

國立台灣大學電機資訊學院電信工程學研究所

碩士論文

Graduate Institute of Communication Engineering

College of Electrical Engineering and Computer Science


National Taiwan University

Master Thesis

77GHz 車用防撞雷達系統之頻率波束掃描天線

Frequency beam-steering antennas

for 77GHz car radar system



洪山峰

Shan-Fong Hong

指導教授：盧信嘉 博士

Advisor: Hsin-Chia Lu, Ph.D.

中華民國一百年七月

July, 2011

誌謝

首先誠摯的感謝我的指導教授盧信嘉博士，老師細心的教導使我得以一窺高頻設計領域的深奧，不時的討論並指點我正確的方向，使我在兩年的研究所求學生涯中獲益匪淺。本論文的完成同時要感謝口試委員的諸多寶貴意見，對於本論文的邏輯性與完整性皆具有不可抹滅之貢獻。

感謝台灣大學賦予我的一切，在台大就讀的這些時光，是我最快樂的日子。感謝微波電路與系統封裝實驗室的學長們，宴田學長、柏盛學長、宜隆學長、峻崧學長、禎坊學長，無論是你們給我學習上的建議，經驗上的傳承，思考上的啟發，都是不可或缺的，謝謝學長們對我們這些學弟們的苦心栽培，給我們一個如此溫暖的研究環境，不藏私的教導令我們茁壯。

感謝一起努力的好戰友們，宣安、俊安，治廣，柏煒。多少個 final project 我們一起完成，多少個 tape out 我們一同熬夜，多少腦細胞我們一起殺死，多少肝指數我們一起上升。幸虧有你們，如此貼心又強而有力的戰友們，我才得以挺過重重的壓力，跨越道道難關。學習的路上有你們相伴，我是如此幸運。還有永遠如此可愛的學弟們，允耀、凱文、康旬、旭祥、章程，實驗室的未來，還要依靠你們的努力了。

當然不能忘記，電波組的大家庭，俊慶、凱安、俊超、明憲、鈞育、睿擎、敏達、炯豪、耀文、璽宇、建勳、建宏、志穎、紹祐、博凱、景睿、信宏、冠緯、翔元、威志、源澧、信義、育名、盈德、曜能。打出這串，真的是考驗我的記憶力，希望沒有誰被遺漏了，相信我，對於你們各位的珍惜，絕對一點也沒有少過。527 的大家庭實在是歡樂無比，無論研究之中相互的協助與討論，或是精神上的打氣鼓舞，甚至於無意義的嬉笑怒罵，對於我而言，都是珍貴至極的回憶。還有常常來串門子的杰祺、威崙、書賢，瘋狂練習吞食天地和灌籃高手，困在 118 巷的雨中，抓我的英文錯誤，長談心中的陰鬱，這些事情，常在我心。好友們阿，好兄弟們，好戰友們，有你們的台大，有你們的博理館，電機二館，是我最最深愛的地方。

感謝我的家人，原諒我的不孝，總是有家而不歸，內心全部被功名利祿等俗事給充斥。希望有天我能讓各位不再如此辛勞。

最後，謹以此論文獻給我摯愛的家人與一路走來關心我的人。

(附件 2)

國立臺灣大學 (碩) 博士學位論文
口試委員會審定書

論文中文題目

77GHz 車用防撞雷達系統之頻率波束掃描天線

論文英文題目

Frequency beam-steering antennas for 77GHz car radar system

本論文係洪山峰君 (R98942092) 在國立臺灣大學電機學系、所
完成之碩 (博) 士學位論文，於民國 100 年 07 月 18 日承下列考試委
員審查通過及口試及格，特此證明

口試委員：

盧信嘉

(簽名)

(指導教授)

馬百崑

常昭輝

陳士元

陳光祿

系主任、所長

(簽名)

摘要

本論文實現 77GHz 頻率波束掃描天線，透過頻率的改變，即可改變波束的方向。主要實現於兩種被動製程，分別為達泰 (Darfon and Thales Microcircuits Corp.) 公司提供的低溫共燒陶瓷 (low temperature co-fired ceramics, LTCC) 製程。另一個為 Rogers RO4003C 板材。

天線設計上，採用介質基板波導實現漏波波導開槽天線架構，利用陣列方式來提升天線的增益。並達成波束隨頻率掃描的效果。採取單一饋入，以簡化饋入設計。此種架構不需要使用相位合成器，能夠更加降低雷達系統的整體價格。然而此種架構有頻寬小的問題，因此，在饋入架構方面要特別設計，此論文採用接地共平面波導至基板介質波導達成模態轉換與阻抗匹配。並且，在陣列天線邊界，加入鋸齒狀邊界，抑制爬行波，進而達到乾淨的極化。二維 4×7 天線陣列被實現於 LTCC 製程上，在 76GHz 到 78GHz 頻帶內，天線指向性 18dBi，天線增益 15dB，使用頻帶內， $|S_{11}| < -10\text{dB}$ ，極化隔離程度 30dB 以上，尺寸為 20mm×10mm。一維 1×8 陣列天線和二維 4×8 天線被實現於 RO4003C 製程上。一維天線陣列，在 76GHz 到 78GHz 頻帶內，天線指向性 13dBi，天線增益 11dB，使用頻帶內， $|S_{11}| < -10\text{dB}$ ，極化隔離程度 30dB 以上，尺寸為 8.23mm×33mm。二維天線陣列，在 76GHz 到 78GHz 頻帶內，天線指向性 17dBi，天線增益 15dB，使用頻帶內， $|S_{11}| < -10\text{dB}$ ，極化隔離程度 30dB 以上，尺寸為 45mm×16mm。

關鍵字:波導開槽天線，波束掃描天線，汽車防撞雷達

Abstract

This thesis presents the implementation of frequency beam-steering antennas for 77GHz car radar system. Two processes we used are low temperature co-fired ceramics (LTCC) provided by Darfon and Thales Microcircuits Corp., and Roger RO4003C.

We use waveguide slotted array antenna on substrate integrated waveguide (SIW) to realize these antennas. This structure needs only one input to achieve frequency scan. It can replace traditional frequency scanning system which is implemented by using more than one antennas and phase shifters. By using this architecture, we can lower the cost of the total radar system. However, the structure has narrow bandwidth, so the input structure should be designed carefully. The grounded coplanar waveguide (GCPW) to SIW transformer is adopted to achieve mode and impedance transformation. Moreover, zigzag boundary is utilized on the edge of the antenna array to minimize creeping wave, and to get pure polarization. The performances of a two-dimension 4×7 antenna array implemented on LTCC are: from 76GHz to 78GHz, antenna directivity is about 18dBi, antenna gain is about 15dBi. The return loss is better than 10dB, cross polarization isolation is better than 30dBi with size of $20\text{mm} \times 10\text{mm}$. The performances of a linear 1×8 antenna array implemented on RO4003C are : Directivity is 13dBi, gain is about 10dBi. The return loss is better than 11dB, cross polarization isolation is better than 30dB with size of $8.23\text{mm} \times 33\text{mm}$. The

performances of a two-dimension 4×8 antenna array implemented on RO4003C are: from 76GHz to 78GHz, directivity is about 17dBi, gain is about 15dB. The return loss is better than 15dB, cross polarization isolation is better than 30dB with size of 45mm×16mm.

Key words: waveguide slotted antenna, beam steering antenna, car collision avoidance radar



目錄

第一章 簡介	1
1.1 動機	1
1.2 相關研究發展現況	1
1.2.1 波束掃描天線架構.....	1
1.2.2 基板合成波導.....	9
1.2.3 開槽式漏波波導.....	11
第二章 調頻連續波雷達	17
2.1 調頻連續波雷達操作原理	17
2.2 設計規格	19
第三章 頻率波束掃描操作原理與設計模擬	23
3.1 頻率掃描	23
3.2 製程介紹	25
3.3 天線設計	26
3.3.1 一維陣列天線設計.....	26
3.3.2 備地共平面波導與介質基板波導轉換器.....	37
3.3.3 介質基板波導實現功率分配器.....	45
第四章 效能和量測	61
4.1 天線實作	61
4.2 天線 S 參數量測	64
4.3 天線場型量測	71

第五章 結論..... 73

參考文獻..... 74



圖目錄

圖 1-1	平行饋入的相位合成器[1]。	2
圖 1-2	波束方向[1]。	2
圖 1-3	羅特曼透鏡(Rotman lens) [1]。	3
圖 1-4	垂直餽入式行波(traveling wave)天線[2]。	4
圖 1-5	最常見波束合成架構[3]。	4
圖 1-6	串 C 並 L[4]。	5
圖 1-7	串 C 並 L 響應[4]。	5
圖 1-8	左右手實際結構其中一種[5]。	6
圖 1-9	波束掃描[4]。	6
圖 1-10	漏波(leaky wave)輻射[4]。	7
圖 1-11	典型開槽式波導結構[1]。	8
圖 1-12	基板合成波導之等效寬度[6][7]。	9
圖 1-13	探針饋入波導[7]。	10
圖 1-14	實部虛部隨 $kd, \beta_{10}l$ 變化圖[8]。	11
圖 1-15	串聯型開槽波導[9]。	12
圖 1-16	並聯型開槽波導[10]。	12
圖 1-17	偏離中心線開槽波導等效電路[11]。	13
圖 1-18	傾斜式開槽波導等效電路[11]。	14
圖 1-19	使用金屬柱(via)改變阻抗的結構[14]。	15
圖 1-20	金屬柱等效電路[14]。	15
圖 1-21	改變波導內部成不對稱結構[15]。	16
圖 1-22	不對稱結構等效電路[15]。	16

圖 1-23	對稱型開槽[16]。	16
圖 2-1	調頻連續波雷達方塊圖[17]。	17
圖 2-2	調頻連續波雷達位移量測[16]。	18
圖 2-3	速度量測[17]。	19
圖 2-4	頻率掃描天線示意圖。	20
圖 2-5	對向來車時天線極化的影響。	21
圖 3-1	陣列天線示意圖[2]。	23
圖 3-2	蛇狀串聯式波導開槽陣列[2]。	24
圖 3-3	低溫共燒陶瓷製作程序[18]。	25
圖 3-4	低溫共燒陶瓷實現一維單元天線(a)上視圖及(b)3D圖。	28
圖 3-5	RO4003C 之一維天線之(a)上視圖及(b)3D圖。	29
圖 3-7	開槽天線示意圖[1]。	30
圖 3-10	表面電流分佈圖。	34
圖 3-11	RO4003C 一維天線加入鋸齒邊界後之(a)上視圖，(b)側視圖及(c)電流分佈圖。	35
圖 3-12	RO4003C 加入鋸齒邊界後在77GH 之(a)指向性，(b)增益及(c)極化方向。	36
圖 3-13	天線饋入模態轉換設計[20]。	38
圖 3-14	PEC 邊界等效的饋入設計(a)3D圖及(b)上視圖。	39
圖 3-15	GCPW to SIW 模態轉換(a)電場及(b)磁場。	40
圖 3-16	CPW 到 SIW 饋入轉接實際 layout 結構上視圖。	40
圖 3-17	RO4003C 一維天線未加入鋸齒邊界時之(a)反射係數，(b)極坐標下之 realized gain 及(c)直角坐標下 realized gain。	43
圖 3-18	RO4003C 一維天線加入鋸齒邊界後之(a)反射係數，(b)極坐標下之	

realized gain 及 (c)直角坐標下之 realized gain °	44
圖 3-19 PEC 等效的 SIW power divider(a)上視圖及(b)3D 圖 °	46
圖 3-20 RO4003C 二維天線陣列未加鋸齒邊界時之(a)3D 圖及(b)上視圖 °	48
圖 3-21 RO4003C 二維天線陣列未加鋸齒邊界時之(a) S ₁₁ , (b)指向性, (c)增益, (d) 極坐標下之 realized gain, (e)直角坐標下之 realized gain 及(f)極化程度 °	51
圖 3-22 RO4003C 二維陣列加鋸齒邊界及轉接(a)3D 圖及(b)上視圖 °	52
圖 3-23 RO4003C 二維天線陣列加入鋸齒邊界後之(a) S ₁₁ , (b)指向性, (c)增益, (d) 極坐標下之 realized gain, (e)直角坐標下之 realized gain 及(f)極化 °	55
圖 3-24 LTCC 二維天線陣列加入鋸齒邊界後在 77GHz 的(a) S ₁₁ , (b)指向性, (c)增益, (d)realized gain 及(e)極化 °	58
圖 4-1 RO4003C 一維天線照片	62
圖 4-2 RO4003C 二維天線照片	63
圖 4-3 LTCC 二維天線照片	64
圖 4-4 S 參數量測(a)示意圖及(b)照片 °	65
圖 4-5 LTCC 版本二維天線反射係數模擬與量測結果比較 °	66
圖 4-6 饋入方式的設定模擬改進之(a)為原設計設定及(b)去除 PEC, 使用 lump port 的饋入設定 °	67
圖 4-7 去除 PEC 與量測的 S 參數比較 (a) dB(S ₁₁)及 (b)史密斯圖 °	68
圖 4-8 介電係數改變的量測模擬比較(a)S ₁₁ 相位及(b)dB(S ₁₁) °	69
圖 4-9 LTCC 二維陣列天線照片之(a)未加入銀膠前及(b)加入銀膠後 °	70
圖 4-10 RO4003C 加上金屬柱牆 °	71
圖 4-11 場型量測架構示意圖 °	71

表目錄

表 2-1	天線設計目標.....	20
表 3-2	RO4003C 設計參數(μm).....	31
表 3-3	LTCC 設計參數(μm).....	31
表 3-4	LTCC 饋入裝置設計參數(μm).....	40
表 3-5	RO4003C 饋入裝置設計參數(μm).....	41
表 3-6	RO4003C 一維天線之模擬效能整理.....	45
表 3-7	LTCC 功率分配器設計參數(μm).....	47
表 3-8	RO4003C 功率分配器設計參數(μm).....	47
表 3-9	LTCC 鋸齒邊界設計參數(μm).....	52
表 3-10	RO4003C 鋸齒邊界設計參數(μm).....	52
表 3-11	RO4003C 二維天線的模擬效能整理.....	59
表 3-12	LTCC 二維天線加入鋸齒邊界後模擬效能整理.....	59
表 4-13	RO4003C 一維天線陣列尺寸參數(μm).....	62
表 4-14	RO4003C 二維天線尺寸參數(μm).....	63
表 4-15	LTCC 二維天線尺寸參數(μm).....	64

第一章

緒論

1.1 動機

人們對於安全的要求越來越高，車用防撞雷達在近年來成為相當熱門的研究方向，但是卻遲遲無法普及。歸咎原因是因為，車用防撞雷達系統的價格仍然偏高，只有高級的車才裝配得起防撞系統。而 77GHz，即汽車防撞雷達的頻段，由於頻率較高，波長極短，在實現上需要相當高精密度的製程，因此要實現此系統有相當的困難，當然這也是價格居高不下之原因。但是，安全是人人應當能享有的權利，因此從事這方面的研究，希望能夠在車用防撞雷達系統的領域有些許貢獻。

本論文主要是從事 77GHz 頻率波束掃描天線之研究，希望能夠經過天線設計，達到將車用防撞雷達系統更加精簡且低價的目標。

1.2 相關研究發展現況

1.2.1 波束掃描天線架構

關於頻率波束掃描天線的研究，最早是發展在軍事活動方面，後來才慢慢有其他的應用。截自目前為止，波束掃描天線的方式大概可以分成四種種類，平行饋入的相位成器，垂直饋入式的行波天線，左右手天線，開槽式漏波波導天線。第一種，運用平行饋入的相為合成器，如圖 1-1[1]，配合天線陣列，則可以利用控制相位的方式，合成所需要的波束方向，如圖 1-2，這種方式的好處是可以利用相位合成器來生成所需要的波束方向，應用方向相當的廣，甚至可以合成兩維度

的陣列，達成多方位掃描的益處。但是，這樣的方式需要用到多個的頻率範圍正確的相位合成器，但相位合成器的功率損耗，功率補償，匹配和頻寬，皆是另外的問題。除此之外，還需要陣列天線，再配合數位訊號控制天線波束方向，因此難以達成低成本的目的。同樣的概念還可以運用羅特曼透鏡 Rotman lens，如圖 1-3[1]，即運用光學聚焦的方式完成一多輸入多輸出的相位控制，則亦可以達成波束控制的效果。

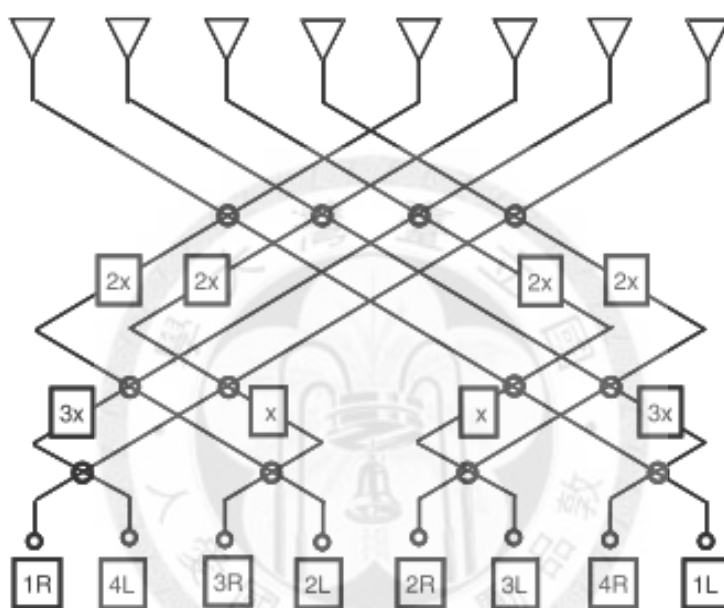


圖 1-1 平行饋入的相位合成器[1]。

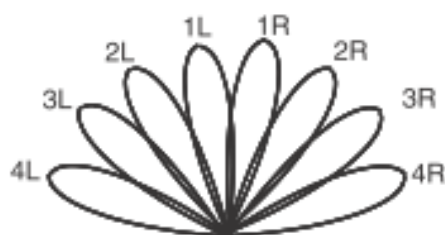


圖 1-2 波束方向[1]。

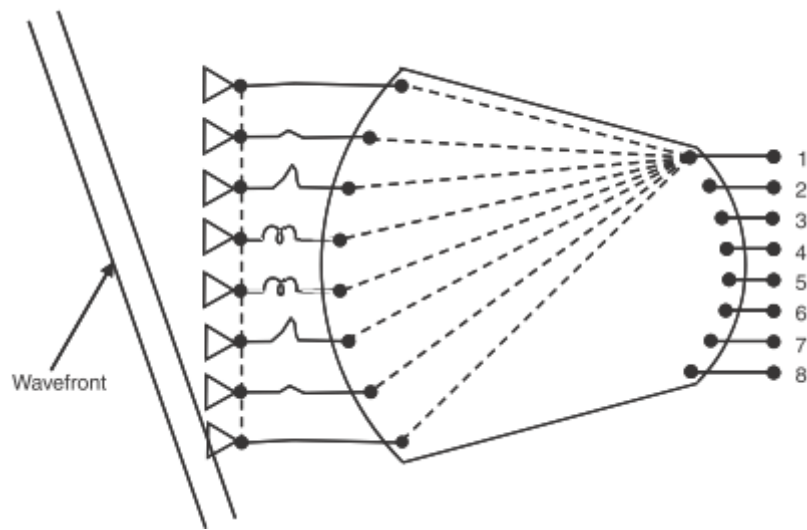


圖 1-3 羅特曼透鏡(Rotman lens) [1]。

第二種方式是，垂直饋入式的行波(traveling wave)天線圖 1-4[2]，和水平饋入式配合相位合成器比較起來，雖然還是需要相位合成器，但依舊有兩個差別，第一點，此種方式由於是行波，因此不希望在行波末端有反射波，所以在末端需要作阻抗匹配。第二點，此種天線陣列只需要單一饋入，而非多輸入，在實現上可能較為方便。但是，此種方式也有一些問題，即須要考慮在行波傳遞於天線間的時候，路徑上也會有一些損耗，若相位合成器無法提供適當的補償，則可能無法合成出所預期的波束。

第一種和第二種合成一起，直接配合放大器和可調式移相器，可以達成最常見的波束合成架構如圖 1-5[3]，可以利用數位方式控制想要的波束方向，缺點就是需要很多主動電路，系統開發耗費成本，且使用時需要消耗大量電功率。以車用防撞雷達而言，並不需要合成各方向的波束，此種架構反而顯得過度設計了。

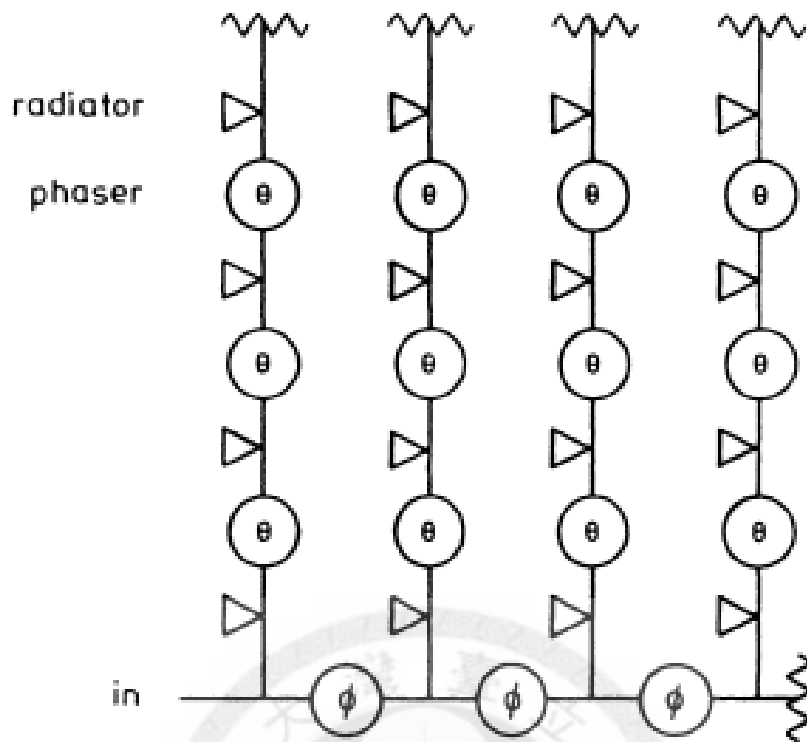


圖 1-4 垂直餽入式行波(traveling wave)天線[2]。

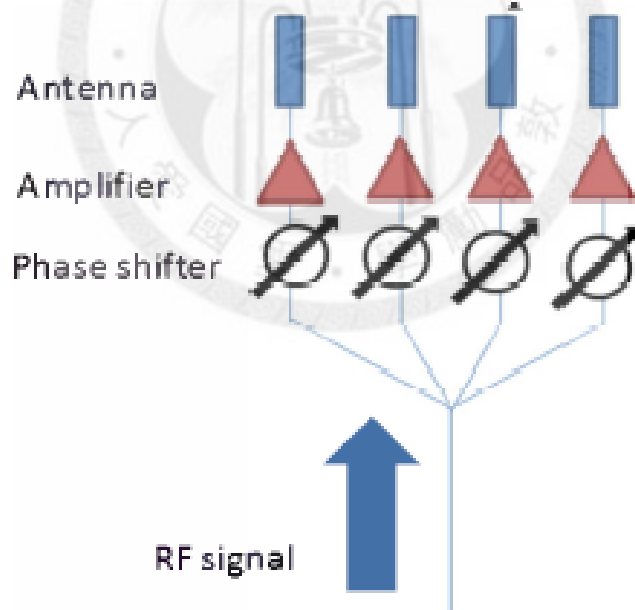


圖 1-5 最常見波束合成架構[3]。

第三種，左右手天線(Composite right/left-handed antenna, CRLH antenna)，為近年來非常熱門的研究領域，主要利用串 C 並 L 的週期性結構圖 1-6[4]，產生一個正的相位響應，在此響應中圖 1-7[4]，可以找到某一些區域，相速(phase velocity)大於光速，稱之為輻射區間(radiation region)，此架構操作在輻射區間時可以達到

