

行政院國家科學委員會專題研究計畫 成果報告

總計劃(1)

計畫類別：整合型計畫

計畫編號：NSC93-2219-E-009-023-

執行期間：93年08月01日至94年07月31日

執行單位：國立交通大學電信工程學系(所)

計畫主持人：孟慶宗

共同主持人：陳富強，莊晴光，林育德

報告類型：完整報告

處理方式：本計畫可公開查詢

中 華 民 國 94 年 10 月 29 日

行政院國家科學委員會專題研究計劃期末報告

多頻道多標準無線通訊系統關鍵射頻技術之研發(II)

總計畫主持人： 孟慶宗 國立交通大學電信工程學系

計畫編號： NSC 93-2219-E-009-023

執行期間： 93 年 8 月 1 日至 94 年 7 月 31 日

子計畫一：多頻道多標準天線系統

計畫編號： NSC 93-2219-E-009-024

子計畫主持人： 林育德 國立交通大學電信工程學系

子計畫二：多頻道、多標準、低成本共生式濾波器之設計與發展

計畫編號： NSC 93-2219-E-009-028

子計畫主持人： 莊晴光 國立台灣大學電信工程學研究所

子計畫三：先進無線通訊系統之關鍵射頻積體電路

計畫編號： NSC 93-2219-E-009-026

子計畫主持人： 孟慶宗 國立交通大學電信工程學系

子計畫四：微波極化量測系統之建立與多重極化在無線通訊之應用

計畫編號： NSC 93-2213-E-009-059

子計畫主持人： 陳富強 國立交通大學電信工程學系

無線通訊系統的進步日新月異，也因此目前出現了各式各樣的通信應用及規格。基於使用者的角度，若能將各式各樣的通訊系統規格加以整合，將是一大便利。也因此，多頻道多模式的無線通訊系統射頻模組的建立是一件很重要的課題。

本計畫整合了四位專家，進行多頻道多標準無線通訊系統關鍵射頻技術之研發。從最前端的天線(Antenna)，濾波器(Filter)，射頻積體電路(RFIC)到微波極化量測系統都展開了充分的分析與研究。總計畫完成多頻道多標準射頻收發機架構之系統規畫，系統工作在 2.4GHz 及 5GHz 兩個頻段，歸畫以 2.4/5GHz 兩個 ISM 頻段之無線區域網路標準做為技術呈現平台。總計畫今年利用經費設置符合射頻積體電路及微波極化量測系統量測之環境。對於整合主動電路和其它被動電路有莫大的幫助。

為了達成輕薄短小的個人行動通訊需求，本計畫所需要的無線通訊元

件將朝著縮小化的目標進行。而且，必須針對 2.4/5GHz 兩個頻段做設計。首先，天線及濾波器部分，由子計畫一完成了雙頻段天線的設計，其實作之天線可以有效的工作在 2.4/5GHz 這兩個頻段。通訊系統前端的射頻元件整合模組，通常包括雙工器與兩個不同頻段的帶通濾波器，隨著前端射頻模組的高度整合化，雙頻天線與雙工器之整合設計在未來的研究與通訊產品設計中也將是一個無可避免的趨勢。在本子計畫中，以雙頻天線和雙工器的整合設計以應用於無線區域網路系統。本子計畫中所提出的雙頻天線結構，是將原本的四分之一波長單極天線加入袖型結構以達到雙頻與寬頻的效果。雙工器部份則是利用步階阻抗諧振腔帶通濾波器與四分之一波長平行耦合帶通濾波器疊加而成。sleeve 雙頻天線架構在 2.4 GHz 與 5 GHz 能夠滿足 2.4 GHz 和 5.2 GHz WLAN 系統的需要。此外我們選用合適帶通濾波器的集總元件電路模型，

有效地利用低溫共燒陶瓷製程設計出的帶通濾波器，以期達到體積小，高選擇性，具有高整合度的元件。

子計劃二提出系統化方式來設計簡潔又低成本之多層介質波導濾波器，同時滿足MIMO 或多重模式的無線通信系統。無線通信的蓬勃發展，已成功地改變無線電工業成消費性電子產業。目前有一趨勢則是多重模式在多頻道的環境下進行無線通信服務。子計劃二於今年著重不同之多頻帶濾波器系統設計，盼能找出更成熟之濾波器架構。藉由頻率選擇式共振器之設計已解決傳統MIMO system 需要多個濾波器之要求。

