrated With LNA and PA in 65 nm CMOS for Phased Array Systems," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 45, no. 9, pp. 1697-1709, Sept. 2010.