天線之效果。設計方式是先設計一組 CRLH，設計上主要需達到輸入阻抗匹配，寄生電感和電容的調整，使得此組 CRLH 可以提供不錯的頻寬和相位差，再將之組合成週期性結構如圖 1-8 [5]，則可以利用此結構本身的相位差特性，來造成波束掃描的效果如圖 1-9[5]。

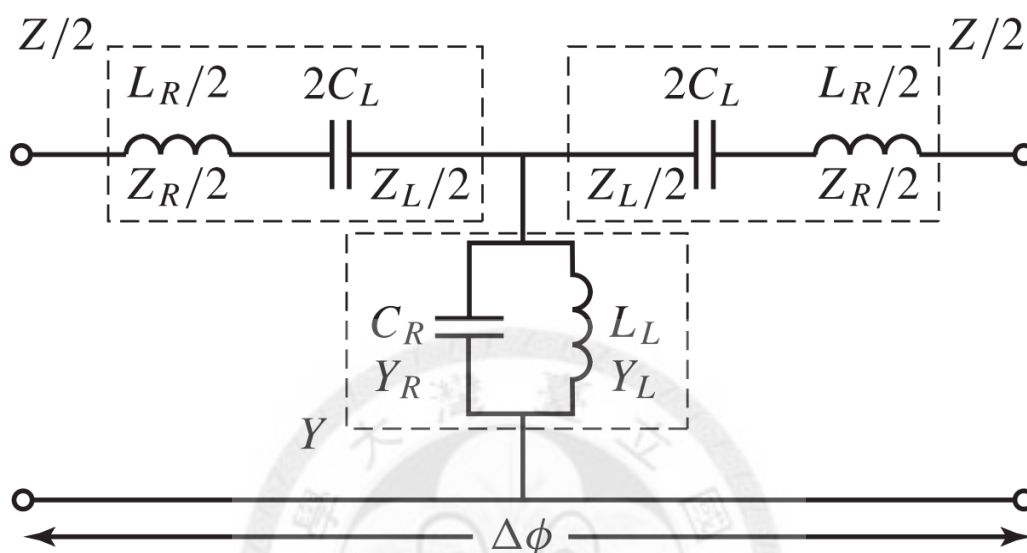


圖 1-6 串 C 並 L[4]。

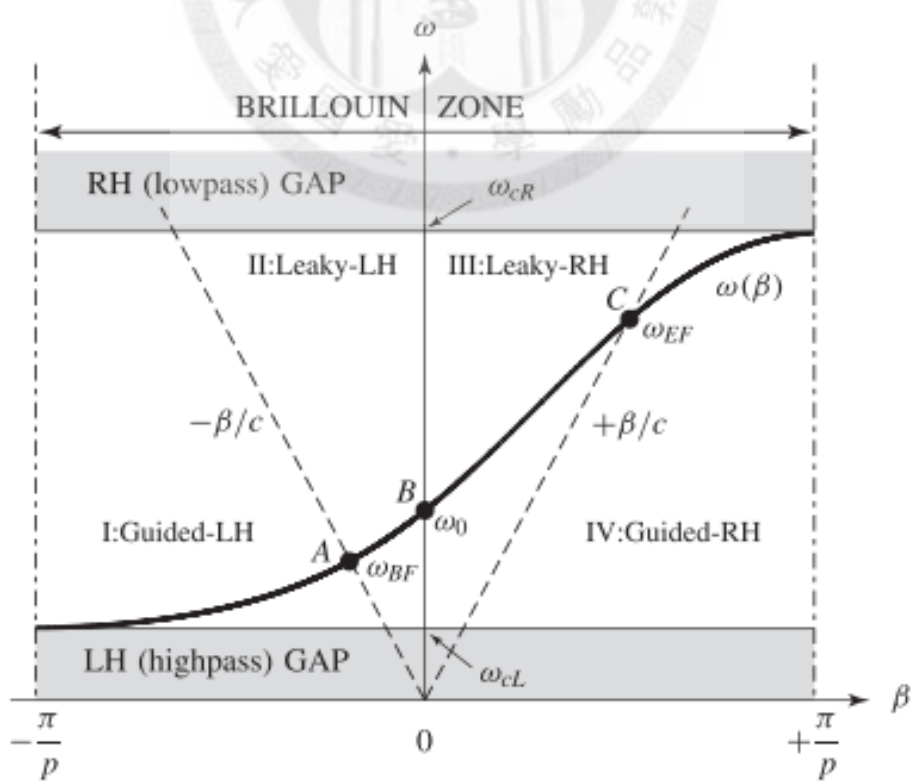


圖 1-7 串 C 並 L 響應[4]。

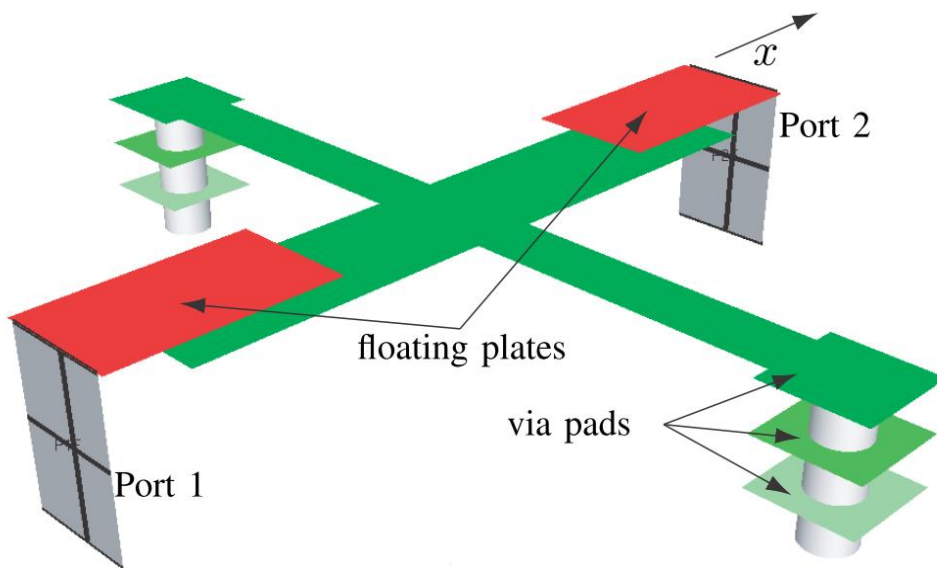


圖 1-8 左右手實際結構其中一種[5]。

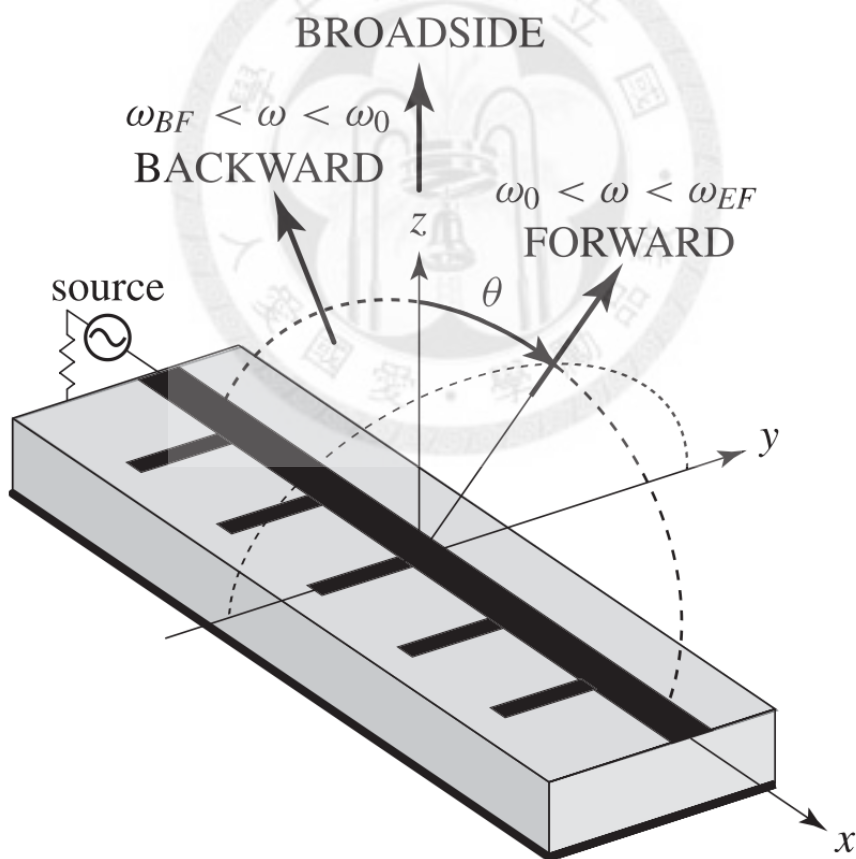


圖 1-9 波束掃描[4]。

第四種，開槽式漏波波導天線(waveguide slotted array antenna)，此方式是本篇論文所採用之架構，在波導上邊或側邊開槽，使原始波導的電流路徑遭到破壞，因而產生輻射，開槽線的位置影響了電流分佈，造成不同的輻射效率與場型。波

導本身可傳導垂直於電場的波(TE-wave)與垂直於磁場的波(TM-wave)，本身就可以傳遞相速(phase velocity)大於光速的電磁波，叫做快波(fast wave)，而在介質中快波較容易形成漏波(leaky wave)而輻射如圖 1-10[4]所示。邊傳遞邊將能量輻射出去。因為結構簡單，所以選擇此種架構，不只是有波導天線本身輻射效率較高的好處，更可以達成頻率波束掃描的目的。在開槽波導天線中，已發表的典型結構約略有如圖 1-11 [1]中幾種。再者，我們利用基板合成波導(substrate integrated waveguide, SIW)的方式，合成我們所需要的波導，可以在介質載板上簡易的合成實作，達成低成本易合成的目的。

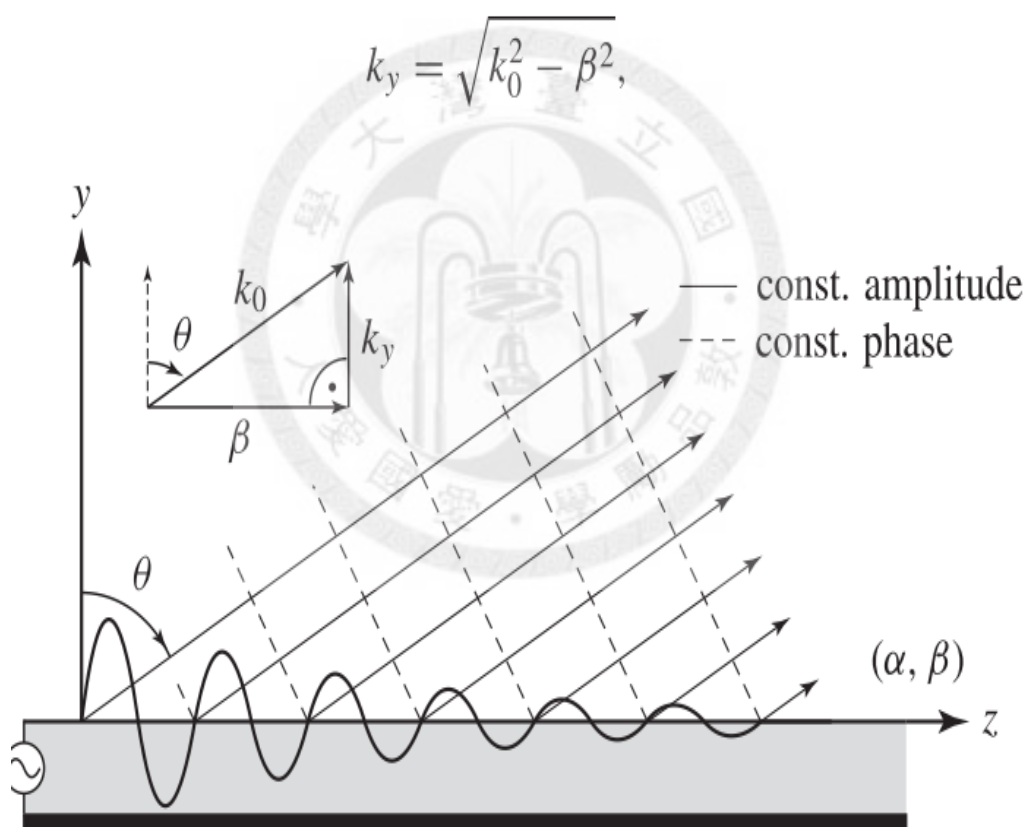
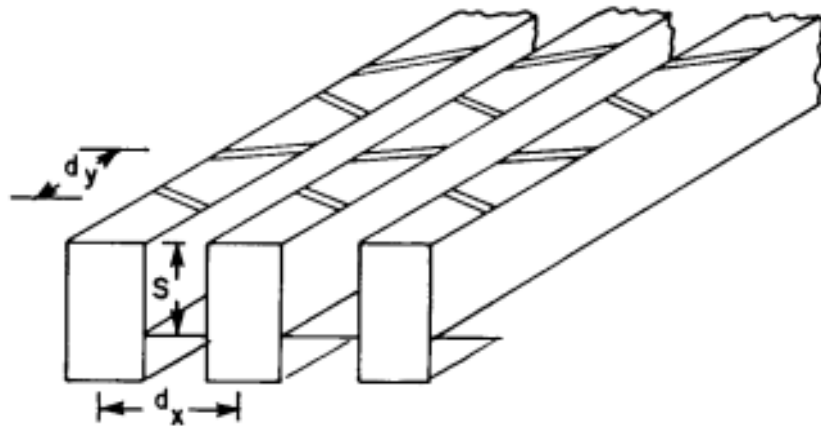
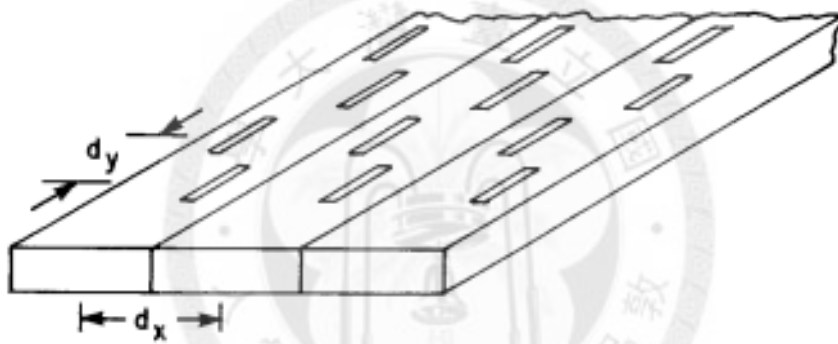


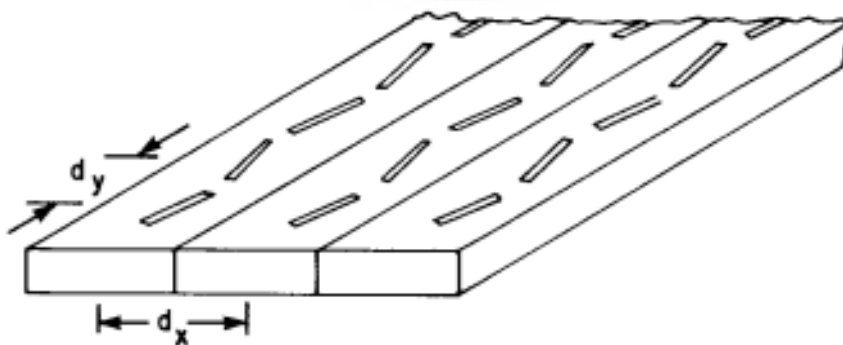
圖 1-10 漏波(leaky wave)輻射[4]。



(a)



(b)



(c)

圖 1-11 典型開槽式波導結構[1]。

1.2.2 基板合成波導

基板合成波導(substrate integrated waveguide, SIW), 主要想法是在介質載板中, 實現波導的結構, 這樣做的好處是, 可以較容易的達成和其它電路元件的整合, 縮小系統面積, 降低製作成本。波導和基板合成波導之間的關係, 已經在[6][7]中發表。如圖 1-12 所示, 主要結論是, 基板合成波導可以利用下式:

$$a_{eq} = a - 2r - \frac{(2r)^2}{0.95s} \quad (1.1)$$

轉化成相應尺寸的波導, 因此在模擬時, 可以先用波導的結構來取代較為複雜的基板合成波導結構進行電磁模擬, 進而增加全波模擬速度, 縮短設計所需時間。

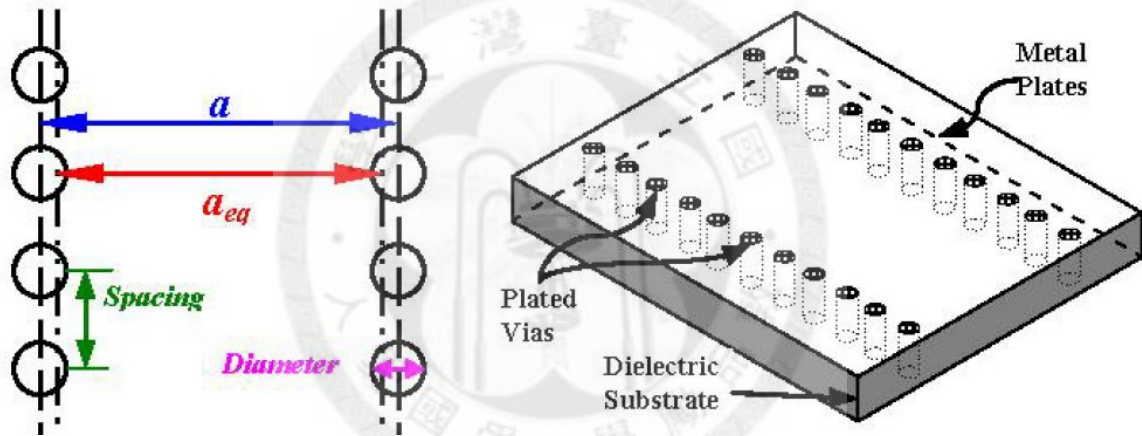


圖 1-12 基板合成波導之等效寬度[6][7]。

波導結構可應用於天線, 濾波器, 衰減器等等的架構。但是使用此結構也有致命的缺點。如圖 1-13[8]所示, 使用探針(probe)饋入時, 推導波導在 TE_{10} 的輸入阻抗一般式, 可得:

$$Z = Z_{10} + \sum_{n,m} Z_{nm} = (R_{10} + jX_{10}) + j \sum_{n,m} Z_{nm} \quad (1.2)$$

, 輸入阻抗可以表式成實部和虛部:

$$Z = R + jX \quad (1.3)$$

, 將(1.2)式和(1.3)比較係數之後, 可得輸入阻抗的實部和虛部表示式

$$R = R_{10} = \frac{\eta}{ab\beta_{10}k} \sin^2(\beta_{10}l) \tan^2\left(\frac{kd}{2}\right) \quad (1.4)$$

$$X_{10} = \frac{\eta}{ab\beta_{10}k} \sin(2\beta_{10}l) \tan^2\left(\frac{kd}{2}\right) \quad (1.5)$$

，而總虛部 X 為其他模態和 TE_{10} 模態的總合

$$X = X_{10} + \sum'_{n,m} X_{n,m} \quad (1.6)$$

最後可得到 X_{10} 的數學表示式

$$X_{10} = -\sum'_{n,m} X_{n,m} \quad (1.7)$$

調整圖 1-13[8]上的 l 和 d ，以滿足總虛部為零。帶入數據會發現，若滿足虛部為零，在某一個頻率下，如圖 1-14 所示，可以確實滿足阻抗實部等於 50Ω ，但實部的值會因為正切函數平方的關係，而隨頻率大幅變動，因此此種架構有著頻寬較小的特點。然而對於此篇論文的應用而言，由於發射晶片可以調整的頻率範圍也不大。因此的天線的頻寬也不需要大，但還是可以擁有開槽波導結構高輻射效率的特點，因此選定此架構。

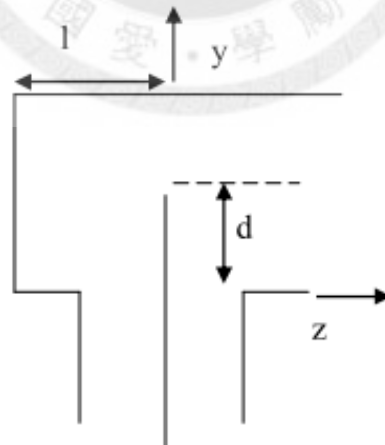


圖 1-13 探針饋入波導[7]。

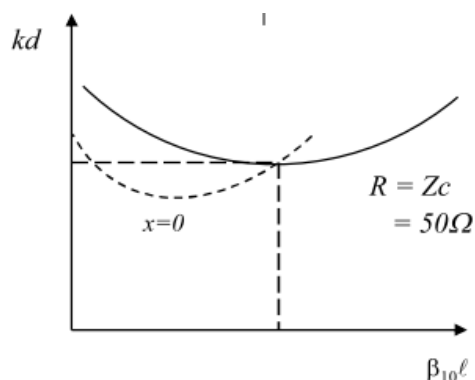


圖 1-14 實部虛部隨 $kd, \beta_{10}l$ 變化圖[8]。

1.2.3 開槽式漏波波導

在這個小節，我針對開槽式漏波波導天線目前的發展做一些回顧整理。開槽式漏波波導天線在輻射方面的能力無庸置疑，但是，如圖 1-11 節所描述，此種架構有著頻寬小的問題，而我們利用基板合成波導(SIW)的方式將波導結構實現於載板上，以便於和其它主動原件做整合，通常波導的輸入阻抗很小，和常用系統特徵阻抗 50Ω 相去甚遠，為頻寬小之原因。另一方面，77GHz 系統應用中，訊號的饋入方式採用備地共平面波導(grounded-coplanar-waveguide, GCPW)，以維持足夠好的訊號品質。要將備地共平面波導(GCPW)的訊號轉接進入基板合成波導(SIW)，電磁波的模態需要適當的轉換，轉接架構將再次壓縮一些可用的頻寬。因此開槽式漏波波導天線的設計，在實際應用上，除了場型的控制外，還有一個主要目的，即在波導結構先天不良的阻抗條件下，盡可能利用設計來控制阻抗，進而達到拉大頻寬的目標。接下來介紹開槽波導的等效模型，和幾種控制阻抗的方式。

開槽波導分成在串聯型圖 1-15[9]和並聯型波導圖 1-16[10]，主要分類依據為開槽的位置，串聯型波導槽線開在波導的寬邊，而並聯型開槽在窄邊。在基板合成波導和載板的製程上，較容易實現串聯型式的開槽波導，因此主要針對串聯型式的開槽波導作研究。