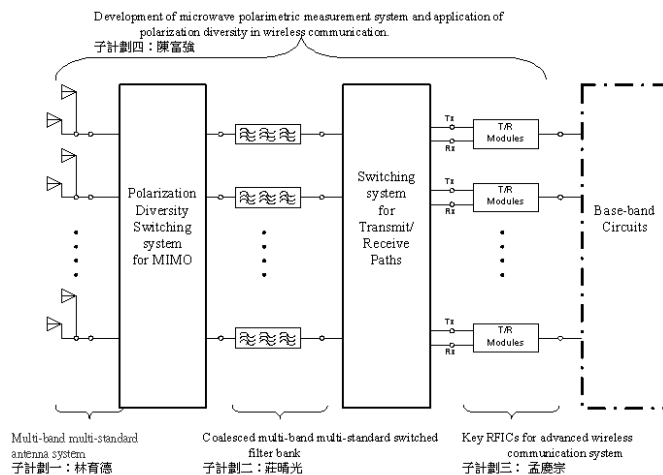
子計畫三則是針對射頻積體電路做研究。在本計畫中，多種升頻混波器(Upconversion Mixer)及鏡像訊號抑制混波器(Image Rejection Mixer)已經分析並且實作出來。其工作原理及電路設計方法也成功的發展出來，對於多頻道多模式的無線通信系統射頻關鍵零組件有所裨益。本子計劃利用0.35um SiGe BiCMOS 製程實現了一個利用 LC 電流合成器產生單端輸出之 5.7GHz 升頻微混頻器，混頻器擁有-4dB 的轉換增益；一個具鏡像訊號抑制的 5.2GHz 雙正交四相位降頻器，降頻器擁有 1dB 的轉換增益與具有 47dB

符合 WLAN 2.4GHz 帶通濾波器規格的鏡像訊號抑制能力；一個整合集總元件 Rat-Race 與 LC 電流合成器的 5.2GHz 升頻微混頻器。

子計畫四成功的設計了一個同時可以產生線性波(linear wave)及旋波(circular wave)的天線。由於此新穎的結構可以同時產生上述訊號，因此大大的減少了通訊系統的元件複雜度。在無線通訊產業的快速發展的趨勢之下，「極化掃描 (polarization diversity)」技術亦日漸被受重視。

所謂的極化掃描便是利用兩個不同極化狀態的電磁波在同一個頻率裡創造出彼此不會互相干擾的資訊通道，使得可以傳遞資訊的通道變多。亦可利用極化掃描來改善電磁波在高度多路徑 (high multipath) 散射的環境下所造成之失真所導致無法接收到完整的資訊，進而增進整個通訊品質。本計劃除了正著手進行微波極化量測系統 (Microwave Polarimetric Antenna Measurement System) 之外，亦完成雙極化天線之設計，藉由此微波極化量測系統的建立與雙極化天線的運用，在發射和接收端便可以得到更高的準確性與靈敏度 (sensitivity)，而且整個無線通訊系統亦可以得到更高的效能 (performance)。

下圖為各子計畫分工示意圖：



茲將各子計畫加以摘要如下：

子計畫一

(一) Sleeve 單極天線

單極天線所使用的材質為 RO4003 板，其規格如下：介電常數 (ϵ_r) : 3.38 損耗正切 ($\tan \delta$) : 0.0025 導體金屬：銅(copper)， 5.88×10^7 S/m 板材厚度：0.508mm 首先，設計一個採共平面波導饋入(coplanar waveguide fed, CPW-fed)方式且共振頻率為 2.4 GHz 的四分之一波長單極天線，其結構如圖 1。藉由模擬軟體可得到此單極天線於 1~7 GHz 輸入阻抗，我們可藉由改變單極天線的寬度，改變天線阻抗實部與虛部的大小，調整適當的寬度令此單極天線在 5~6 GHz 的阻抗實部為 50 歐姆，虛部為-140~-80 歐姆左右。因此，考慮在不嚴重影響單極天線架構的情況下，在原本的單極天線結構中加入額外結構可以使 5~6 GHz 頻段的輸入阻抗虛部消失，即可達到雙頻的效果。本報告中嘗試利用 sleeve 結構既可增加單極天線低頻的阻抗頻寬，也可用於調整此天線於 5~6 GHz 的輸入阻抗進而達成阻抗匹配。