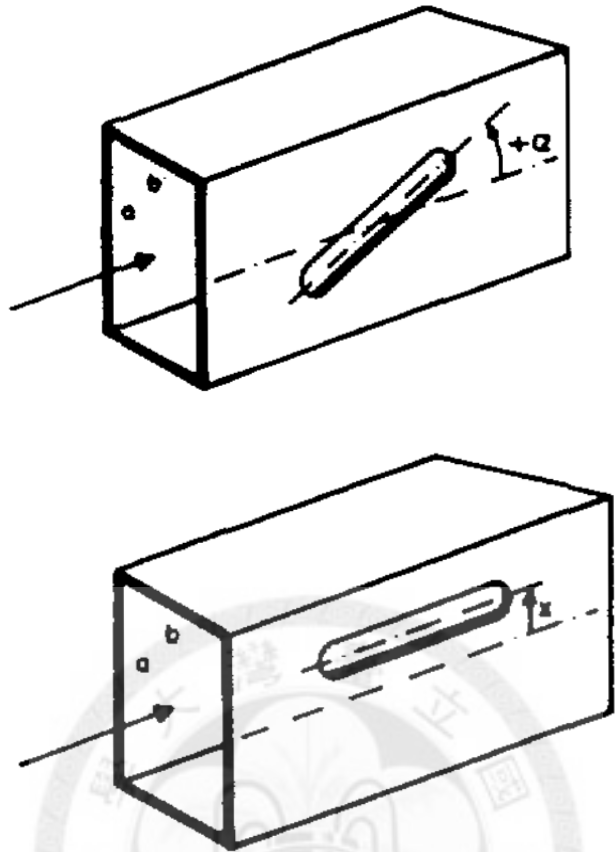


圖 1-15 串聯型開槽波導[9]。

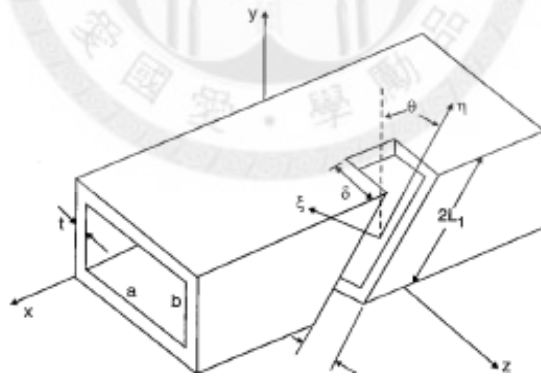


圖 1-16 並聯型開槽波導[10]。

在串聯式波導方面，又分成偏離中間線的槽線還有傾斜的槽線。相關的等效電路也已經被提出，由圖 1-17[11]，

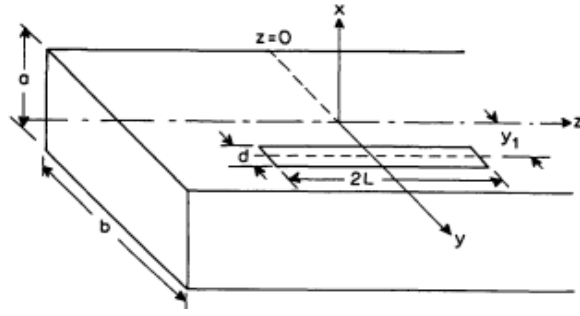


圖 1-17 偏離中心線開槽波導等效電路[11]。

為偏離中間線的槽線，此結構的基本傳輸線模型表示式。

$$G = \frac{\pi a \lambda}{16 b \lambda_g} \frac{M_1}{\sin^2 \frac{\pi y_1}{b} (\sin \beta_{10} L - \frac{\lambda}{\lambda_g} \sin kL)^2} \quad (1.8)$$

$$B = \frac{\pi a \lambda}{16 b \lambda_g} \frac{M_2}{\sin^2 \frac{\pi y_1}{b} (\sin \beta_{10} L - \frac{\lambda}{\lambda_g} \sin kL)^2} \quad (1.9)$$

$$R = \frac{G}{G^2 + B^2} \quad (1.10)$$

$$X = -\frac{B}{G^2 + B^2} \quad (1.11)$$

$$\begin{aligned} M_1 = & 2\{2C_i(kd) - C_i k[\sqrt{d^2 + L^2} - L] - C_i k[\sqrt{d^2 + L^2} + L]\} + \cos kL\{2C_i(kd) \\ & - 2C_i k[\sqrt{d^2 + L^2} - L] - 2C_i k[\sqrt{d^2 + L^2} + L] + C_i k[\sqrt{d^2 + (2L)^2} - 2L] \\ & + C_i k[\sqrt{d^2 + (2L)^2} + 2L]\} + \sin kL\{S_i k[\sqrt{d^2 + (2L)^2} + 2L] - S_i k[\sqrt{d^2 + (2L)^2} - 2L] \\ & - 2S_i k[\sqrt{d^2 + L^2} + L] + 2S_i k[\sqrt{d^2 + L^2} - L]\} \end{aligned} \quad (1.12)$$

$$\begin{aligned} M_2 = & 2\{-2S_i(kd) + S_i k[\sqrt{d^2 + L^2} - L] + S_i k[\sqrt{d^2 + L^2} + L]\} + \cos kL\{-2S_i(kd) \\ & + 2S_i k[\sqrt{d^2 + L^2} - L] + 2S_i k[\sqrt{d^2 + L^2} + L] - S_i k[\sqrt{d^2 + (2L)^2} - 2L] \\ & - S_i k[\sqrt{d^2 + (2L)^2} + 2L]\} + \sin kL\{C_i k[\sqrt{d^2 + (2L)^2} - 2L] - C_i k[\sqrt{d^2 + (2L)^2} - 2L] \\ & - 2C_i k[\sqrt{d^2 + L^2} + L] + 2C_i k[\sqrt{d^2 + L^2} - L]\} \end{aligned} \quad (1.13)$$

傾斜式的開槽式波導結構如圖 1-18[12]，其等效電路也同樣被描述出來[12]，描述方程式如(1.14)~(1.20)式所示。

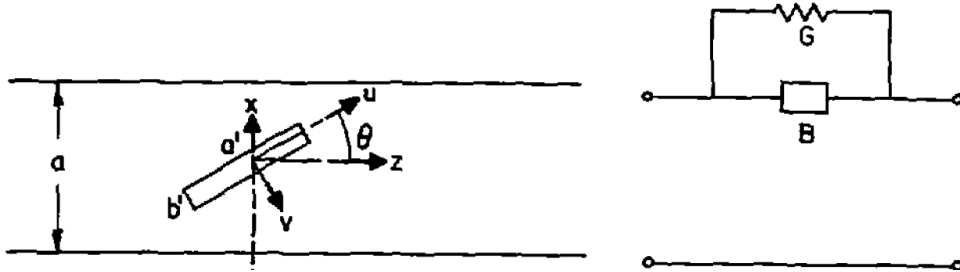


圖 1-18 傾斜式開槽波導等效電路[11]。

$$\frac{G}{Y_0} = \frac{8\pi \lambda_g ab [1 - 0.374(\frac{a'}{\lambda})^2 + 0.130(\frac{a'}{\lambda})^4]}{3 \lambda^2 [A(\theta) \sin \theta + \frac{\lambda_g}{2a} B(\theta) \cos \theta]^2} \quad (1.14)$$

$$\frac{R}{Z_0} = 0.131 \frac{\lambda^2}{\lambda_g ab} [A(\theta) \sin \theta + \frac{\lambda_g}{2a} B(\theta) \cos \theta]^2 \quad (1.15)$$

$$A(\theta) = \frac{\cos(\frac{\pi}{2} \xi)}{1 - \xi^2} + \frac{\cos(\frac{\pi}{2} \eta)}{1 - \eta^2} \quad (1.16)$$

$$B(\theta) = \frac{\cos(\frac{\pi}{2} \xi)}{1 - \xi^2} - \frac{\cos(\frac{\pi}{2} \eta)}{1 - \eta^2} \quad (1.17)$$

$$\eta = \frac{a'}{a} \sin(\theta) + \frac{2a'}{\lambda_g} \cos(\theta) \quad (1.18)$$

$$\xi = \frac{a'}{a} \sin(\theta) - \frac{2a'}{\lambda_g} \cos(\theta) \quad (1.19)$$

$$\frac{B}{Y_0} = \left\{ \frac{1}{2} \frac{B_i}{Y_0} + \frac{1}{n_j^2} \frac{B_{rj}}{Y_0} + \frac{2b}{\lambda_g} \left[\ln 2 + \frac{\pi b'}{6b} + \frac{3}{2} \left(\frac{b}{\lambda_0} \right)^2 \right] \right\} \sec^2 \left(\frac{\pi d}{a} \right) \quad (1.20)$$

要改變開槽式波導天線的阻抗特性，目前已經被其出的作法大概有下述幾種。

在波導結構中，除了原本基板介質波導側牆的金屬柱(via)，在特定地方加入金屬柱如圖 1-19[14]，可改變阻抗特性，並且已提出波導中金屬柱的等效電路如圖 1-20。

另一種方式是，改變波導的結構，使波導的橫截面不再是個矩形，例如，設計成口字型結構[15]，如圖 1-21 所示，控制口字型兩邊的高度，則可以達成不同的阻抗，如同調整等效電路圖 1-22 中並聯的電容一般，則可以達成阻抗調整的目的。還有一種方法，利用對稱的開槽方式，如圖 1-23[16]，則如同等效電路上並聯上另一個虛部項，則有機會將阻抗調整到所需要的位置。但是要強調的是，開槽式波導結構的阻抗依舊和 50Ω 相差很多，即使在某一頻率點用上述手段達成阻抗匹配，也會因為阻抗隨頻率快速的變動，依舊改變不了頻寬窄的特性。

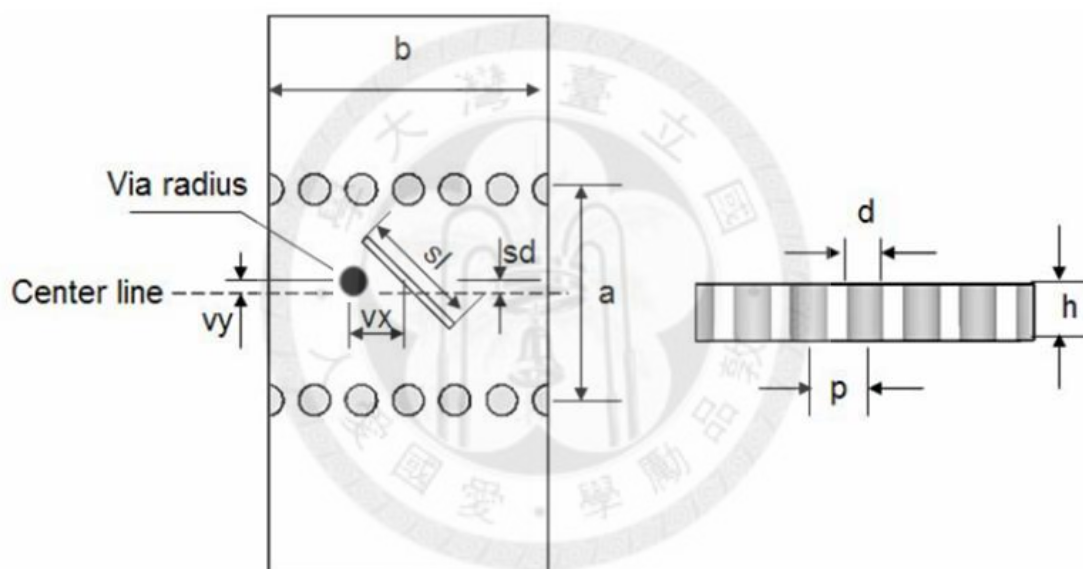


圖 1-19 使用金屬柱(via)改變阻抗的結構[14]。

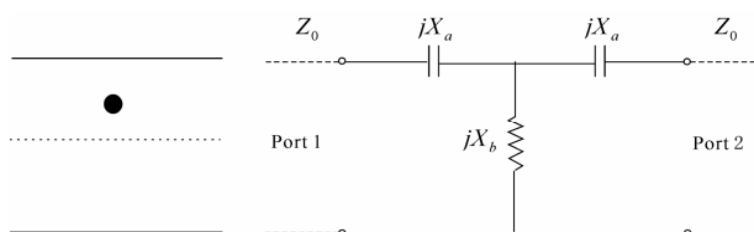


圖 1-20 金屬柱等效電路[14]。

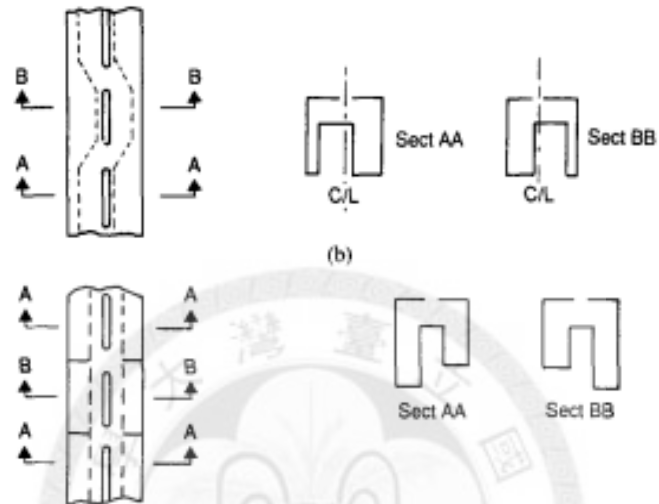
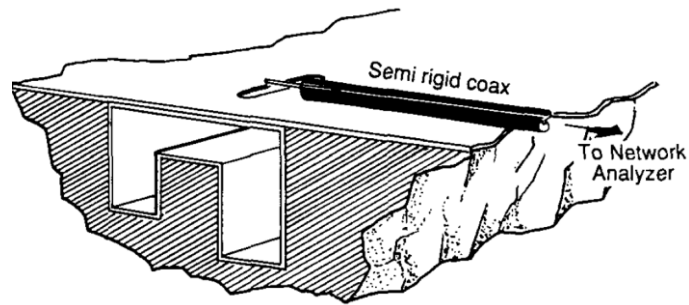


圖 1-21 改變波導內部成不對稱結構[15]。

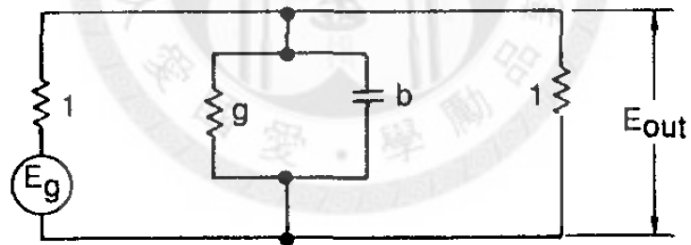


圖 1-22 不對稱結構等效電路[15]。

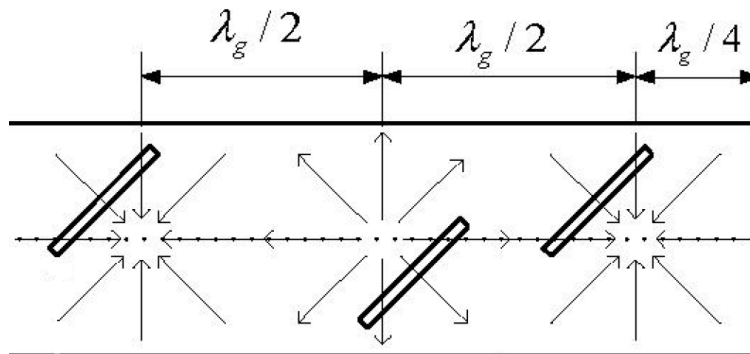


圖 1-23 對稱型開槽[16]。

第二章

連續式調頻雷達

2.1 調頻連續波雷達操作原理

調頻連續波雷達(frequency modulated continuous-wave radar, FMCW radar)，結構方塊圖如圖 2-1 [17]，包含發射天線(transmitting antenna)，接收天線(receiving antenna)，混頻器(mixer)，調頻器(modulator)，放大器(amplifier)和頻率指示器(indicator)等。主要是利用時間變化與頻率變化的關係，可以偵測到相對於觀察點的相對位置和相對速度。

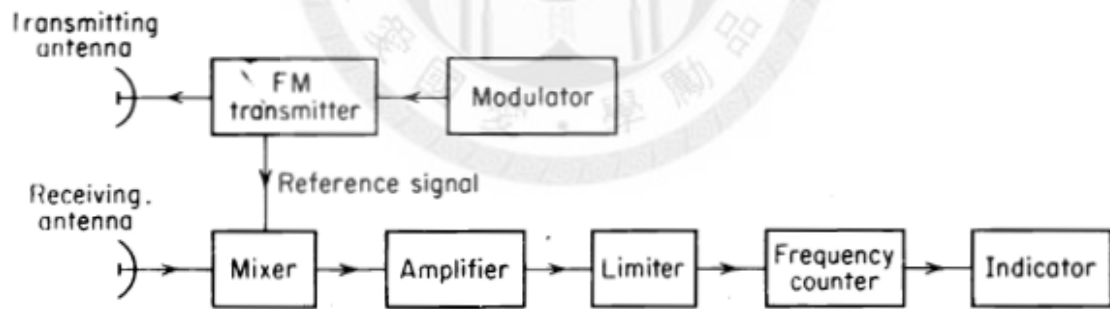


圖 2-1 調頻連續波雷達方塊圖[17]。

操作原理如下，波源端發射出一個週期固定、頻率隨時間變化的電磁波如圖 2-2 [17]所示，電磁波入射距離 R 的觀測物後，將因觀測物而產生反射，反射的電磁波被 FMCW radar 系統的接收端收到，收到的反射波會和發射波會有一段時間差 $\Delta T=2R/C$ ，即發射波所對應的頻率將和接收波對應之頻率產生頻率差 f_b ，運用混頻器，則可將此頻率差值量測出來，最後由儀器顯示出來，利用 f_b 可推得 ΔT ，再代入 $\Delta T=2R/C$ 可得 R ，則完成相對位置之雷達偵測。

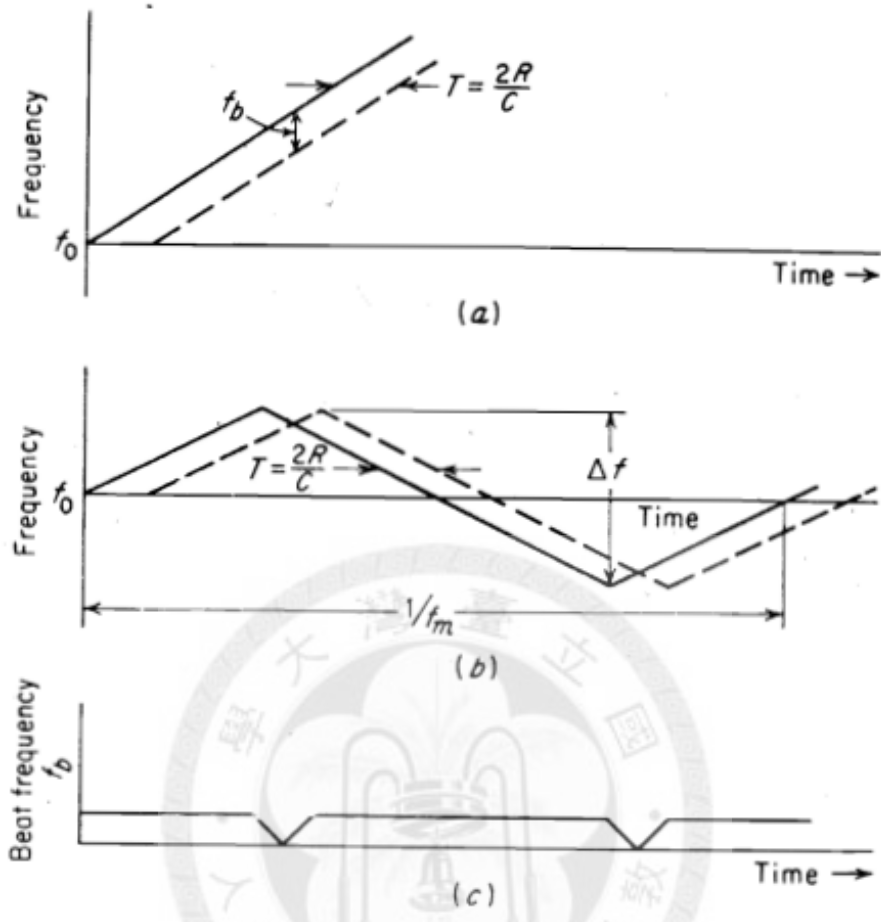


圖 2-2 調頻連續波雷達位移量測[16]。

速度量測方面，如圖 2-3 [17]，當觀測物相對 FMCW radar 系統運動時，將對於 FMCW radar 系統產生都卜勒效應，使得接收波的頻率週期不同於發射波的頻率週期，都卜勒效應的頻率變化定義為 f_d ，而入射波的頻率定義成 f_r ，經過混頻器作用後，將會產生兩種頻率。

$$f_b(up) = f_r - f_d \tag{2.1}$$

$$f_b(down) = f_r + f_d \tag{2.2}$$

如同量測相對位置，混頻器一樣可以偵測出接收波和發射波的頻率差距 f_b ，利用 f_b 的變化可以得到對應的相對速度量值。

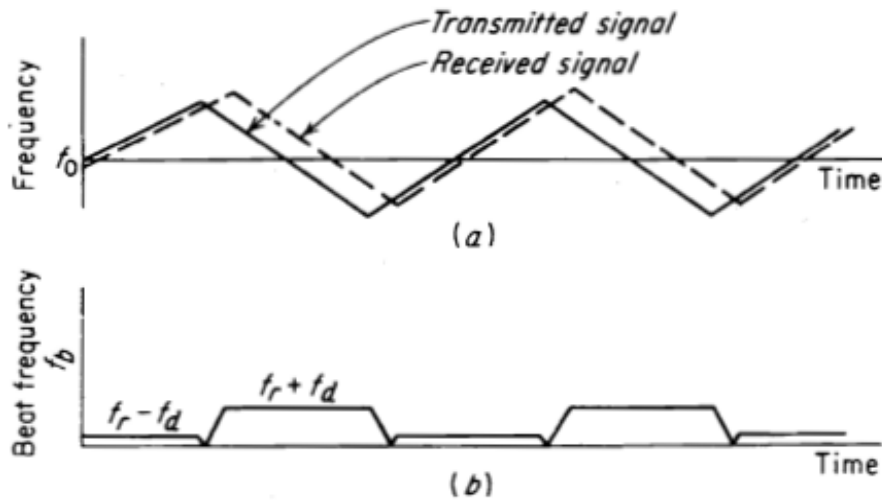


圖 2-3 速度量測[17]。

2.2 設計規格

此篇論文主要針對 FMCW radar 所需要的天線設計部分作琢磨，再配合我們的應用需求，即汽車防撞雷達的應用，主要有以下這些考量。

第一點，我們希望能夠看到足夠遠的車子如圖 2-4，約略二十公尺左右，因此要足夠大的增益。可以利用 radar equation：

$$\frac{P_R}{P_T} = \frac{G_T G_R \sigma \lambda^2}{(4\pi)^3 R^4} \quad (2.3)$$

其中

$$\sigma = \lim_{r \rightarrow \infty} 4\pi r^2 \frac{S_s}{S_i} \quad (2.4)$$

來估計所需要的天線增益，結果約需要 20dB 的增益[18]。

第二點，關於掃描角度方面，我希望在二十公尺距離的位置，可以在不同的頻率下，張開足以分辨兩旁車道的角度，結果掃描所需要的角度約略為±5 度。

第三點，假設相向而行的兩車子如圖 2-5，若兩車都配有 FCWM radar 系統，我們希望彼此的系統能夠互相不干擾，但是面對面而來的車子所發射的訊號會比車子自身所接收到經過反射的輻射強度強非常多。而有效解決方法是設計天線成為足夠好的線性極化的輻射，而且極化隔離度要足夠大，我們希望能夠將極化隔

離度擴大到 25dB 以上，使得 FMCW radar 系統足以忽略面對面駛來的車所產生的雜訊。

第四點，接收天線和發射天線兩者的隔離度(isolation)要夠好，才不至於讓 FMCW radar 系統產生誤判。

依據以上四點，設計目標整理於表 2-1，頻率範圍 $77\pm 1\text{GHz}$ ，在所需頻帶中 $|S_{11}|$ 皆小於 -10dB，天線增益達 20dBi，極化隔離度 20dB，掃描角度 $\pm 5^\circ$ 。

表 2-1 天線設計目標

頻率範圍	$77\pm 1\text{GHz}$
$ S_{11} $ @頻帶	小於 -10dB
天線增益	20dBi
極化隔離度	25dB
掃描角度	$\pm 5^\circ$