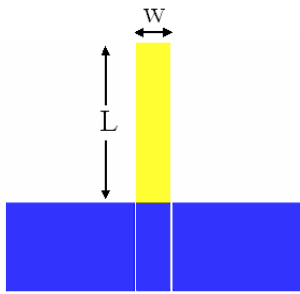


圖 1 CPW-fed 四分之一波長單極天線

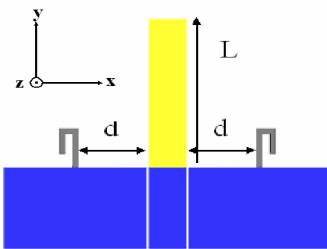


圖 2 sleeve 單極天線結構圖

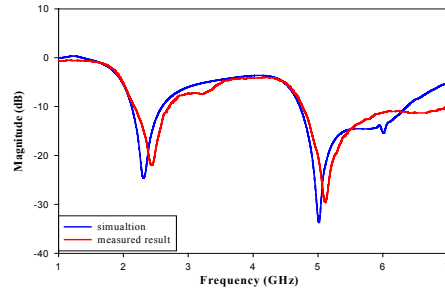


圖 3 雙頻天線 S 參數模擬與量測頻率響應圖

饋入結構採用 CPW-fed 方式，低頻的共振頻率由圖 2 中的 L 所決定。sleeve 結構的總長度為 14 mm，調整 sleeve 與單極天線的距離於 1mm 時可使得此天線在 5~6GHz 達到良好的阻抗匹配，但此時低頻阻抗頻寬受到 sleeve 高度的影響過大，因此採用折彎形式的 sleeve 架構，總長度為 14mm 其高度為 7.5mm，藉以降低 sleeve 結構高度對於低頻阻抗頻寬造成的影響。經由模擬結果發現，在不改變 sleeve 結構總長度下，適當調整折彎 sleeve 的高度以及位置可以在不影響低頻阻抗頻寬的情況之下改變高頻頻段的頻寬。在計畫所做的實驗中，設計的雙頻天線架構在 5GHz 與 2.4GHz WLAN 頻段分別具有 32.58 % 和 22.49 % 的阻抗頻寬。此天線架構將能夠滿足 2.4 GHz 和 5 GHz WLAN 系統的需要。共振頻率 2.44GHz 時頻寬 2.17~2.74GHz，共振頻率 5.14GHz 時頻寬為 4.75~6.40GHz。

(二) 天線與雙工器電路整合

sleeve 單極天線與雙工器分別採用共平面波導與微帶線當作傳輸線架構，所以在兩者之間作整合時，必須有微帶線轉 CPW 轉換器，如圖 4 所示。如圖 5 所示此雙工器在 2.4GHz 之 Return Loss 為-17dB，在 5.2GHz 時為-23dB，且 port2 與 port3 之間的 Isolation 在 WLAN 頻段中都在-30dB 以下。

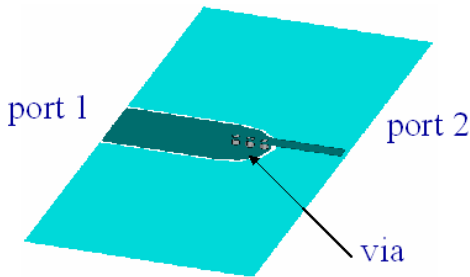


圖 4 微帶線輸入轉 CPW 輸入轉換

(三) 三階交錯耦合濾波器

傳統的交錯耦合型帶通濾波器 (cross-coupled bandpass filter) 可以藉由共振腔之間彼此的交錯耦合，使得在通帶的兩側，或其中一側產生出傳輸零點，讓截止頻帶附近的雜訊，得以被有效地被抑制、衰減，以提升電路本身的選擇度，本節中所討論的改良式三階梳型濾波器集總電路模型如圖 6，是將原本基本型的非相鄰的諧振腔疊加一交錯耦合電容，使訊號由原本的單一路徑傳送，改變為在多重路徑中傳送，並在共振頻率之左側截止帶中產生傳輸零點。