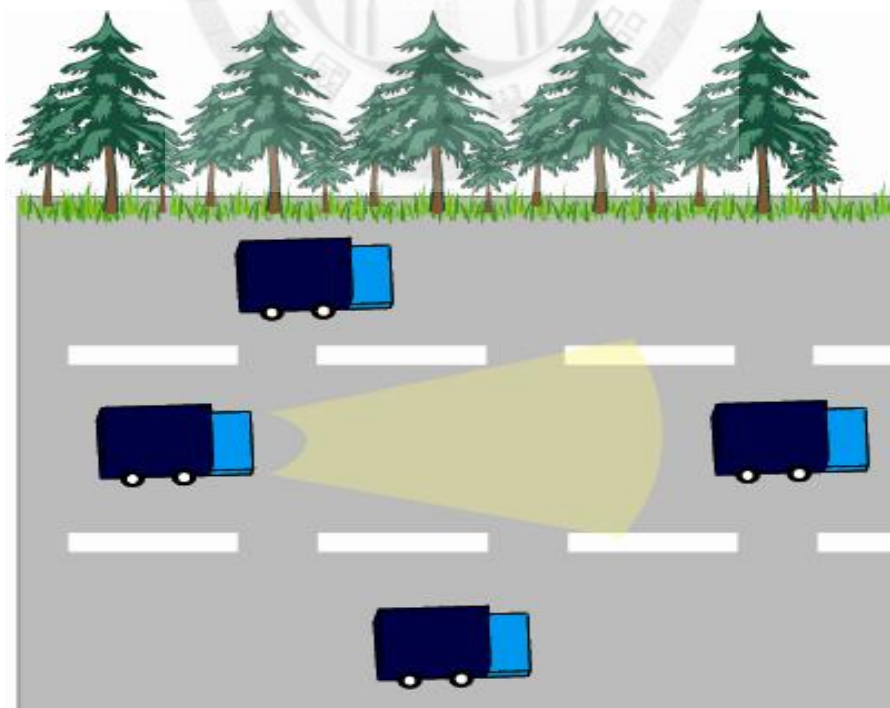


圖 2-4 頻率掃描天線示意圖。

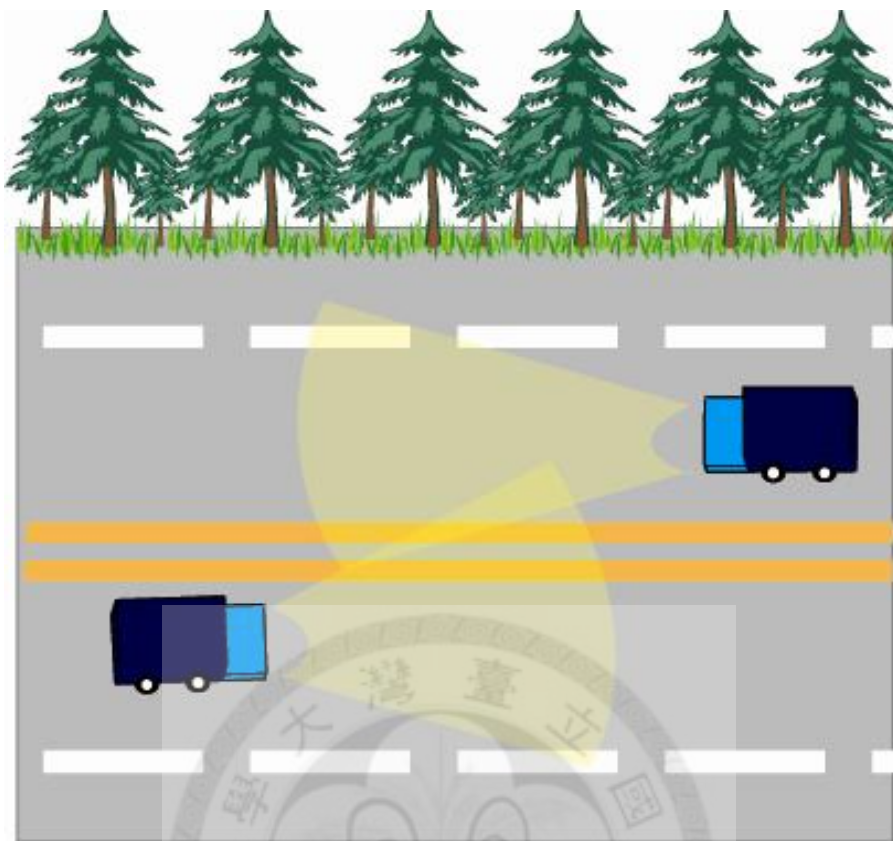


圖 2-5 對向來車時天線極化的影響。



第三章

頻率波束掃描操作原理與設計模擬

3.1 頻率掃描

單獨天線有其本身的指向性和增益，但是單一天線無法達到波束掃描的效果，若想要得到較大的增益或是希望天線能有掃描的功能，則需要使用天線陣列。若假設天線為線性，即每個輻射單元排在同一條直線上，且每個輻射單元的相位差為定值 α ，如同波導的每段槽線間，有著固定的距離，此假設符合我所需要的串聯式開槽波導天線架構圖 3-1[2]。若共有 n 支天線，彼此間隔為 d ，陣列因子(array factor, AF)可表示成式(3.1)，又假設相位差為定值 α 可得(3.2)。

$$AF = I_0 e^{j\beta d \cos \theta} + I_1 e^{j2\beta d \cos \theta} + \dots + I_n e^{jn\beta d \cos \theta} \quad (3.1)$$

$$\psi = \beta d \cos \phi + \alpha \quad (3.2)$$

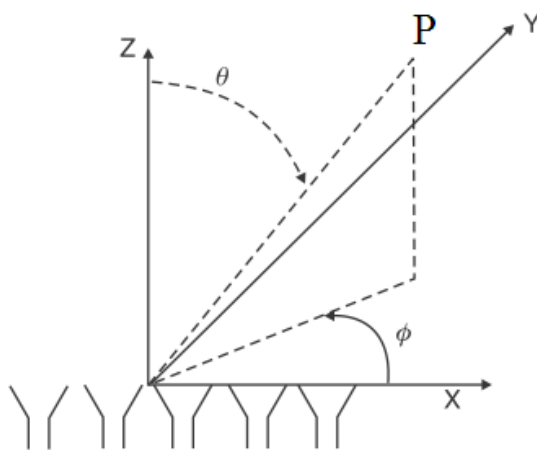


圖 3-1 陣列天線示意圖[2]。

若考慮圖 3-2[2]的蛇狀的串聯式波導開槽陣列，每個陣列在波導中距離 s ， β 為波數。套用每個槽孔要同相加成的條件可得

$$kd \cos \theta_m = \beta s - 2m\pi \quad (3.3)$$

為了避免往前方輻射(endfire-radiation)因此可得

$$\frac{d}{\lambda} < \frac{1}{1 + \cos \theta_m} \quad (3.4)$$

也可以寫成

$$\cos \theta_m = \frac{s\lambda}{d\lambda_g} - \frac{m\lambda}{d} \quad (3.5)$$

由(3.5)式可以看出，我們得到一個角度和波長的函數，即可利用此式來描述掃描所需的角，為設計上重要的式子。(3.5)式還可以給我們設計的直覺， s 越大，和 m 越大，則角度隨頻率的變化將越大，可達到更大的掃描範圍。而從(3.4)式也可以看出， d 最好小於一個真空中的波長，若太大，一方面會壓抑角度範圍，二來從天線陣列理論得知，每個天線單元之間若距離過大，則可能造成波束夠不集中，或是造成兩個主波束(main beam)，這樣天線的指向性就變低了，非設計上所樂見。

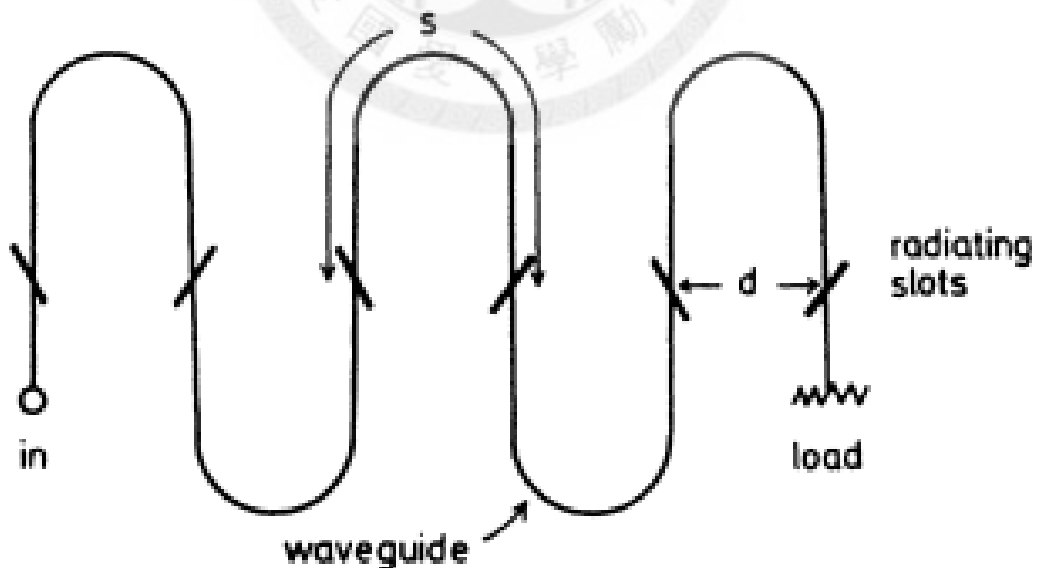


圖 3-2 蛇狀串聯式波導開槽陣列[2]。

3.2 製程介紹

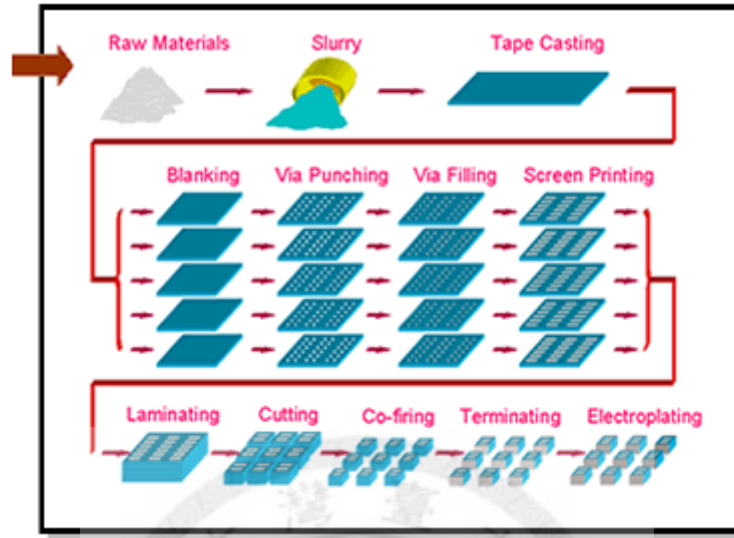


圖 3-3 低溫共燒陶瓷製作程序[18]。

在此次掃頻天線的實做上，考慮了兩種製程。第一種是低溫共燒陶瓷，我們使用的是達泰公司的低溫共燒陶瓷，使用兩層金屬設計電路，每層厚度為 $90\mu\text{m}$ ， ϵ_r 在低頻時為 3.8，耗損正切為 0.005，電路內金屬使用銀，最小的線寬線距為 $75\mu\text{m}$ ，電路製作過程如圖 3-3[18]所示。首先基板原料生成，之後為形成層與層之間連通孔(via)，並且將形成之連通孔填滿金屬，之後會在各層表面印刷金屬導線，然後把所有層疊在一起，並且在攝氏 800~900 度下共燒，如此可形成多層高密度陶瓷結構。考慮操作頻率在 77GHz，選擇之板材需考慮低損耗正切的特性，且介電係數越小，應該越適合用來輻射。高頻被動電路中，低損耗，高精度，能達到此種特性的並不多。

由於設計架構上只使用了兩層金屬，因此，此架構也適合實現於印刷電路板。如上所述，考慮操作頻率在 77GHz，選擇之板材依舊需考慮低損耗正切的特性，且介電係數越小，應該越適合用來輻射。由於以上考慮，選用 RO4003C，板材厚度為 8mil， ϵ_r 在低頻時為 3.38，耗損正切為 0.003，可以取得較低溫共燒陶瓷更小的損耗正切和介電係數，且製作成本較低溫共燒陶瓷為低。但是，使用 RO4003C

並非只有優點。主要缺點在於製程的精細度。低溫共燒陶磁的最小線寬線距為 $75\mu\text{m}$ ，金屬柱半徑 $75\mu\text{m}$ ，金屬柱的中心至中心距離可達 $250\mu\text{m}$ 。相比之下，印刷電路板的最小線寬線距約為 $100\mu\text{m}$ ，金屬柱的半徑最小也要 $100\mu\text{m}$ ，金屬柱的中心至中心距離為約為 $450\mu\text{m}$ 。顯而易見的，印刷電路板製程精細度較 LTCC 差。因此決定使用兩種製程，製作同樣架構，以期能獲得能較佳的特性。

3.3 天線設計

本論文所設計的天線，大概可以分為三個部份，第一部分，由開槽波導架構實現的頻率波束掃描天線與強化極化方向的設計，第二部分，在介質基板波導下實現功率分配器(power divider in SIW)，第三部分，備地共平面波導與介質基板波導轉換架構(GCPW to SIW transition)。

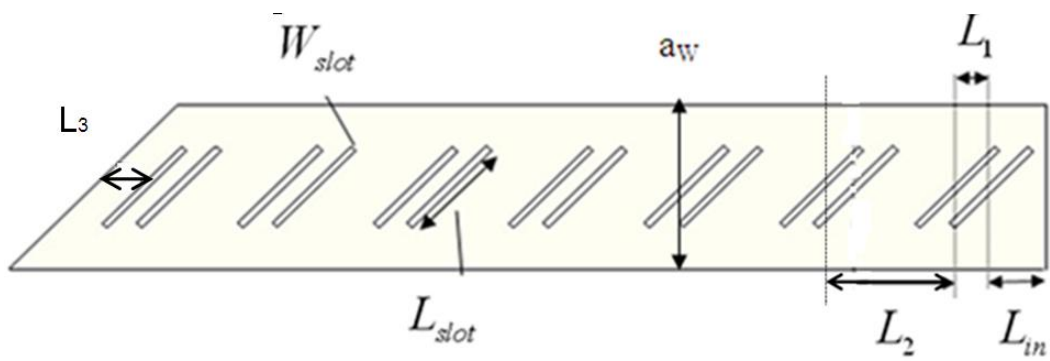
3.3.1 一維陣列天線設計

首先討論天線的設計，根據 1.2.3 小節的討論，由於此篇論文主旨在設計低價掃描天線，因此選用基板介質波導的架構，可以簡單的製作於印刷電路板上。又 1.2.3 所提出的方法中，波導內部不對稱結構需要經過特殊的製作，已經違反方便製作的原則，因此並不適合用於實現此論文的設計。再考慮使用金屬柱達成匹配效果的方式，由於基板介質波導的架構本身就要在板材間加入許多的金屬柱，因此在製作上有其方便性，但是設計上，金屬柱位置事實上不只影響阻抗，在調整阻抗同時也會激發高階模態，進而影響已經用開槽位置大小設計好的天線場型，且在電磁模擬上，金屬柱的模擬可能佔用龐大的記憶體，在設計大型陣列時會遭遇困難。由於上述理由，本論文採用對稱開槽的方式來設計天線。一方面，天線場型和阻抗的設計，只需要控制開槽大小和位置，另一方面，在高頻模擬設計時，可以使用完美電導體(PEC)等效基板介質波導的金屬柱邊界，此種等效方式可以有效減少電磁模擬所需的記憶體，實際設計上較能有效達成。

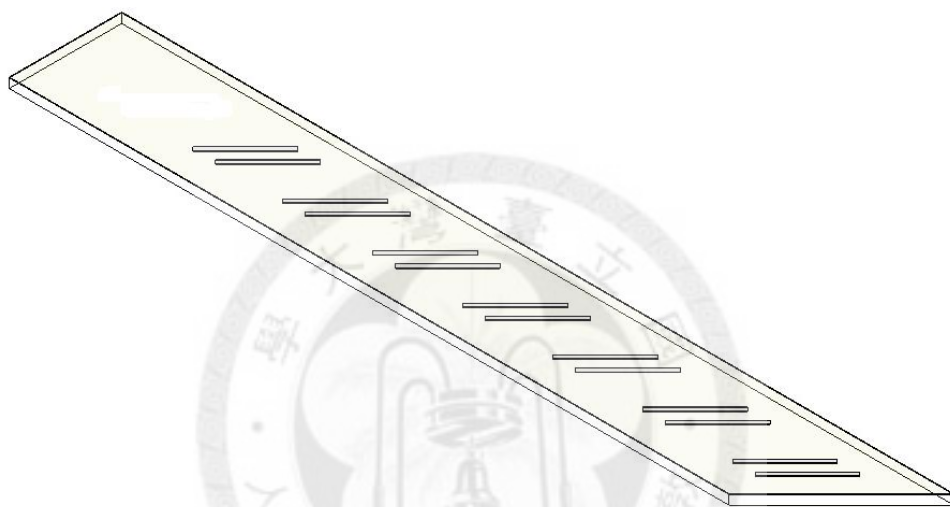
設計參數如，主要架構為開槽式波導行波天線，採取一個單元開兩個槽線。電磁波饋入天線後，為行波，每經過一個槽孔，即會輻射能量，設計不同單元間的槽孔位置，使得行波的漏波在欲輻射方向相長性疊加，當頻率改變，則改變介質波長，在相鄰輻射單元間產生固定的相位差，導致主波束方向隨頻率不同而改變。參考圖 3-4， W_{slot} 為槽線的寬度，考慮槽線周圍的電流分佈，取 W_{slot} 為製程最小限制。 L_{slot} 為槽線的長度，主要影響操作頻率和輸入阻抗。 L_2 為每個輻射單元之間的距離，主要影響天線主波束(main beam)方向隨頻率掃描的角度變化量， L_2 很大，則可掃描角度範圍拉大，但是要注意，如(3.6)式所示，並不是任意的 L_2 都能達成每個槽線建設性干涉，要得到相長性干涉， L_2 的選取必須滿足

$$L_2 = n \frac{\lambda_g}{2}, n = 1, 2, 3, \dots \quad (3.6)$$

而介質波長 λ_g 受介電係數巨大影響，因此在此設計中，希望選用的製程介電係數要能穩定且準確。車用防撞雷達的應用上，由於有足夠大的天線增益，估計可以偵測至車前方 20 公尺。所以掃描的角度不需要很大， $\pm 5^\circ$ 即足夠使用。且若為了取得大的掃描範圍而使用了 L_2 ，可能會造成波束不集中的反效果。 L_1 主要用來控制輸入阻抗和場型。當電磁波行進至天線末端，則會看到完美導體(PEC)而反射回來，雖然大部分的能量已經在前段輻射單元輻射出去了，但我還是希望行波輻射天線的特性不會被反射波給影響，因此刻意讓末端 PEC 平行開槽方向，傾角 45° ，使得槽線與 PEC 間距皆為 $L_3 = \frac{\lambda_g}{4}$ ，即使還有少部份的電磁波反射回來，也能夠輻射出相同相位的相長性干涉。一組天線架構如圖 3-4 及圖 3-5 所示，重要尺寸也標示於圖中。

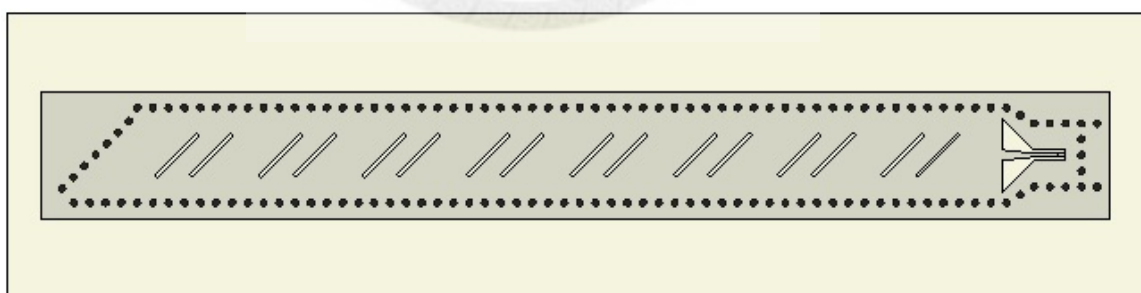


(a)

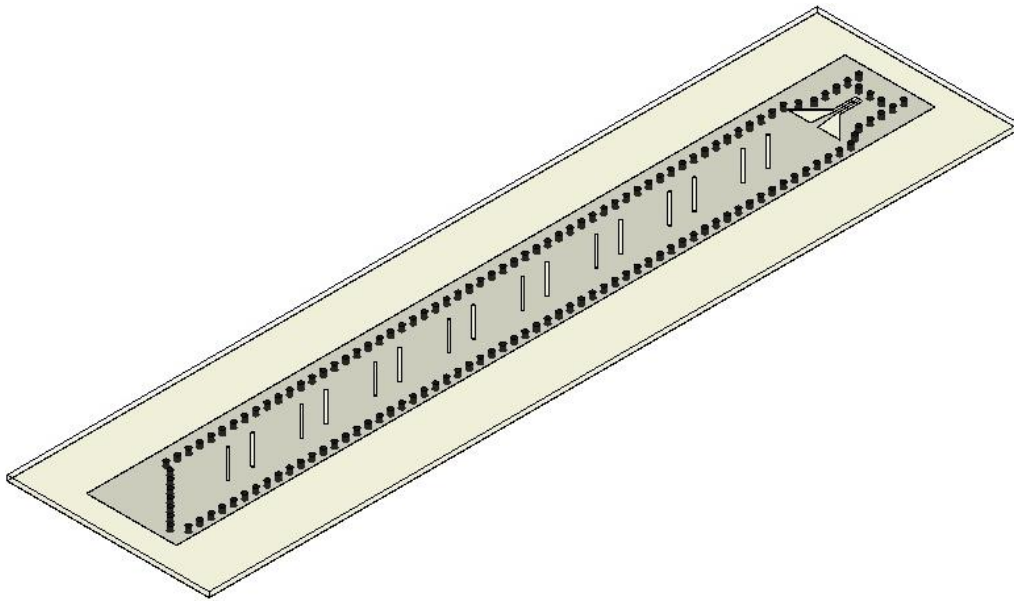


(b)

圖 3-4 低溫共燒陶瓷實現一維單元天線(a)上視圖及(b)3D 圖。



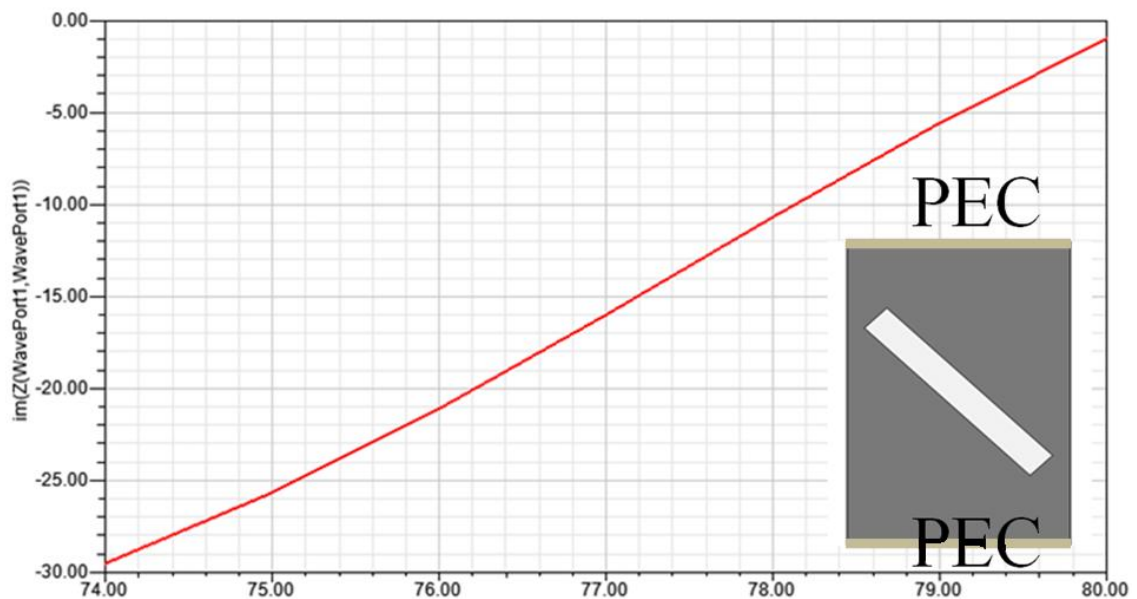
(a)



(b)