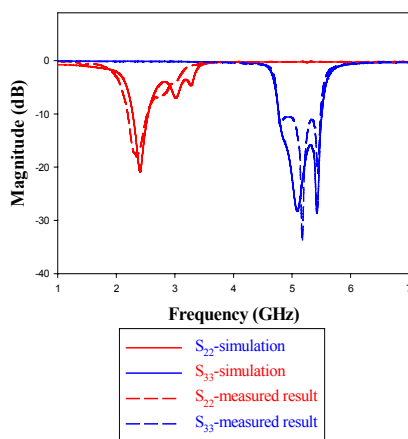


圖 5 天線與雙工器整合電路頻率響應模擬與量測

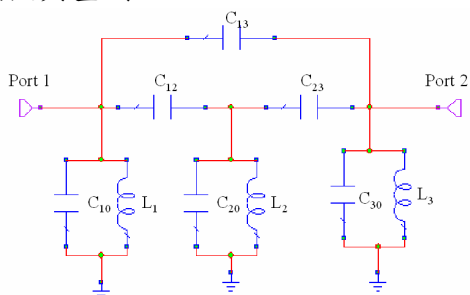


圖 6 改良型的三階梳型濾波器集總電

路模型

子計畫二

本子計畫提出一系統化設計方式，結合多層近橫向電磁模微帶線 (Multi-layer quasi-TEM transmission line) 之波導技術，實現射頻帶通濾波器，以提供 MIMO system 於系統整合時之多種濾波器要求。經由收集、統計已存在與已發表於商用或技術文件之同頻段濾波器。實體濾波器可符合現今市場主流。更進一步，並適用於製程技術改變時，由本計畫提出之設計方式亦可將濾波器之體積維持在近乎相同之體積要求

(一) 共生式雙頻濾波器

圖 1 所示為子計畫二 於第二年所實現之共生、多頻段傳輸線濾波器 (Transmission line filter) 之照像圖。該濾波器以標準四層之印刷電路板技術製作。

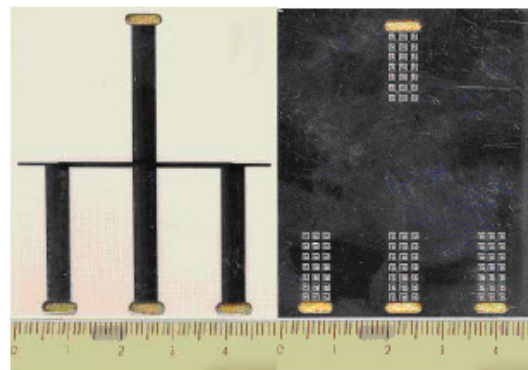


圖 1 共生式雙頻濾波器之照像圖

另一方面，以相同之頻率選擇式共振器亦可應用於單一通帶濾波器之設計。藉由不同能階止帶元素 (Electromagnetic bandgap cell, EBG cell) 之設計，可實現任意頻段之頻率選擇式共振器、滿足濾波器合成時於通帶與通帶以外之阻抗要求。由於低頻之頻率選擇式共振器需要較大體積之能階止帶元素實現，另一方面，為滿足現今通訊系統需要寬止帶頻段 (Wide rejection band)，多種能階止帶元素不利於該濾波器進行模組化整合。故子

計劃二於第三年提出以多層近橫向電磁模微帶線 (Multi-layer quasi-TEM transmission line) 實現傳輸線濾波器。

(二) 多層近橫向電磁模微帶線

圖2所示為多層近橫向電磁模微帶線。該架構為標準四層印刷電路板，M1 為最上層訊號層 (Signal layer) 且該訊號層之參考電位由M2 定義。M3 為第二訊號層且該參考電位由M2 與M4 定義。此外，兩者訊號層共用參考電位層，M2。當系統整合時，所有參考電位層，包括M2、M4皆以導通孔 (Conducting via) 連接。更進一步，以該波導系統設計傳輸線時，傳輸線由元素 (Unit cell) 組成。

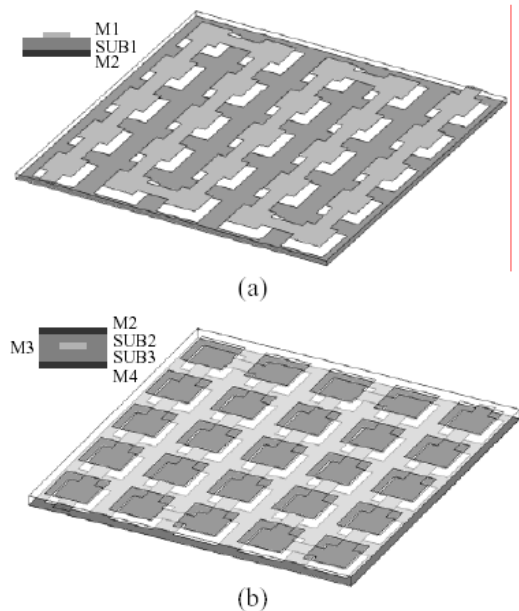


圖2 多層近橫向電磁模微帶線

經由元素結構參數的設計，該近橫向電磁模微帶線可在不改變製程參數下合成出一種以上之特徵阻抗 (Characteristic impedance)、相位常數 (Phase constant)、損耗常數 (Attenuation constant)。更進一步，Wh 之尺寸遠小工作頻率之波長，可有效隔離上下層與同一層訊號線之間的耦合。除此之外，透過元素巧妙的安排，可使近橫向電磁模微帶線在有限的佈局空間中作出最大限度的面積使用率，故可有效縮小平面電路之使用面積或體積。

該結構已成功應用到印刷電路板以微帶線為主之微波電路設計，例如，180度 hybrid 且該電路之面積使用率為傳統 hybrid 之 13%。此外，該傳輸線亦應用到多層的 CMOS 半導體製程，例如，5GHz 的 CMOS 振盪器，該傳輸線為振盪原理之振盪器之尺寸幾乎等於傳統以集總元件 (Lumped element) 為基礎之振盪器。

(四) 傳輸線濾波器設計步驟

圖3所示為傳輸線濾波器之設計步驟。濾波器設計是從標準集總之低通濾波器電路開始。經過一連串之等效電路代換，串聯電感可轉換成一並聯電容與兩個串聯之 J-inverter。之後，進行低通濾波器對帶通濾波器之等效轉換。最後，以傳輸線來實現該帶通濾波器之等效並聯電感與並聯電容。經由上述設計步驟，圖4所示為一實際 2.4GHz WLAN 傳輸線濾波器之等效模型。而傳輸線之電氣參數亦顯示如圖五。該濾波器提供四個傳輸零點 (Transmission zero)，分別為 1.78GHz、1.88GHz、3.19GHz 與 3.95GHz，可抑制 1.75GHz 至 2.1GHz 之 GSM 頻段訊號約 40dB。同時，亦可抑制 3 至 4GHz 訊號約 40dB。

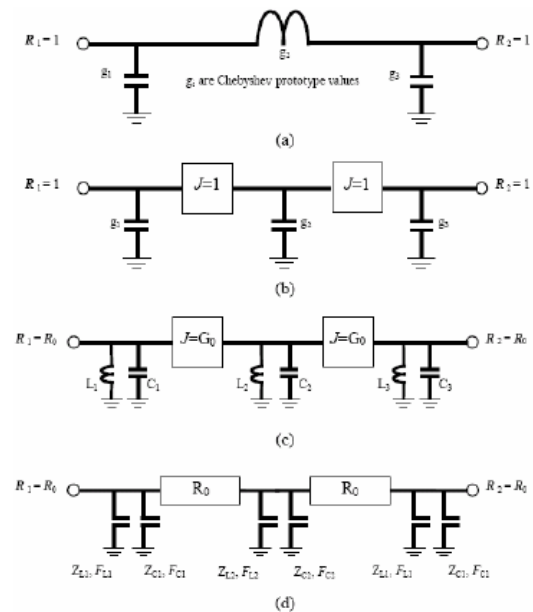


圖3 傳輸線帶通濾波器設計步驟

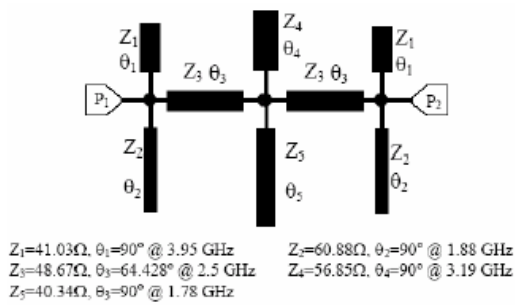


圖4 2.4GHz 傳輸線濾波器等效電路

子計畫三

一般來說，SiGe BJT（鍺化矽雙極性電晶體）技術由於他的截止頻率高且有較好的特性表現，因此通常被用來實現射頻前端電路。單晶射頻積體電路(RFIC)在提供小面積、高重製性、高穩定性及在大量生產時的低價格方面，給射頻技術一個很好的選擇。而砷化鎵晶片雖然價格較高，但在材料的本質上仍勝過矽一大步。但隨著 SiGe 製程技術快速的進步，用此技術來實現前級電路是很方便的，因此將會使得更多人享受行動通訊及無線網路之便利。