圖 3-5 RO4003C 之一維天線之(a)上視圖及(b)3D 圖。

開槽方式選用雙槽線架構，目的是想利用開槽所產生的等效電路虛部項，產生虛部互相消除的效果。圖 3-6(a)為單槽線的虛部阻抗特性，由圖可以看出虛部隨頻率飄移較嚴重，較難在寬頻之下達成阻抗匹配。圖 3-6(b)為雙槽線架構，的虛部阻抗頻率響應，由圖可以看出，經由適當的 d 值選取，虛部值隨頻率的變化較單槽線時小，因此較易達到寬頻阻抗匹配效果。



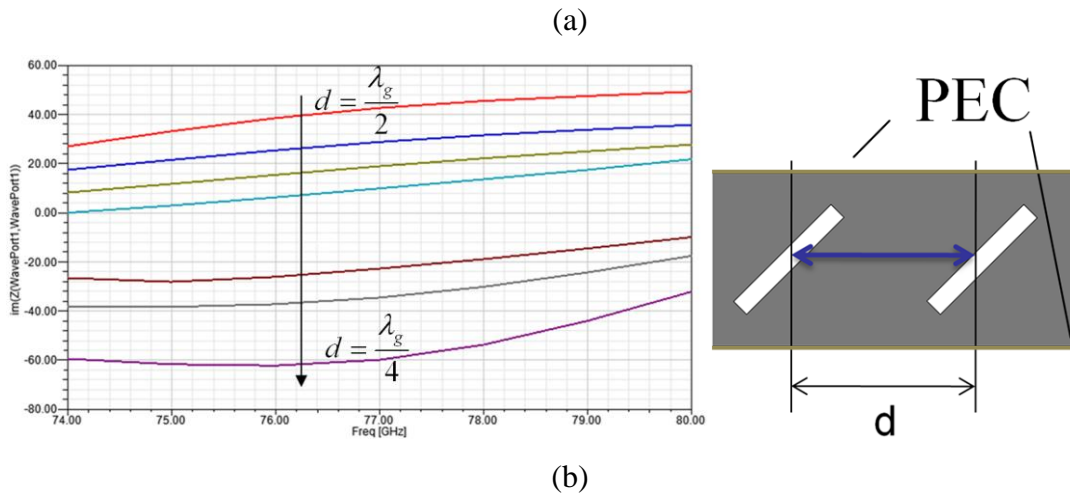


圖 3-6 阻抗特性(a)單槽線及(b)雙槽線。

設計流程如下，選定操作頻率為 77GHz，再選定實現材料，決定介電係數和損耗正切，即可計算介質波長。由於不需要太大的波束掃描角度，取 $L_2 = \frac{\lambda_g}{2}$ 為初值，開槽大小方面，寬度為製程最小線距，而長度取 $L_{slot} = \frac{\lambda_0}{2}$ ， $L_3 = \frac{\lambda_g}{4}$ 為初值，使用 Ansoft 電磁模擬軟體 HFSS，調整 L_1 ，得到正確的場型。要注意，天線不可以往正上方輻射，對照圖 3-7 行波的相位常數表示式為

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda_g} \quad (3.7)$$

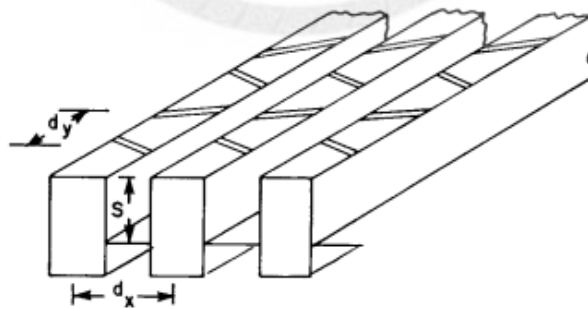


圖 3-7 開槽天線示意圖[1]。

能量由一端饋入波導，相位項可由自然數表示如下式

$$\exp\left[\frac{-j2\pi\nu_0 n d_y}{\lambda}\right] = \exp\{-j[\beta n d_y - n\pi]\} = \exp[-jn\alpha] \quad (3.8)$$

饋入的電磁波為行波，因此(3.8)中的 α 可表示為正弦函數，取正弦反函數可以得到角度表示式

$$\theta = \sin^{-1}\left[\frac{\lambda}{\lambda_g} - \frac{\lambda}{2d_y}\right] \quad (3.9)$$

由(3.9)可以看出掃描角度會隨頻率改變而改變。觀察(3.9)，當 $\theta=0^\circ$ ，各個開槽的反射波會在饋入端完全同相加成，在輸入端造成劇烈的阻抗變化，因此掃描角度選擇上，要試圖避開正上方的輻射方向。經過微調以後，即可得到天線的指向性和天線增益。RO4003C 的設計參數則列於表 3-2。圖 3-9 為實現於 RO4003C 之天線模擬圖。由模擬結果可以看出，天線的指向性(directivity) 如圖 3-9(a)約為 13dBi。若定義電磁行波的行進方向為正方向，掃描角度約為 $15^\circ \pm 5^\circ$ 其中負號表示為行進方向之反方向。而天線增益(gain)如圖 3-9(b)約為 10dBi。應用方面，希望天線增益能夠達到 15dBi 的增益，表示輻射的增益還不足，因此需要增加陣列數目。另一方面，天線的 E-plane 和 H-plane 定義於圖 3-8，天線的 co-pol 與 cross-pol 於圖 3-9(c)，兩者在主波束的角度差 5dB。同理，LTCC 的一維天線設計參數列於表 3-3，在所需頻段與 RO4003C 有類似的響應。由於應用上的考量，希望可以將 cross-pol 壓到低於 co-pol 至少 20dB 以上。因此後面再繼續加入一些結構來改善。

表 3-2 RO4003C 設計參數(μm)

L_1	L_2	L_3	L_{slot}
1000	2000	2283	1900
L_{in}	W_{slot}		
1840	101.6		

表 3-3 LTCC 設計參數(μm)

L_1	L_2	L_3	L_{slot}
740	1484.7	770	1138
L_{in}	W_{slot}	a_w	
770	75	1483.56	

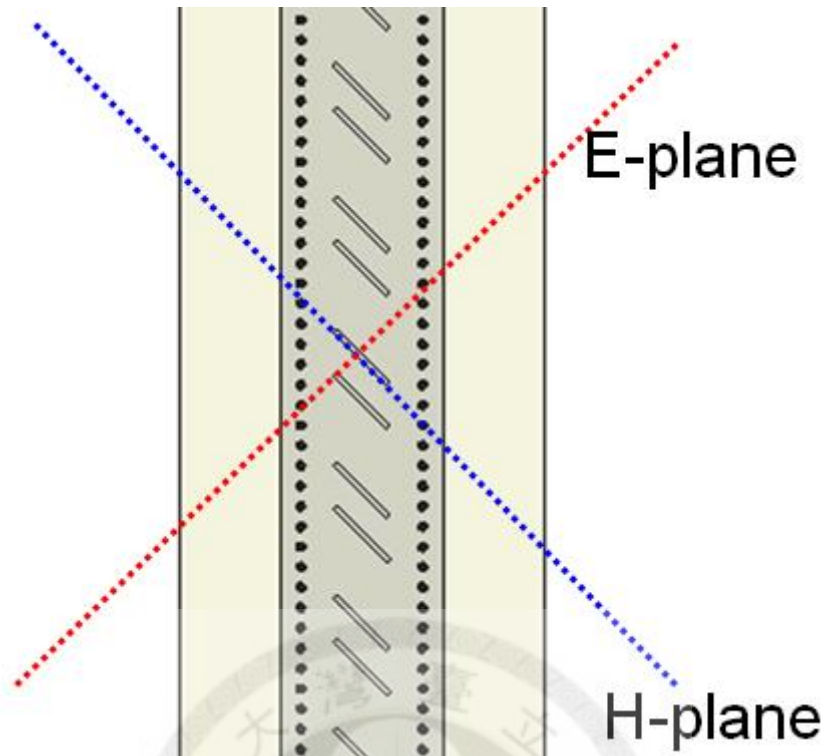
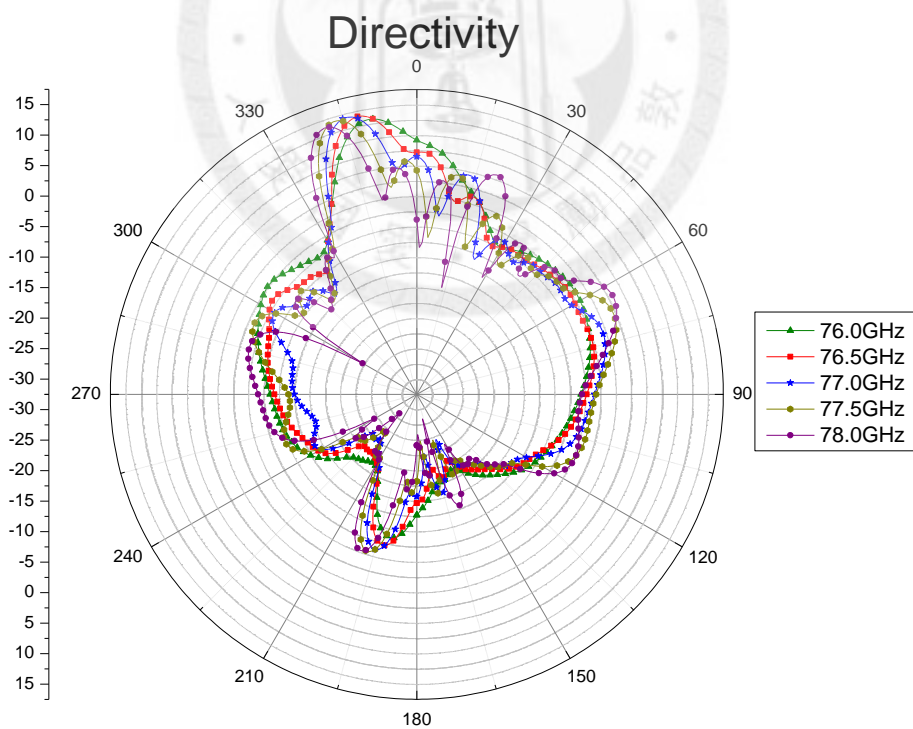
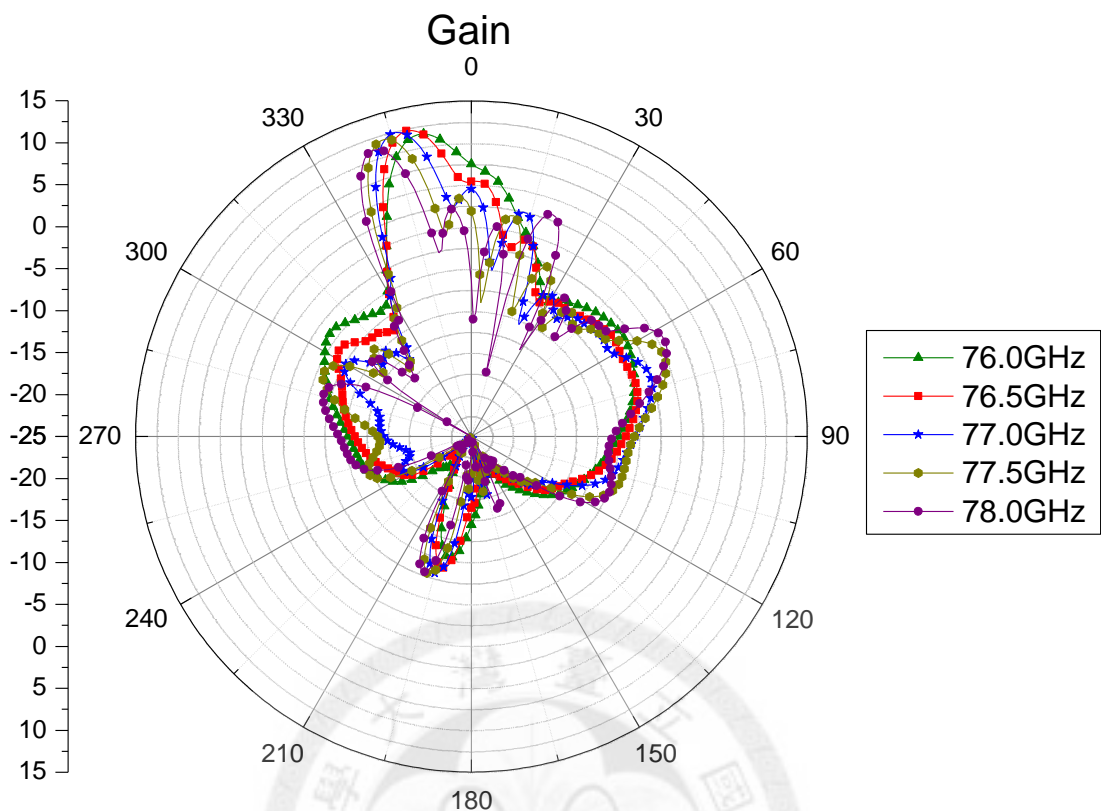


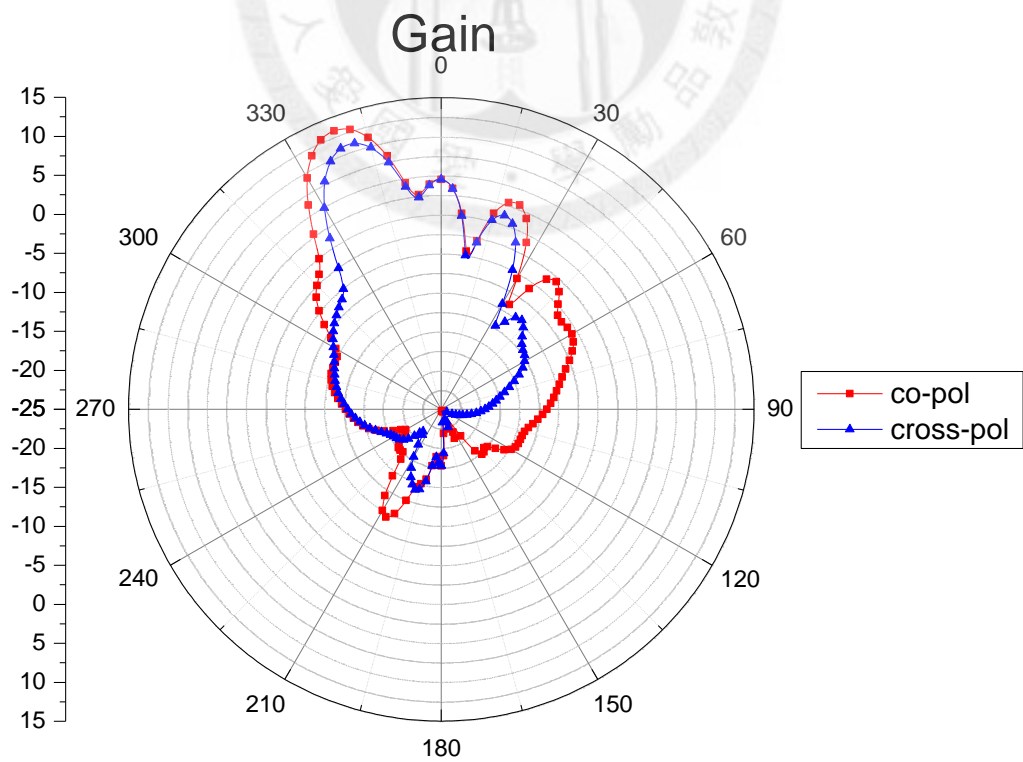
圖 3-8 E-plane 和 H-plane 的定義。



(a)



(b)



(c)

圖 3-9 RO4003C 一維天線在 77GHz 時之(a)指向性，(b)增益及(c)極化。

如第二章所描述，考慮實際應用，cross-pol 需抑制到一定程度。首先要先釐清 cross-pol 產生的原因，做電磁模擬，將上表面電流畫出如圖 3-10

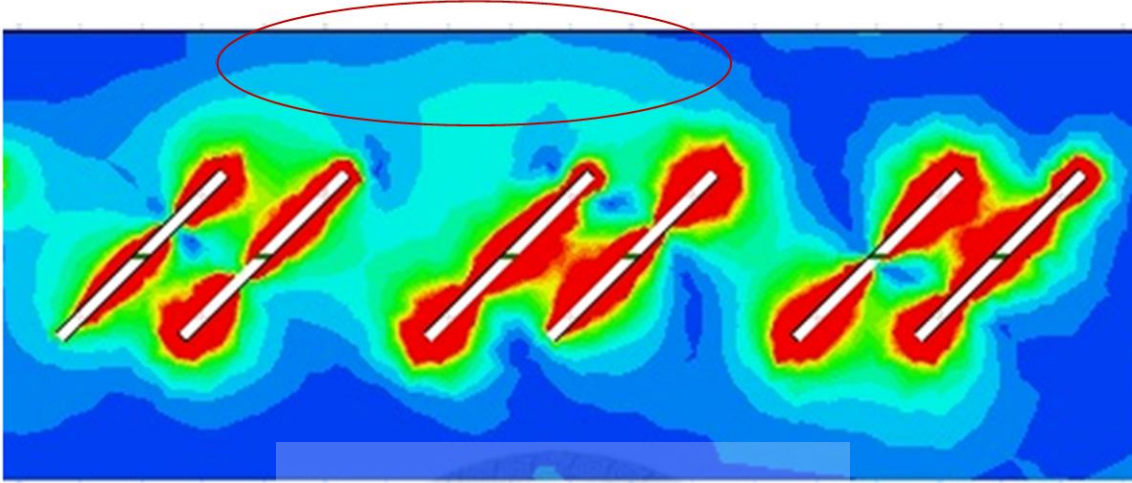
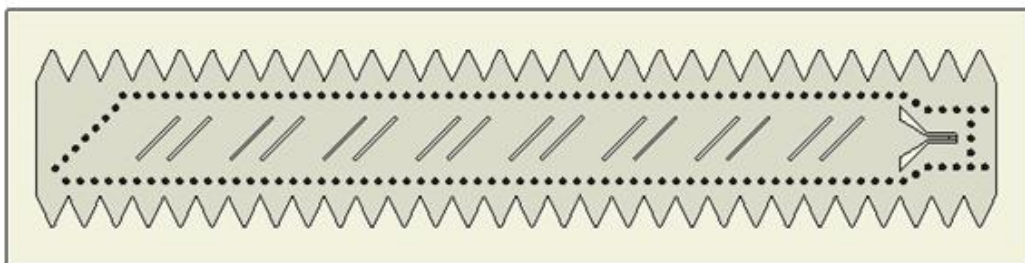
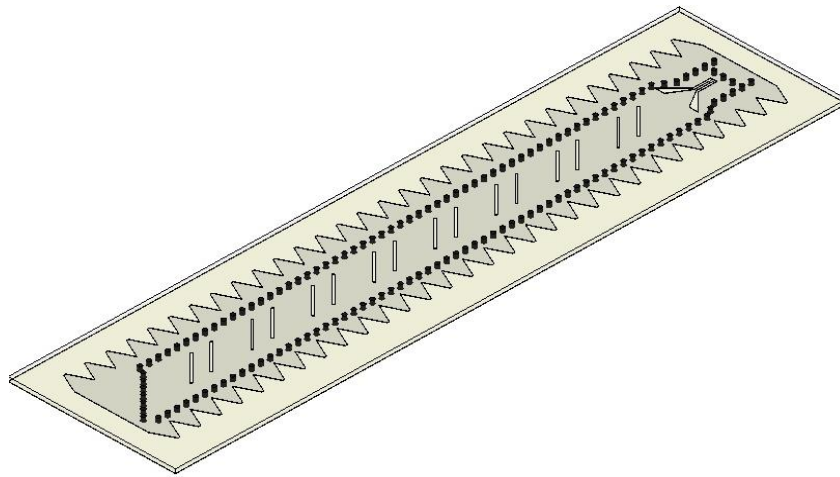


圖 3-10 表面電流分佈圖。

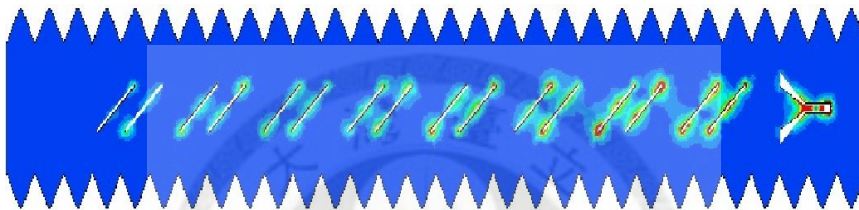
可以發現電流不止是 TE_{10} 模態的分佈，圖 3-10 可看出，除了槽線之外，邊界處亦有較大的電流分佈，因此推論 cross-pol 的來源，來自於開槽之外的邊界，開槽被激發輻射電磁波，同時會有電流以爬行波的形式，往四面八方走去，當此電流遇到不連續，譬如說邊界的轉折，即產生輻射。本論文所提出抑制 cross-pol 的方式為改變邊界，在 broadside 金屬加入鋸齒狀邊界，用來抑制由於電流分佈至邊界轉角所產生之爬行波 (creeping wave)，使得爬行波在邊界所產生的輻射相互抵消，圖 3-11 為改變邊界之架構，觀察圖 3-11(c) 之電流分佈，可以發現，由於鋸齒邊界，電流互相抵消，邊界有效電流大幅減少。



(a)

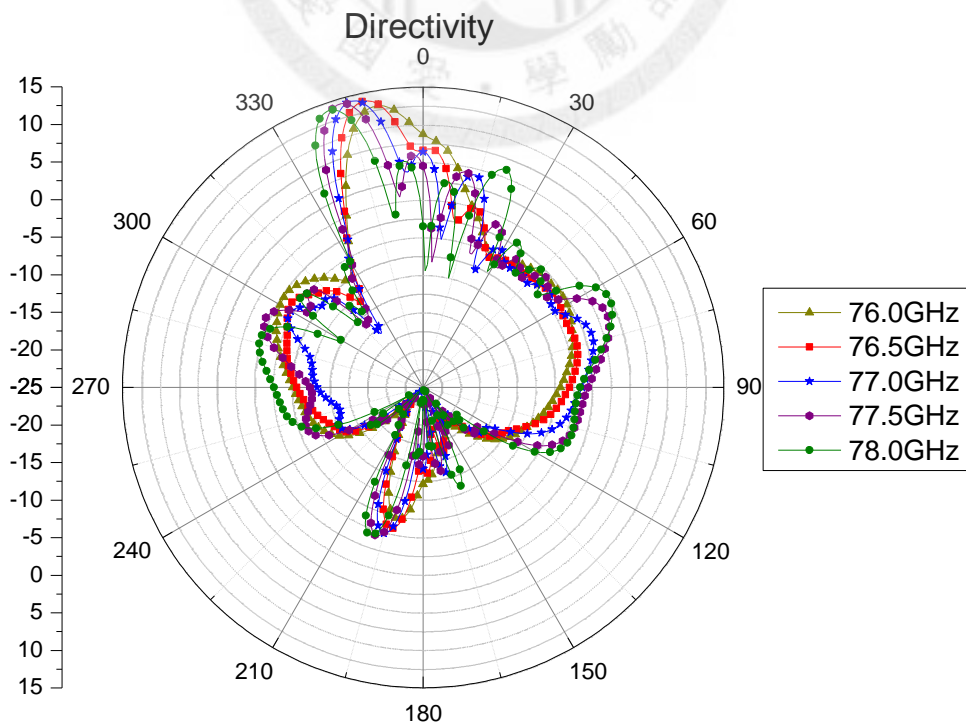


(b)



(c)

圖 3-11 RO4003C 一維天線加入鋸齒邊界後之(a)上視圖，(b)側視圖及(c)電流分佈圖。



(a)