(一) LC 電流合成升頻器電路

我們利用了SiGe製程技術，來實現了一個可以在5.7GHz操作之吉伯特升頻微混頻器。我們採用一個被動電感電容合成器使微混頻器的差動輸出轉為單端輸出，同時加倍輸出電流。而微混頻器在本質上就具有寬頻的單端輸入阻抗匹配，因此一個具有單端輸入與單端輸出的吉伯特升頻混頻器之運作可以達成。LC電流合成升頻器的電路圖為圖1。

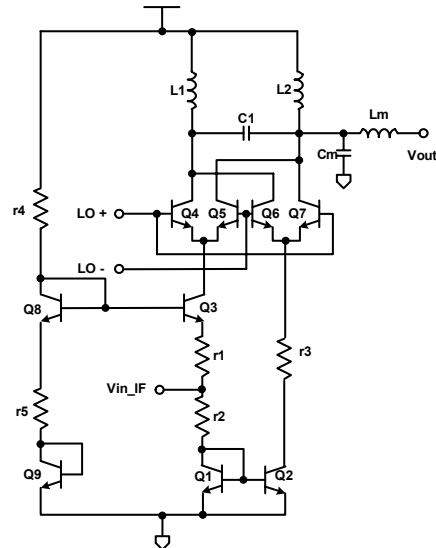


圖1 LC電流合成升頻器電路

我們這裡採用 RF Micro Mixer Cell 架構，來轉換不平衡的信號為平衡的信號，同時利用高速的BJT來提高工作頻寬及轉換增益。其他的部分再利用LC電流合成的電路，使雙端輸出轉換成單端輸出。一般我們通常會使用主動Balun 作為雙端轉單端電路，不過主動Balun 本身常受到電晶體速度的限制，且線性度也較差。因此我們這個升頻器的RF 輸出端採用LC電流合成的方式將差動輸出訊號轉換成單端輸出。圖2為LC電流合成升頻器電路晶片照片。