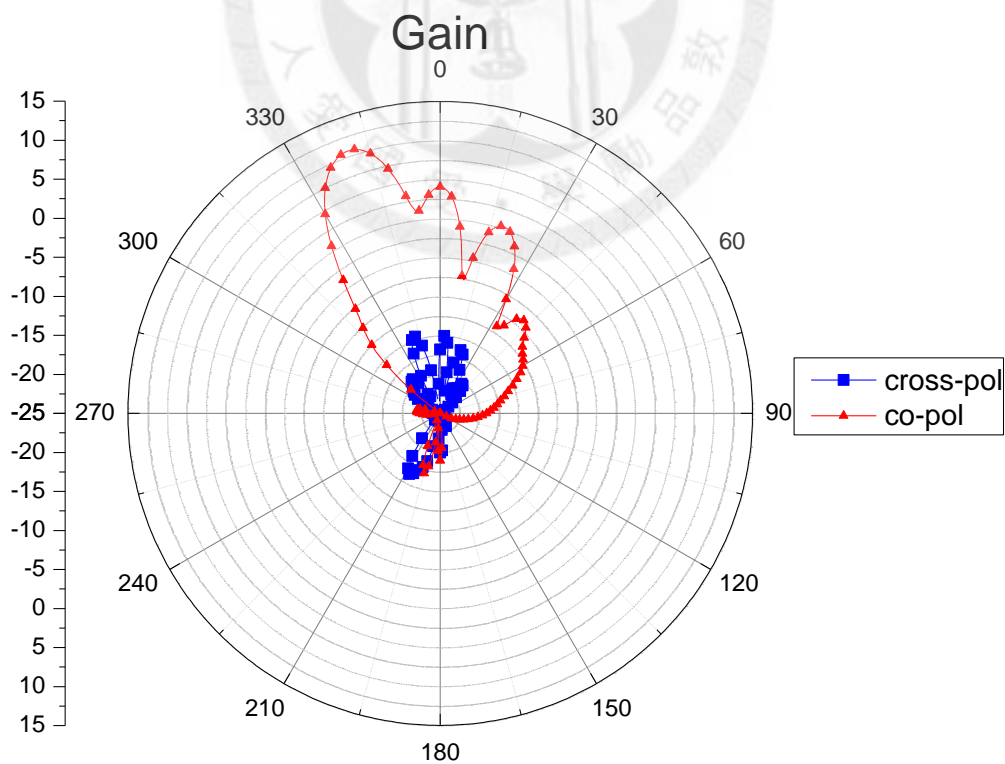
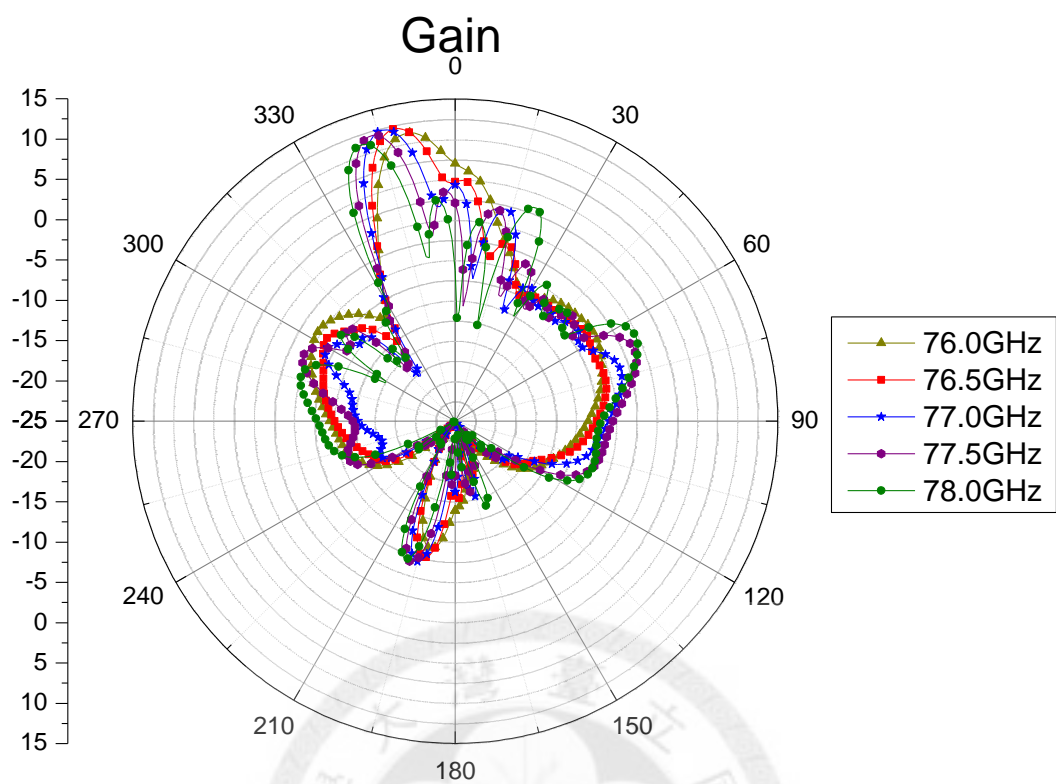
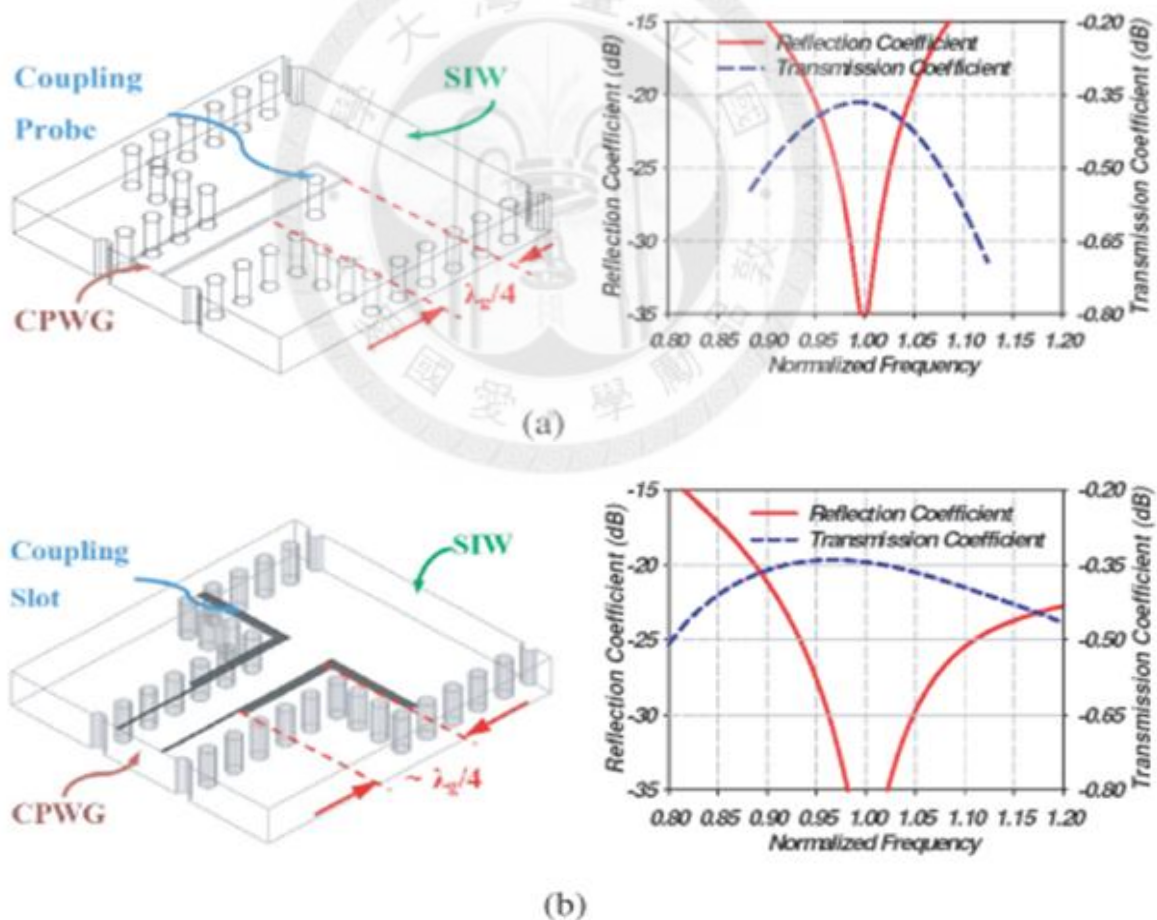


圖 3-12 RO4003C 加入鋸齒邊界後在 77GH 之(a)指向性，(b)增益及(c)極化方向。

(a)(b)為此架構所獲得的天線指向性和增益。可以發現，鋸齒邊界加入前後，其實差異不大。再看圖 3-12 (c)，為 co-pol 和 cross-pol 的差異，可以發現，加入齒狀邊界後，cross-pol 壓到較 co-pol 低超過 25dB，在極化程度上得到不錯的改善。

3.3.2 備地共平面波導與介質基板波導轉換器

第二部分，探討備地共平面波導(grounded coplanar waveguide)與介質基板波導(substrate integrated waveguide)轉換器(GCPW to SIW transition)，設計上希望能夠達到增加頻寬，而且模態需要正確的轉換。在文獻[20]中，已整理了三種不同的餽入方式如圖 3-13 所示。



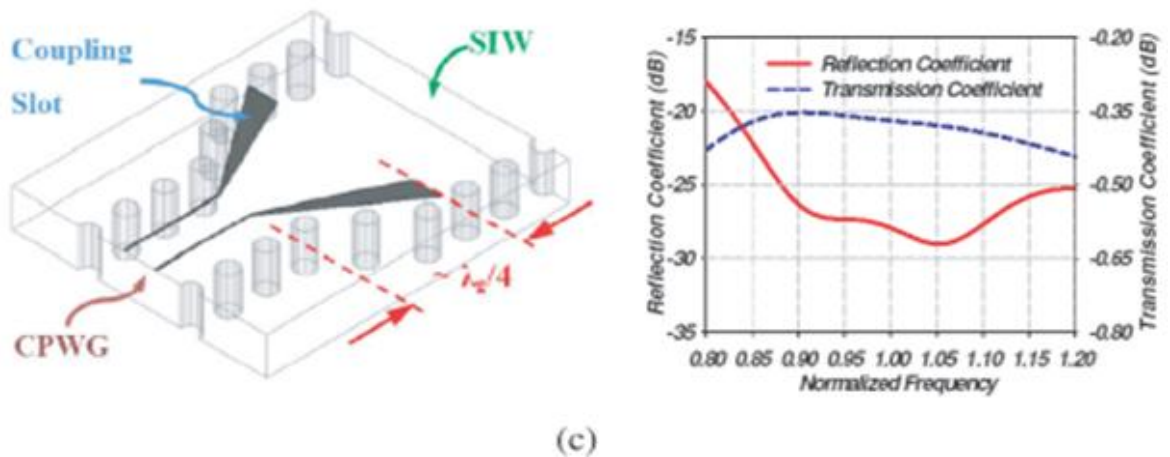


圖 3-13 天線饋入模態轉換設計[20]。

(a)為傳統方式，利用備地共平面波導的電場，加入金屬柱，去耦合介質基板波導轉換器的 TE_{10} 模態電場，(b)圖則是利用備地共平面波導中開槽的磁流，來激發介質基板波導的磁場，激發 TE_{10} 模態。圖(c)則是該篇文獻所提及，即圖(b)方式的改善，圖(b)可以成功激發磁場，而且接面處試圖利用四分之一波長轉換器來減小影響，即使如此，兩種模態的接面不連續效應還是使得頻寬無法拉大。因此圖(c)將生硬的直角轉接改變成漸進式轉接(taper)，成功的在超寬頻(ultra wideband)頻段實現不錯的頻寬。

參考文獻[19]，本論文希望設計一個足夠使用的備地共平面波導與介質基板波導轉換器，將之實現在 77GHz 頻段。為了配合 77GHz 系統阻抗和製程限制，備地共平面波導用針距(pitch)選用兩百微米(μm)來設計，板厚也不能取太厚，若以達泰公司在低溫共燒陶瓷(LTCC)所提供的製程而言，介質厚度是一百微米。採取此饋入架構，利用此架構做模態轉換，饋入天線並調整輸入阻抗。圖 3-14 為 PEC 邊界等效的轉接架構，由 GCPW 轉接至波導，taper 部分長度為 L_5 ，取 L_5 為

$$L_5 = (2n+1) \frac{\lambda_g}{4}, n = 0, 1, 2, \dots \quad (3.10)$$

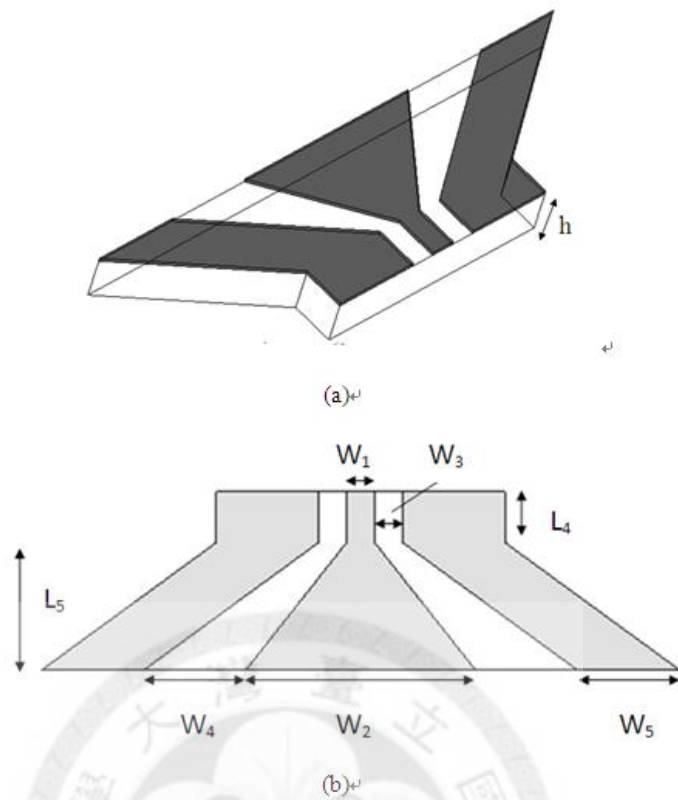
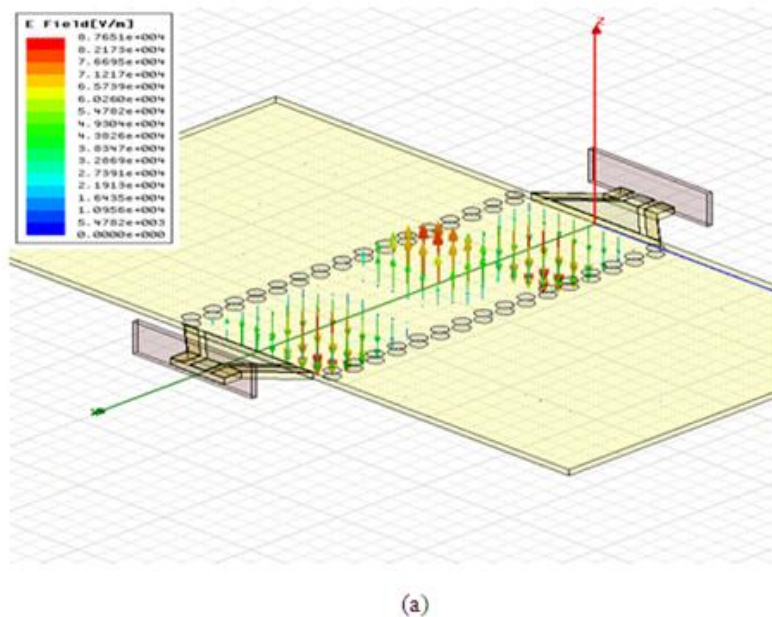


圖 3-14 PEC 邊界等效的饋入設計(a)3D 圖及(b)上視圖。

觀察架構圖 3-14，接著調整開槽寬度 w_4 ，使得在 77GHz 時，模態得到適當的轉換，圖 3-15(a)為電場(b)為磁場，可以看出模態成功的由 GCPW 轉換至波導的 TE_{10} 模態。圖 3-16 為實際 layout 上視圖，表 3-4 為 LTCC 轉接的設計參數，表 3-5 為 RO4003C 轉接的設計參數。



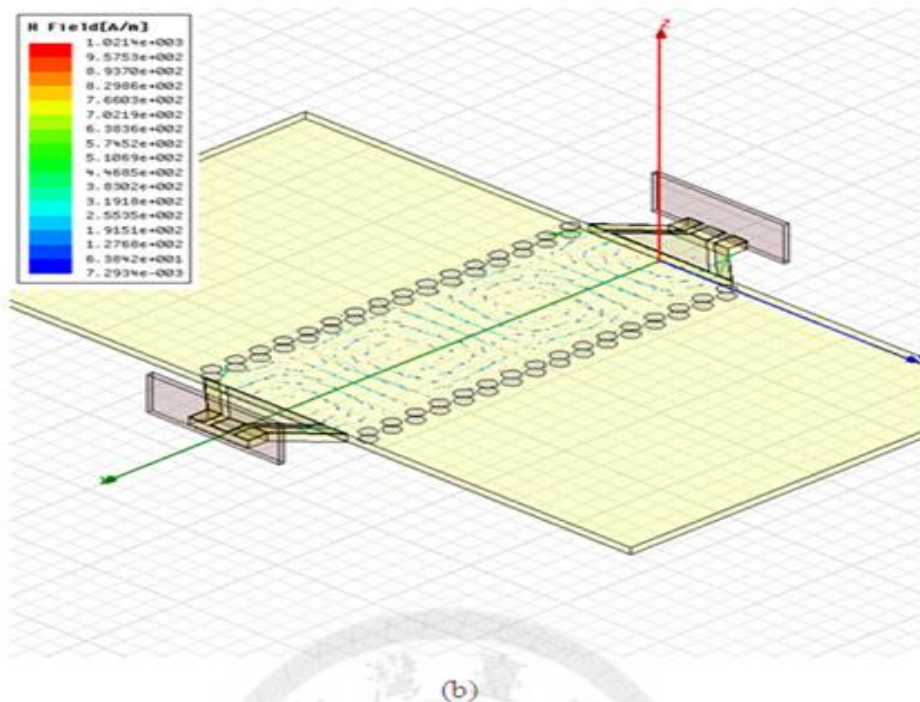


圖 3-15 GCPW to SIW 模態轉換(a)電場及(b)磁場。

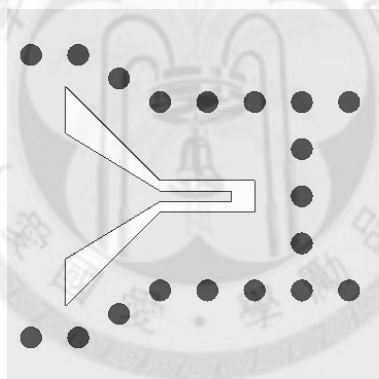


圖 3-16 CPW 到 SIW 饋入轉接實際 layout 結構上視圖。

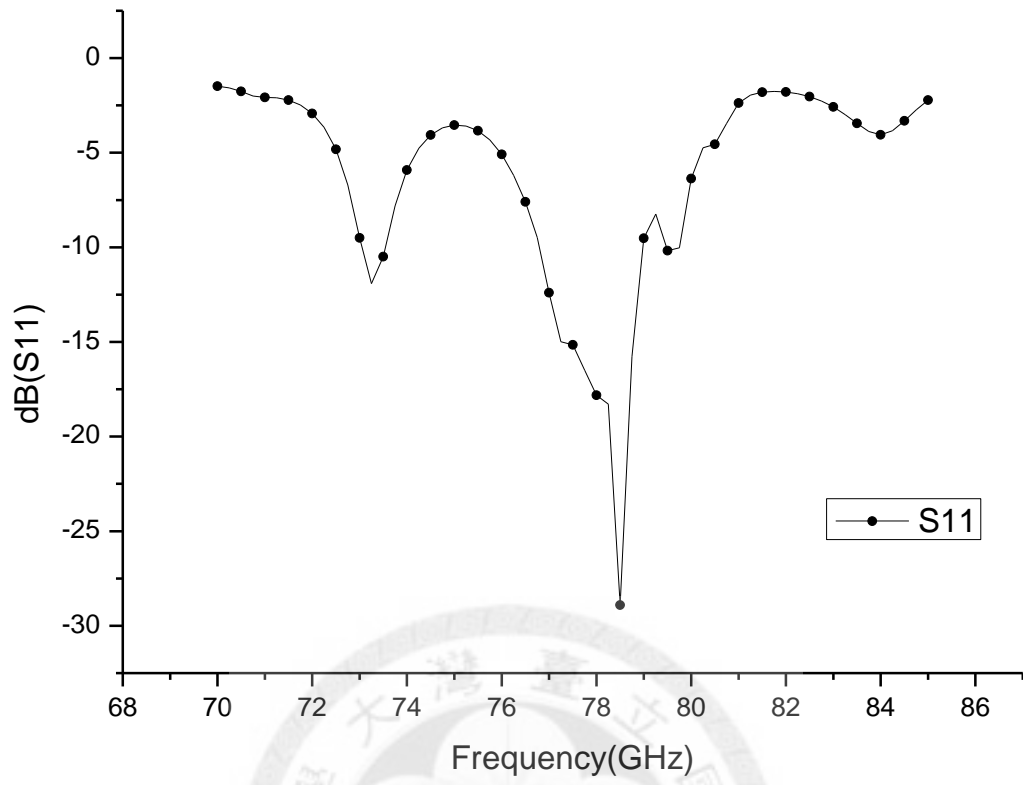
表 3-4 LTCC 饋入裝置設計參數(μm)

W_1	W_2	W_3	W_4
171.6	83.6	80	400
W_5	L_4	L_5	
300	560	300	

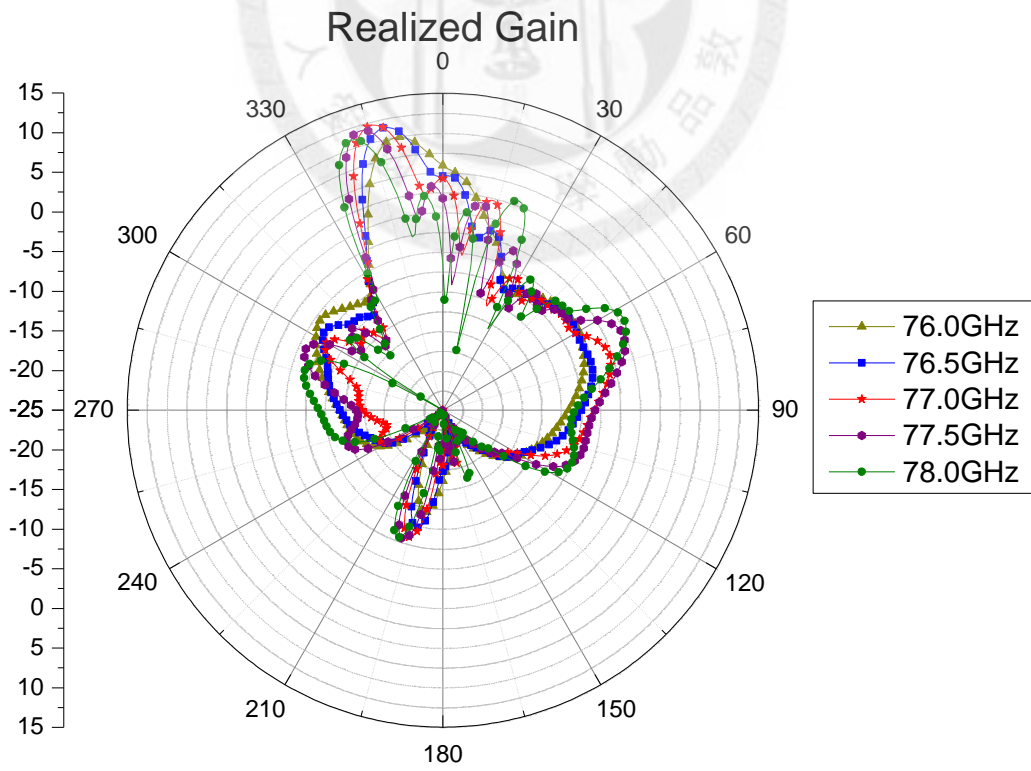
表 3-5 RO4003C 饋入裝置設計參數(μm)