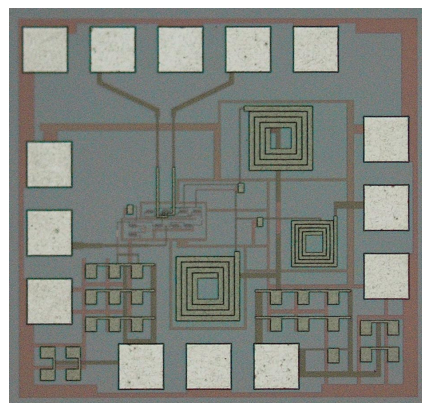


圖2 LC 電流合成升頻器晶片照片

(二) 雙正交相位複數降頻器電路

在複數降頻器電路設計上，為了達到更高的鏡像抑制功能，我們使用雙正交的複數降頻器，由於RF訊號先

經過正交的路徑大大減少了中頻鏡像訊號造成的重疊，使得提高了鏡像抑制的能力。雙正交相位複數降頻器電路圖的電路圖為圖3。圖4為雙正交相位複數降頻器晶片照片。

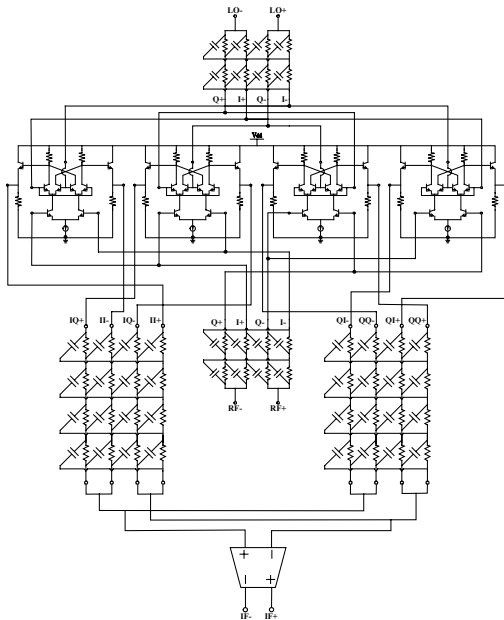


圖3 雙正交相位複數降頻器電路圖

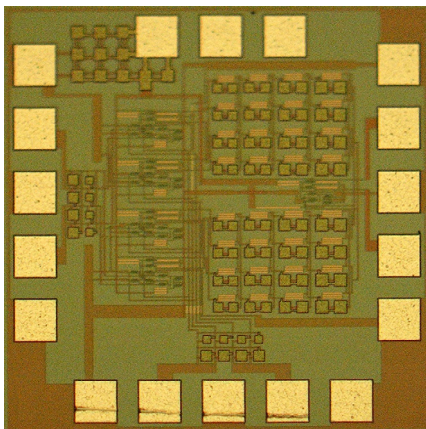


圖4 雙正交相位複數降頻器晶片照片

(三) 內建集總Rat-race之LC電流合成升頻器電路

整合集總元件Rat-Race與LC電流合成器的升頻微混頻器電路如圖5，本電路大部分的架構都與前一個LC電流合成器相似，但是我們修改了RF輸入級為更平衡的結構，同時將產生LO差

動訊號所需的Rat-race以集總元件的方式時限內建在晶片裡，並且修改輸出級由原先的LC低通濾波器換為CC-CC輸出級。

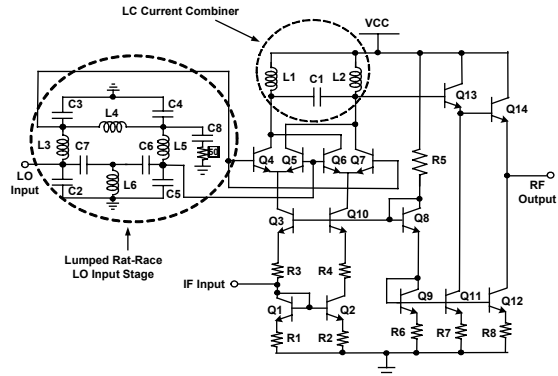


圖5 內建集總Rat-race之LC電流合成升頻器電路

如圖5，LO 信號連接到一個集總元件組成的Rat-race。因為在RF的量測環境中，通常有很多用來連接探針與儀器的訊號線與轉接器，而這些外部的連接多是造成輸入訊號不平衡的原因。而現在的製程技術已微小到可以在這樣的高頻下，讓集總Rat-race整合到晶片中，所以最直接的作法便是將Rat-race作進晶片裡。圖6為整合集總元件Rat-Race 與LC電流合成升頻器電路晶片照片。

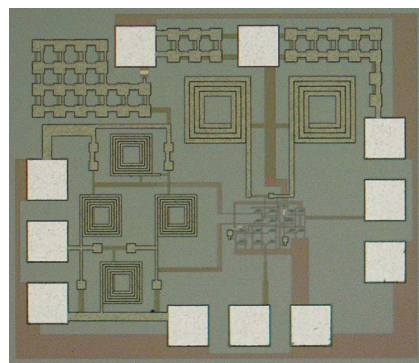


圖6 內建集總Rat-race之LC電流合成升頻器晶片照片

子計畫四

在無線通訊系統中，如無線區域網路，極化掃描被用來克服在高度多

路徑散射的環境下，訊號在接收端所產生的衰減。在微波探測系統亦利用圓極化調變技術。微帶天線由於它的低姿態、低成本以及容易與射頻系統整合，所以在無線通訊系統中已經被廣泛使用。微帶天線通常被設計於單模態操作，並且僅用於單一極化方向。天線的極化狀態在設計上會為了符合不同通訊系統而做不同的設計。例如個人無線通訊以及手機通訊，天線極化方向即設計為線性極化，但是在另外的通訊系統中，例如衛星通訊系統，天線極化方向就被要求設計成圓極化的形式，因為圓極化輻射時，比較不會因為發射端和接收端的天線擺放位置的不同就有很大的差異性，因此也比較適合衛星通訊的應用。近年來由於市場的需求，不同的通訊系統常常被要求整合在同一電路架構中，但不同的通訊系統所需要之天線輻射的極化狀態並不一定會相同，因此如何將設計天線用以符合不同通訊系統在極化上的需求，並以相同天線漫遊在不同通訊系統架構中，這便是日漸受到重視的設計理念。

(一)雙極化天線

近年來在天線設計方面，極化掃描技術被應用的相當廣泛，其中利用控制 pin diode 的偏壓來改變天線極化狀態的研究更是在近些年來被熱烈的探討。設計包括利用控制 pin diode 的偏壓來使得電流路徑相異，便以在相同天線上激發不同的模態來達到不同的極化狀態。或者是以利用控制 pin diode 的偏壓來造成不同的共振路徑，以達到頻率掃描的目的。