W_1	W_2	W_3	W_4
101.6	1220	101.6	457.2
W_5	L_4	L_5	
304.4	686	914.5	

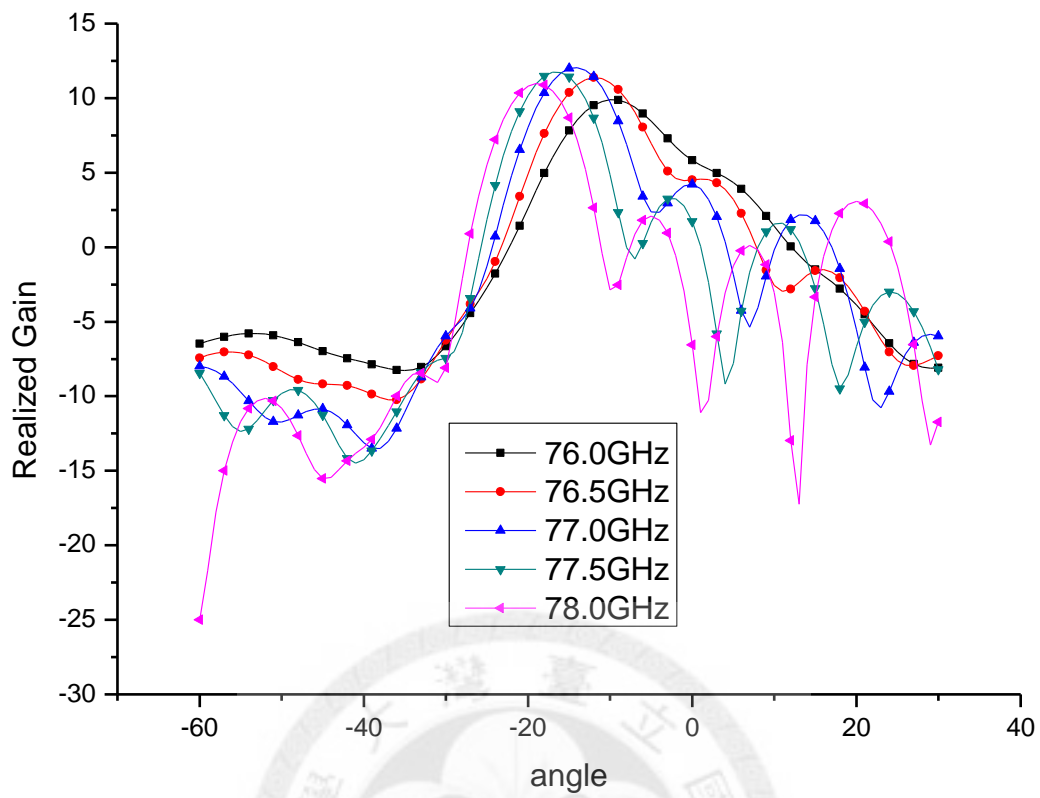
運用此轉接裝置，我們得以將能量以下針的方式饋入天線。將此節的轉接設計，與先前設計好的一維天線陣列做整合，達成好的匹配與模態轉換。RO4003C 的一維天線有兩種版本，一種是尚未加入鋸齒狀邊界的天線，而另一種則為了改善極化隔離度，加入了鋸齒邊界。不過，由於有無鋸齒邊界對反射係數影響不大，因此可以使用同樣的轉接來設計饋入。圖 3-17(a)為未加入鋸齒邊界的反射係數，圖 3-17(b)為未加入鋸齒邊界 realized gain。在 76GHz 到 78GHz 頻帶內，反射係數皆小於-10dB，因此，考慮匹配後的增益和未考慮前相差不多。同樣的，加入鋸齒邊界後，同樣可得到不錯的匹配。一維陣列天線的設計算設計完成，表 3-6 為 RO4003C 一維天線未加入鋸齒邊界及加入鋸齒邊界陣列的特性表，但實際增益僅 11dB，在應用上稍嫌不足。因此我們還要再加入功率分配器的設計，以提高天線增益。



(a)

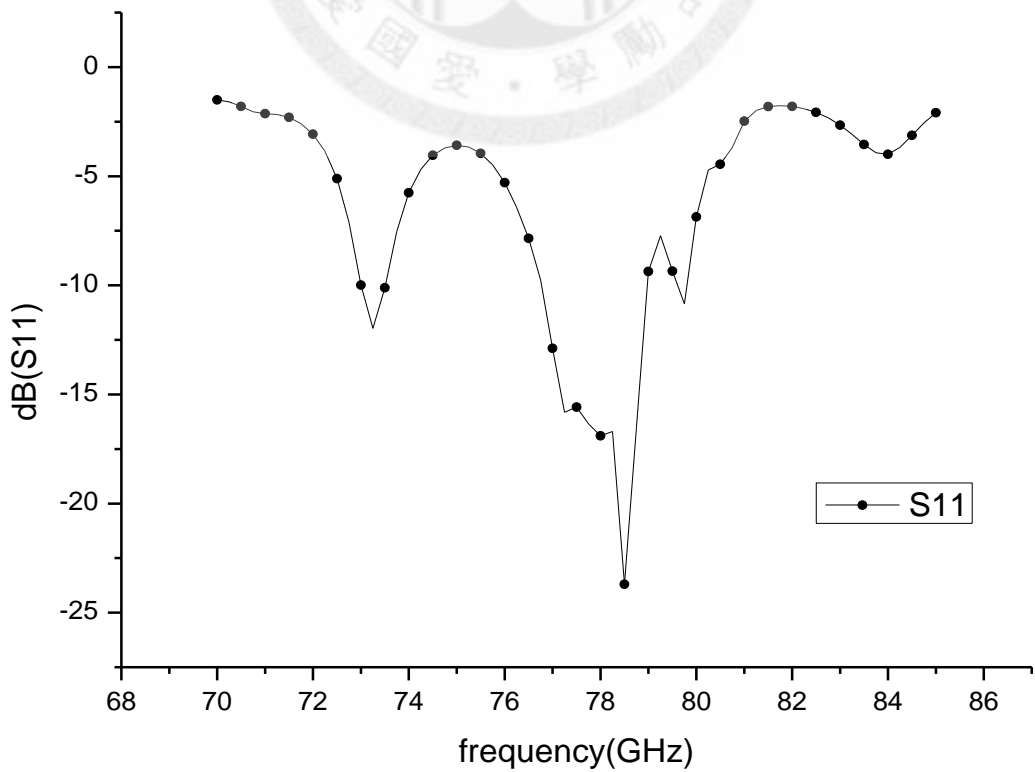


(b)

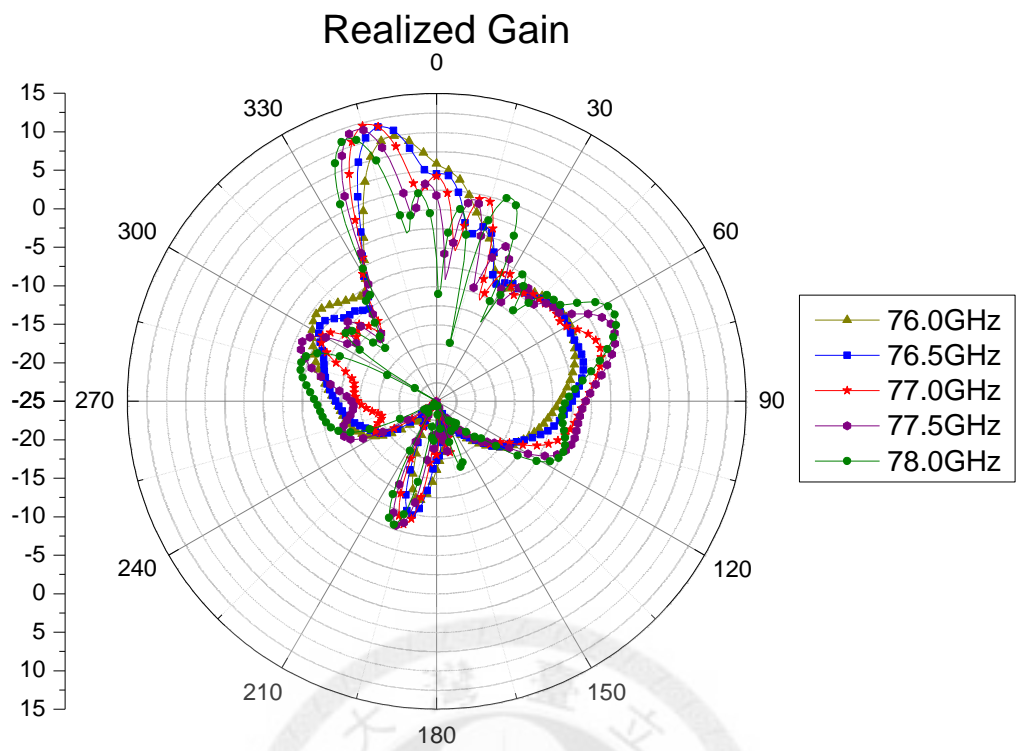


(c)

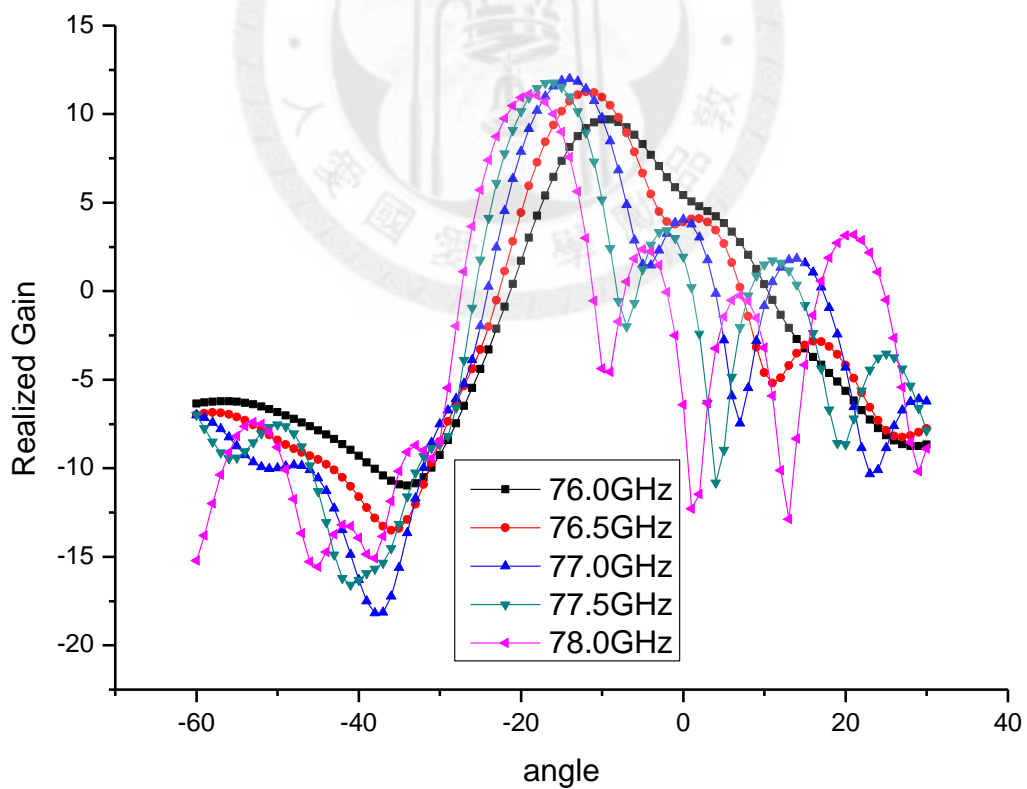
圖 3-17 RO4003C 一維天線未加入鋸齒邊界時之(a)反射係數，(b)極坐標下之 realized gain 及(c)直角坐標下 realized gain。



(a)



(b)



(c)

圖 3-18 RO4003C 一維天線加入鋸齒邊界後之(a)反射係數，(b)極坐標下之 realized gain 及 (c)直角坐標下之 realized gain。

表 3-6 RO4003C 一維天線之模擬效能整理

未加入鋸齒邊界時	指向性	天線增益	$ S_{11} $	實際增益	極化隔離度
	13dBi	11dB	<-10dB	11dB	5dB
加入鋸齒邊界後	指向性	天線增益	$ S_{11} $	實際增益	極化隔離度
	13dBi	11dB	<-10dB	11dB	>30dB

3.3.3 介質基板波導實現功率分配器

第三部分，是在介質基板波導下實現功率分配器。本論文希望達成降低價格的平價掃描天線，因此，希望是單一輸入。車用雷達的應用上，希望能夠有足夠大的偵測距離，即天線的增益要夠大，然而單一輸入的一維陣列無法達到此要求，因此選用二維度的天線陣列，此架構則需要用到功率分配器。功率分配器的設計上，主要的考量有兩個。第一，功率分配器和天線之間的阻抗匹配問題。而功率分配器和天線都是利用介質基板波導來實現，所以模態方面完全連續，因此第一個問題在本設計中不存在。第二個考量是，希望陣列天線所輻射出的能量為同相加成。因此在設計上，功率分配器要盡可能對稱，可使不同分支上所經過的相位都相同。達到同相加成的目的。但是這樣的設計，雖然能夠讓能量以天線陣列的方式加強輻射增益，但是電磁波在功率分配器中傳遞時，必定因為介質非完美而有所損耗。因此要盡可能減小路徑上的能量損失，不然可能造成天線因陣列所多出來的增益被功率分配器損耗掉，結果設計面積變大又得不到加大增益的效果。使用 PEC 邊界的功率分配器如圖 3-19 所示，為一進四出的功率分配器架構，input port 和 output port 的分佈標示於圖上。設計參數選取方式則於下一段說明。

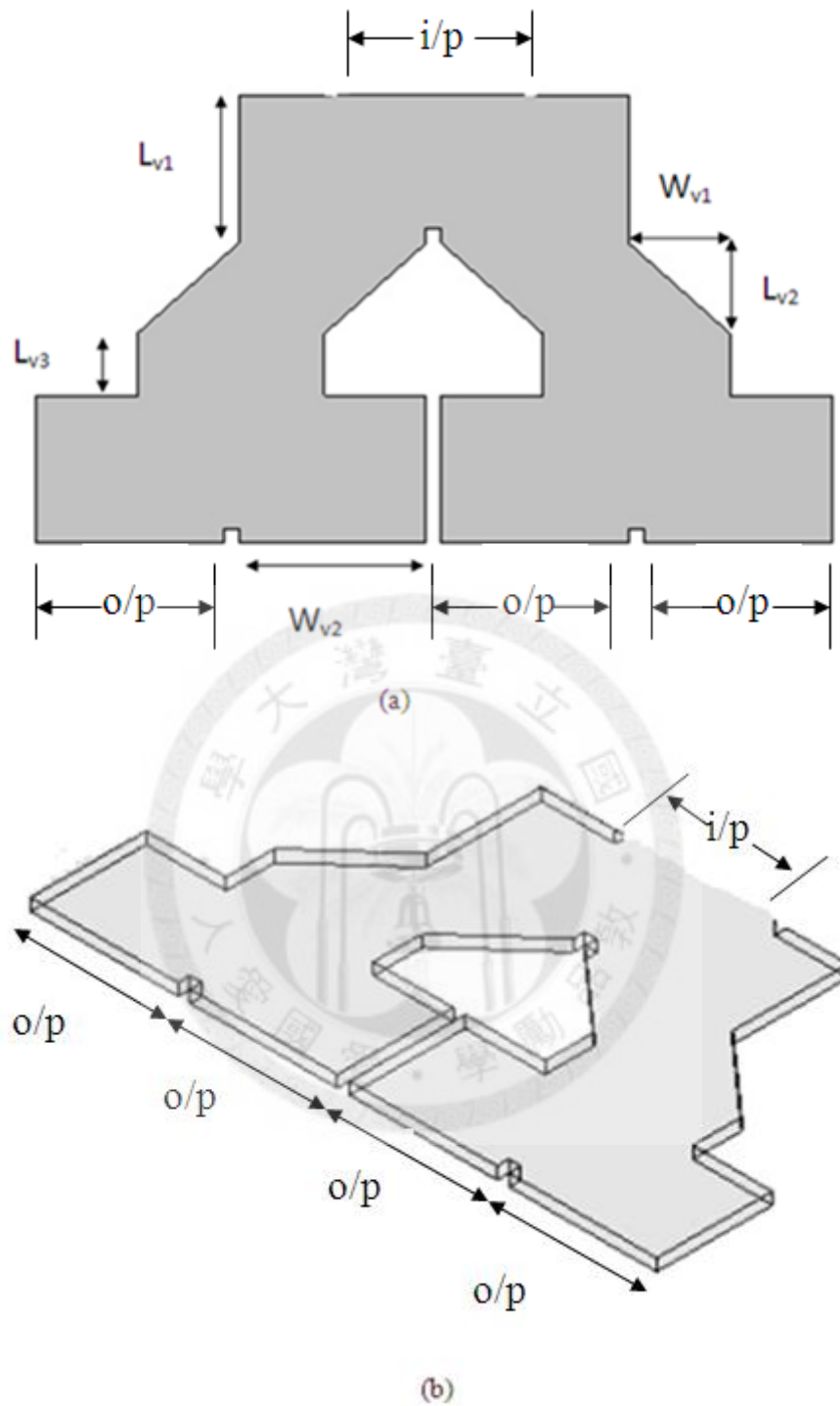


圖 3-19 PEC 等效的 SIW power divider(a)上視圖及(b)3D 圖。

功率分配器的設計重點在於，讓每條路徑的相位相同，讓每一條路徑的天線做同相加成。另一個問題是應該將功率分配器設計成多少輸出。模擬上我們嘗試了，一進四出，與一進八出的設計。在確保每條路徑的相位相同之下，理論上一進八出可以得到比一進四出更大的增益，當然一進八出所佔據的面積會比一進四

出大的多。然而，經過模擬發現，一進八出竟然跟一進四出所得到的增益差異不大。但是一進八出卻還是要佔據較大的面積。推測原因是由於操作頻率在 77GHz，基板的能量損耗很嚴重。因此，多分一路所增加的增益會被損耗給吃掉。因此，選擇使用一進四出的功率分配器架構。表 3-7 為 LTCC 的功率分配器設計參數，表 3-8 為 RO4003C 的功率分配器之設計參數。在此設計參數下，可在四條路徑上，於所欲頻帶內，達成等相位且等功率。

表 3-7 LTCC 功率分配器設計參數(μm)

L_{v1}	L_{v2}	L_{v3}	W_{v1}	W_{v2}
507.7	75	400	741.78	1483.56

表 3-8 RO4003C 功率分配器設計參數(μm)

L_{v1}	L_{v2}	L_{v3}	W_{v1}	W_{v2}
1828.8	1293	1907	1293	2743.2

將 3.3.1 的一維天線設計和 3.3.2 的模態轉換架構，配合此節功率分配器成為完整二維天線陣列架構如圖 3-20，才能夠獲得足夠大的天線增益。圖 3-21 為 RO4003 基板天線在不同頻率時($77\pm 1\text{GHz}$)的特性，指向性大小約 17dBi，波束掃描角度 $15^\circ \pm 5^\circ$ 。天線在各頻率的增益約為 15dBi。調整饋入架構，作阻抗匹配。在 77GHz 的 $|S_{11}|$ 約為 -25dB，在所需頻段範圍(76GHz 至 78GHz)， $|S_{11}|$ 都在 -15dB 以下。天線 realized gain 約為 15dBi。如同一維天線般，應用上也希望足夠乾淨的極化，同樣使用鋸齒邊界，設計參數於表 3-9，表 3-10。co-pol 為開槽方向和 cross-pol 為垂直開槽方向，圖 3-21(e) 為未加入鋸齒邊界的極化，co-pol 大於 cross-pol 僅僅 15dB，圖 3-22 為加入鋸齒邊界的架構，特性如圖 3-23 所示，其中(e)的極化，co-pol 大於 cross-pol 大於 20dB。而加入鋸齒邊界與否對指向性，增益，阻抗匹配的影響皆不大。

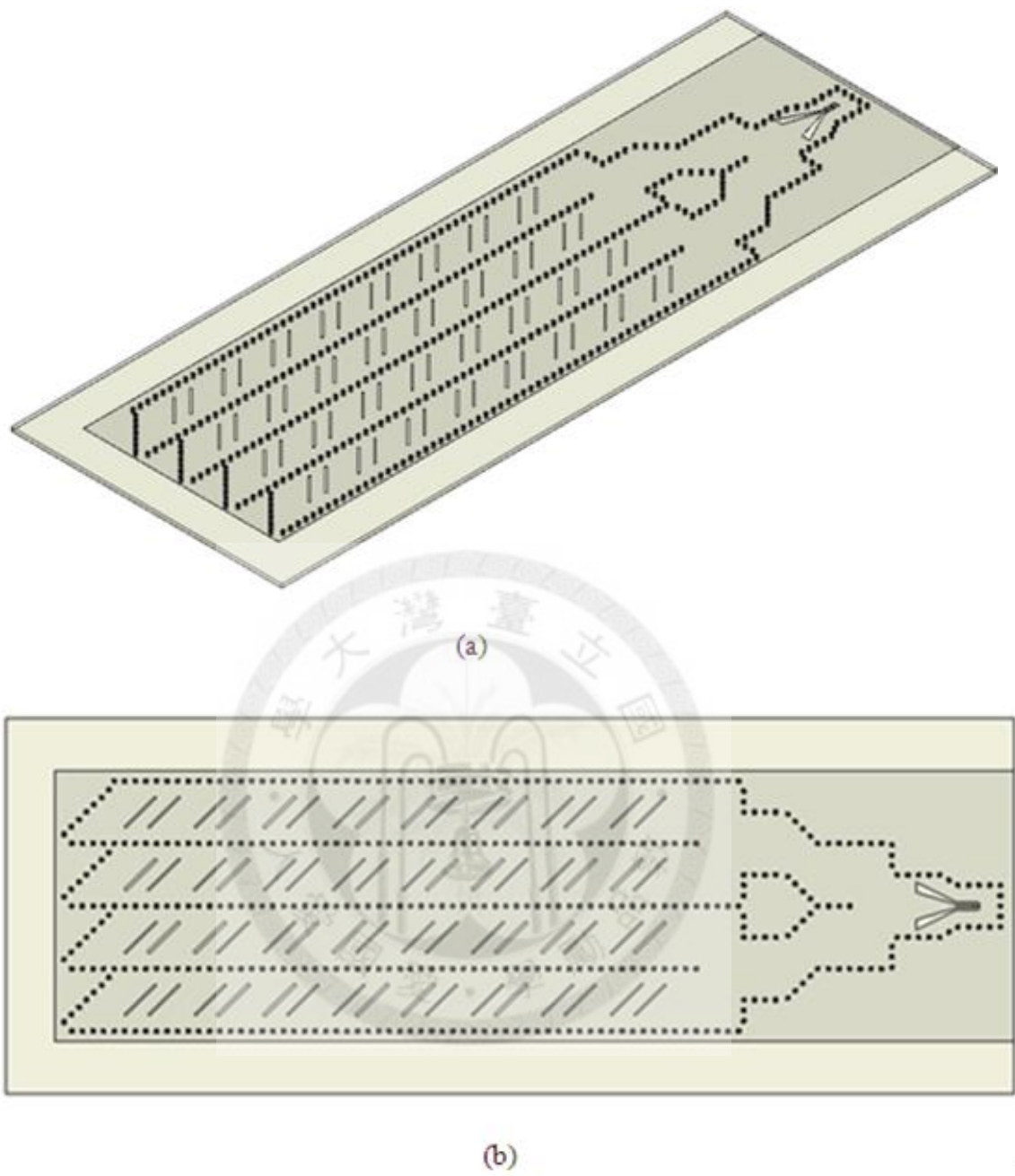
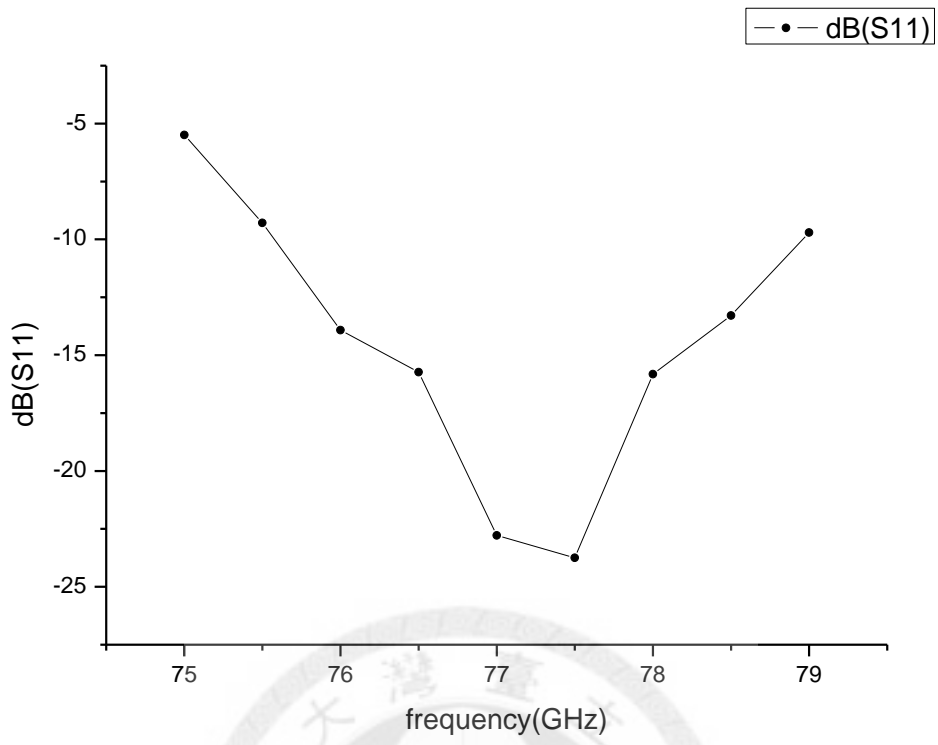
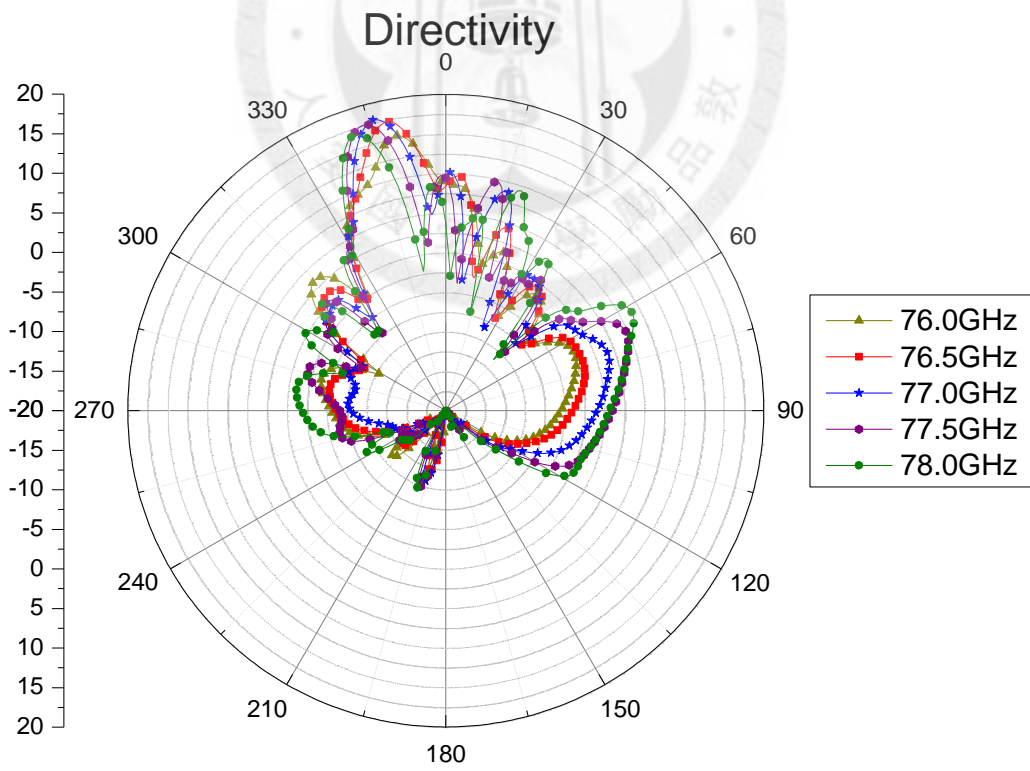