但是到目前為止，天線設計者雖然可以利用 pin diode 來達成極化掃描，但是都僅限於某些特定極化狀態的切換，極少天線被設計於同時可以操作於雙線性極化以及雙圓型極化。若想要在一整合型通訊系統中來使用極化掃描的技術，便需要所設計之天

線必須可以操作於雙線性極化以及雙圓型極化，來滿足各種不同通訊系統所要求之天線極化狀態，以漫遊在各個通訊系統中。而我們便利用 pin diodes 成功的設計出一天線，其利用控制 pin diodes 偏壓的大小，便可以達到雙線性極化以及雙圓型極化。

圖 1 為所設計之天線架構圖，其天線主要包含一矩形截角的 patch 天線、四分之一波長阻抗轉換器、支幹耦合器，兩顆 pin diode 以及兩片寄生金屬，並將 pin diodes 在天線與寄生金屬中間鑲入，藉以利用控制 pin diodes 的直流偏壓，以改變電流共振路徑以及所激發的模態，來達到不同極化狀態的操作。

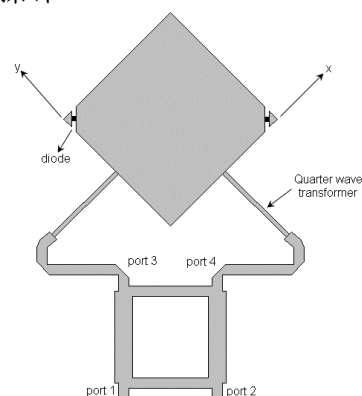


圖 1 雙極化天線結構示意圖

(二)微波極化天線量測系統

根據交通大學現有天線量測系統，量測本計劃所設計的雙極化天線，線性極化場形量測結果和模擬值比對約略吻合，但是反觀在圓形極化場形方面，因為舊有系統只使用單一極化天線，靠控制轉軸旋轉接收天線來量測圓形極化場形，無法量測到很精準的數據：包括各角度的相位、增益值和軸長比，以致於無法辨別為何種圓形極化天線，因此，量測圓極化結果只可概略得知圓形極化出現在增益值平緩之處。

本年度計畫致力於量測系統的建立，目前已經建構系統架構圖如下圖 2 所示，此系統架構包含正交雙極化接

- [3] F. Behbahani, Y. Kishigami, J. Leete, and A. Abidi, "CMOS Mixers and Polyphase Filters for Large Image Rejection," *IEEE Journal of solid-state circuits*, vol. 36, no. 6, June 2001.
- [4] J. Crols and M. Steyaert, "Fully Integrated 900 MHz CMOS Double Quadrature Downconverter," *Proc. ISSCC*, Session 8.1, San Francisco, Feb. 1995.
- [5] J. Crols and M. Steyaert, "A Single-Chip 900 MHz CMOS Receiver Front-End with a High Performance Low-IF Topology," *IEEE J. of Solid-State Circuits*, vol. 30, no. 12, pp. 1483-1492, Dec. 1995.
- [7] Matthias K. Fries, Mischa Grani, and Rudiger Vahldieck, "A Reconfigurable Slot Antenna With Switchable Polarization," *IEEE Microwave and Components Letters*, vol.13, No. 11, 2000

子計畫四

- [1] S.-T. Fang, "A novel polarization diversity antenna for WLAN application," *2000 IEEE AP-S Dig.*, July 2000, pp. 282-285.
- [2] M.-A. Kossel, R. Kung, H. Benedickter, and W. Bachtold, "An active tagging systems using circular-polarization modulation," *Trans. Microwave Theory Tech.*, vol.47, no. 12, pp. 2242-2248, December 1999.
- [3] F.-S. Chang, K.-L. Wong, and T.-W. Chiou, "Low-cost broadband circularly polarized patch antenna," *IEEE Trans. Antennas Propagation*, vol. 51, pp. 3006-3009, Oct. 2003.
- [4] J. R. Copeland, "Radar target classification by polarization properties," *Proc. IRE*, vol. 48, pp.1290-1296, July 1960.
- [5] Fan Yang and Yahya Rahmat-Samii, "A Reconfigurable Patch Antenna Using Switchable Slots for Circular Polarization Diversity," *IEEE Microwave and Components Letters*, 2002
- [6] Y. J. Sung , T.U. Jang , "A reconfigurable microstrip antenna for switchable polarization," *IEEE Microwave and Components Letters*, 2004