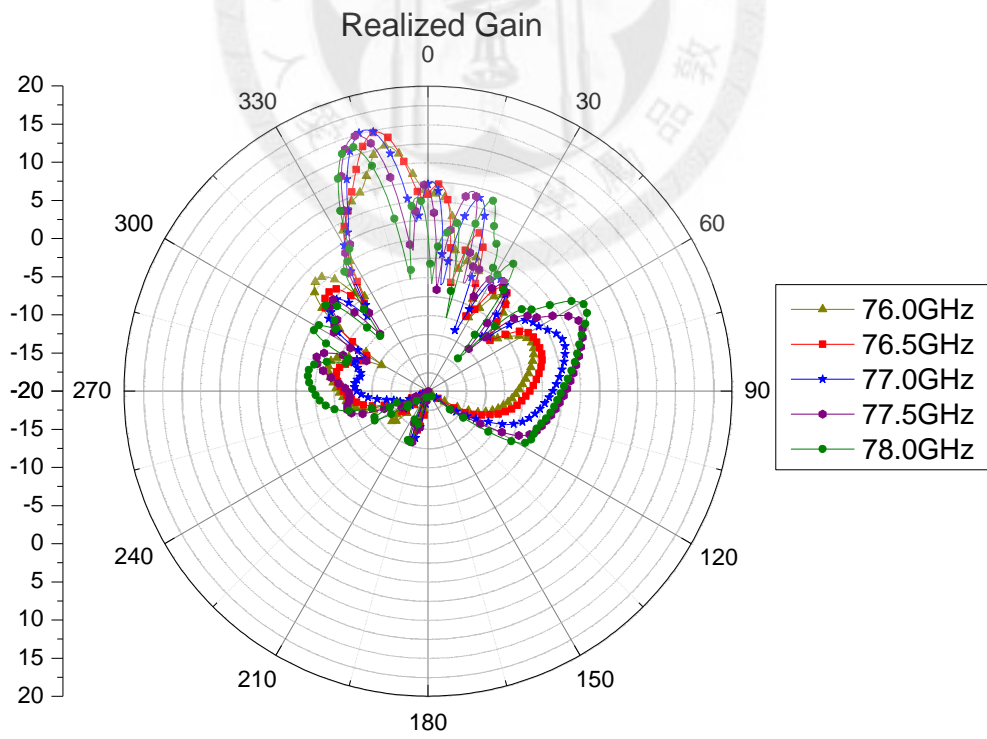
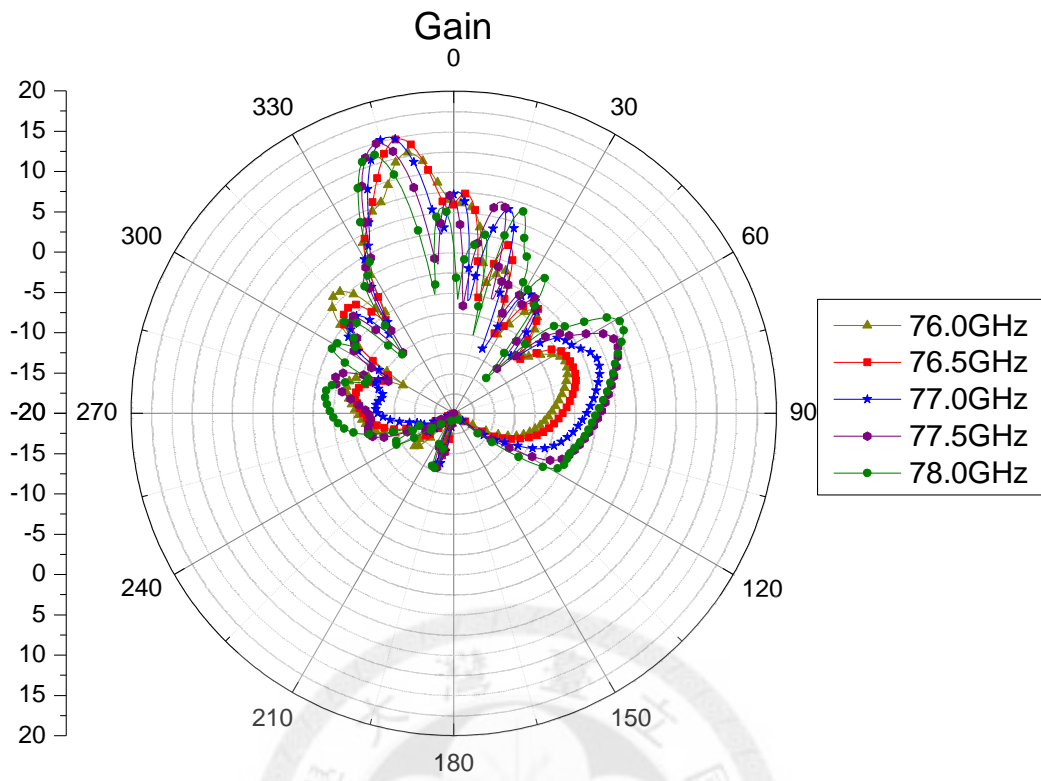
圖 3-20 RO4003C 二維天線陣列未加鋸齒邊界時之(a)3D 圖及(b)上視圖。

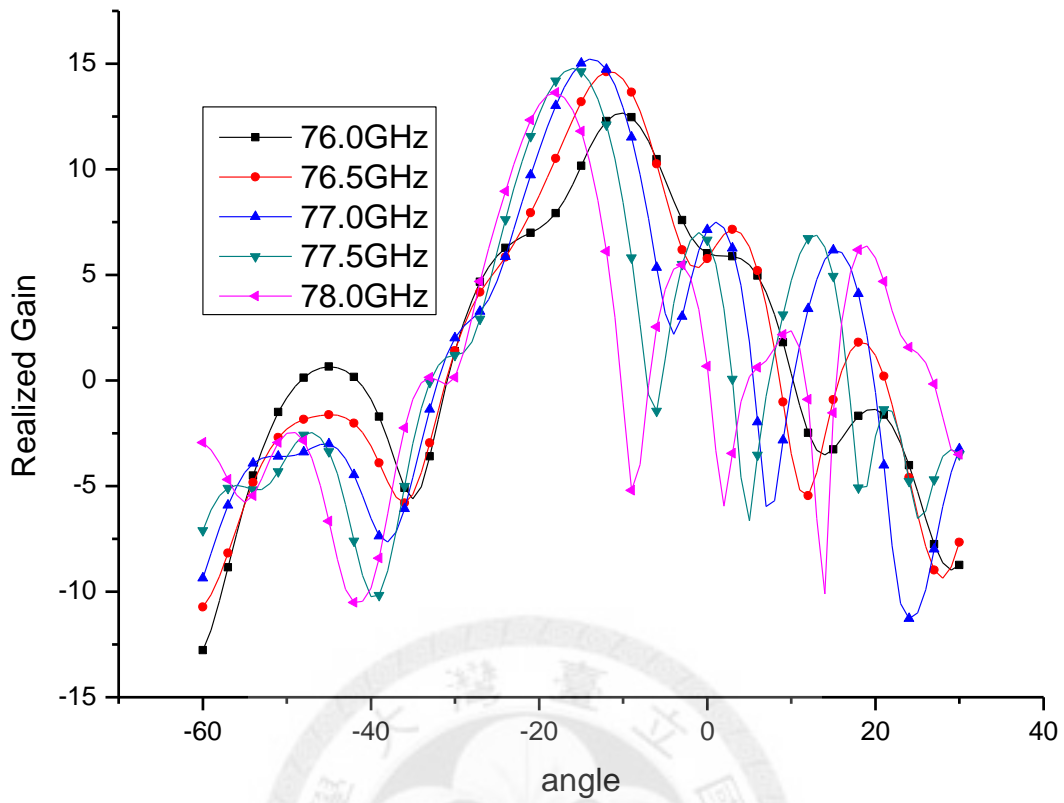


(a)

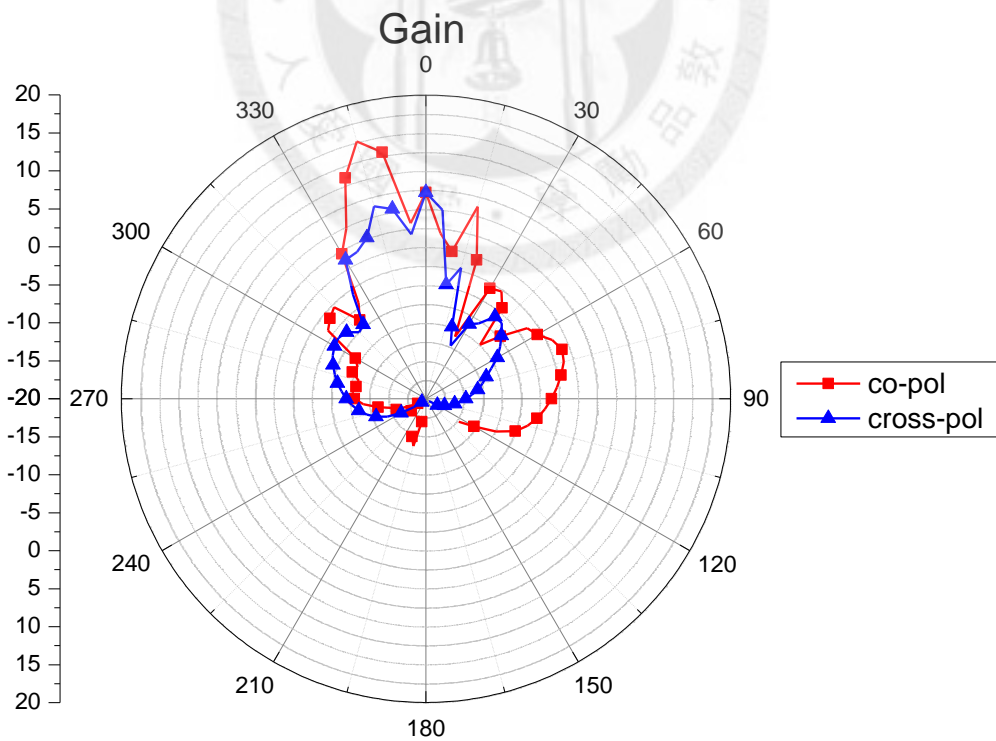


(b)





(e)



(f)

圖 3-21 RO4003C 二維天線陣列未加鋸齒邊界時之(a) $|S_{11}|$ ，(b)指向性，(c)增益，
(d) 極坐標下之 realized gain，(e)直角坐標下之 realized gain 及(f)極化程度。

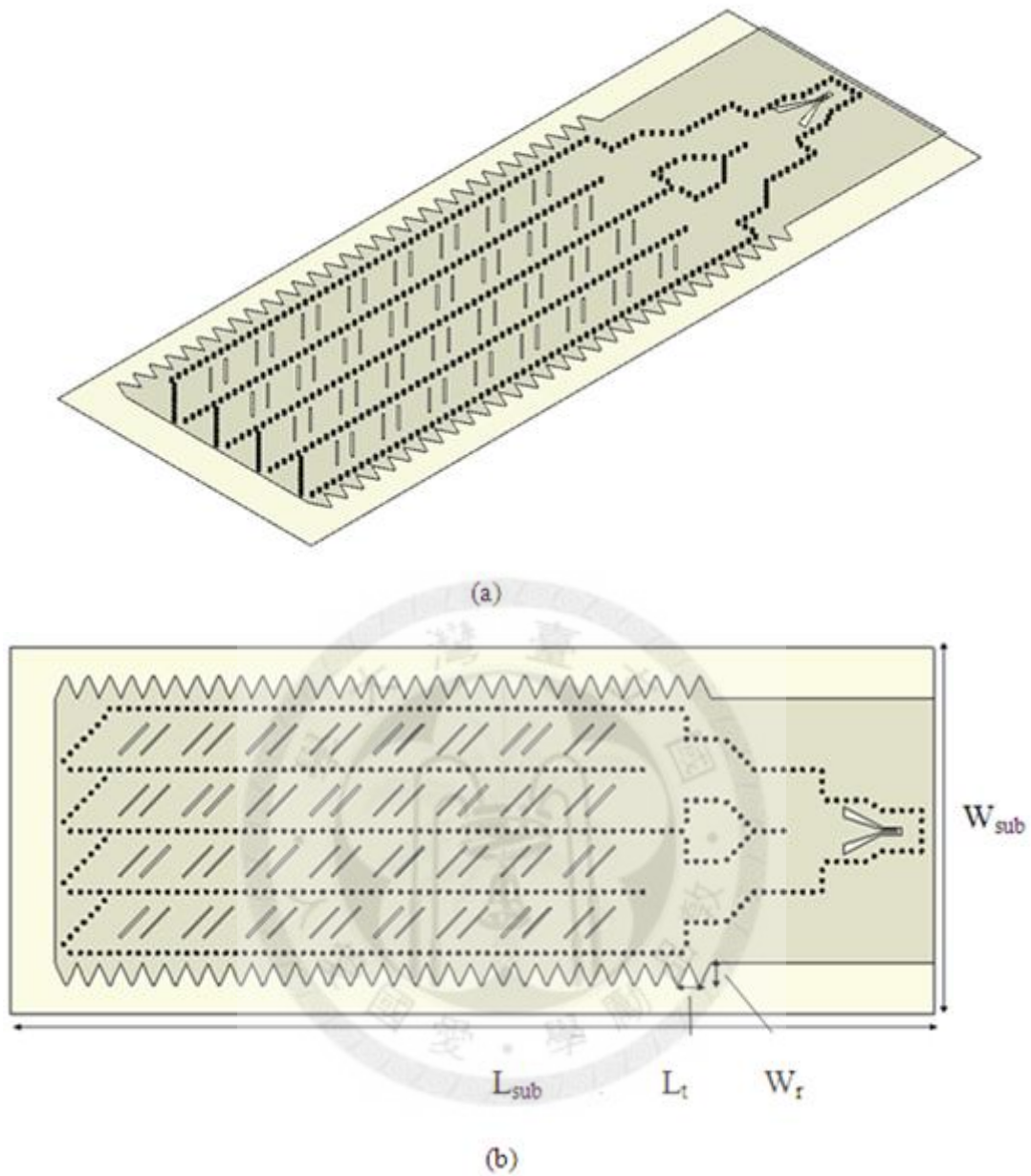


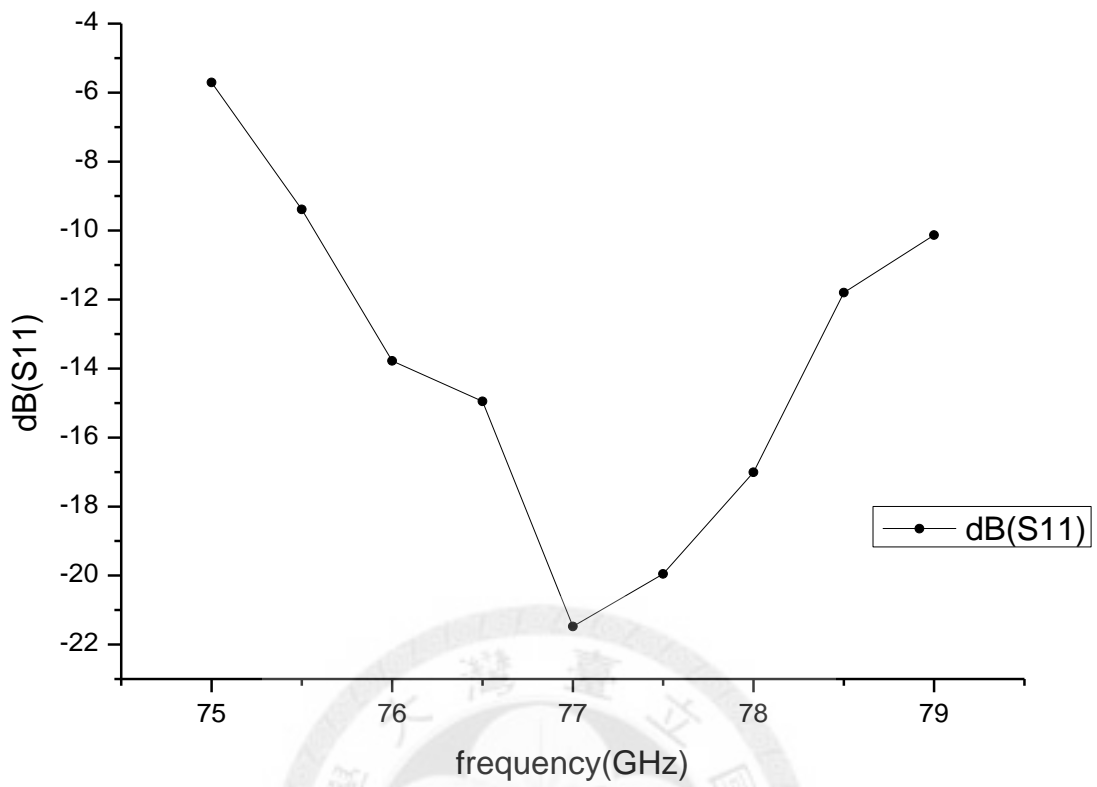
圖 3-22 RO4003C 二維陣列加鋸齒邊界及轉接(a)3D 圖及(b)上視圖。

表 3-9 LTCC 鋸齒邊界設計參數(μm)

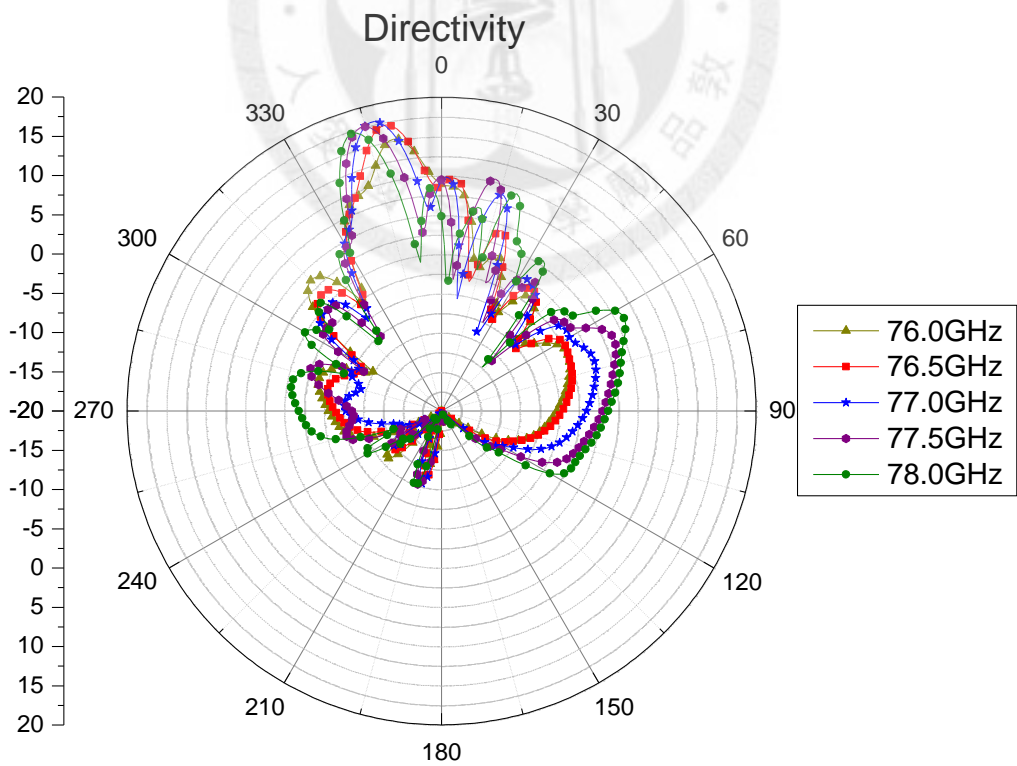
L_{sub}	W_{sub}	L_t	W_t
20000	10000	2182.3	1042

表 3-10 RO4003C 鋸齒邊界設計參數(μm)

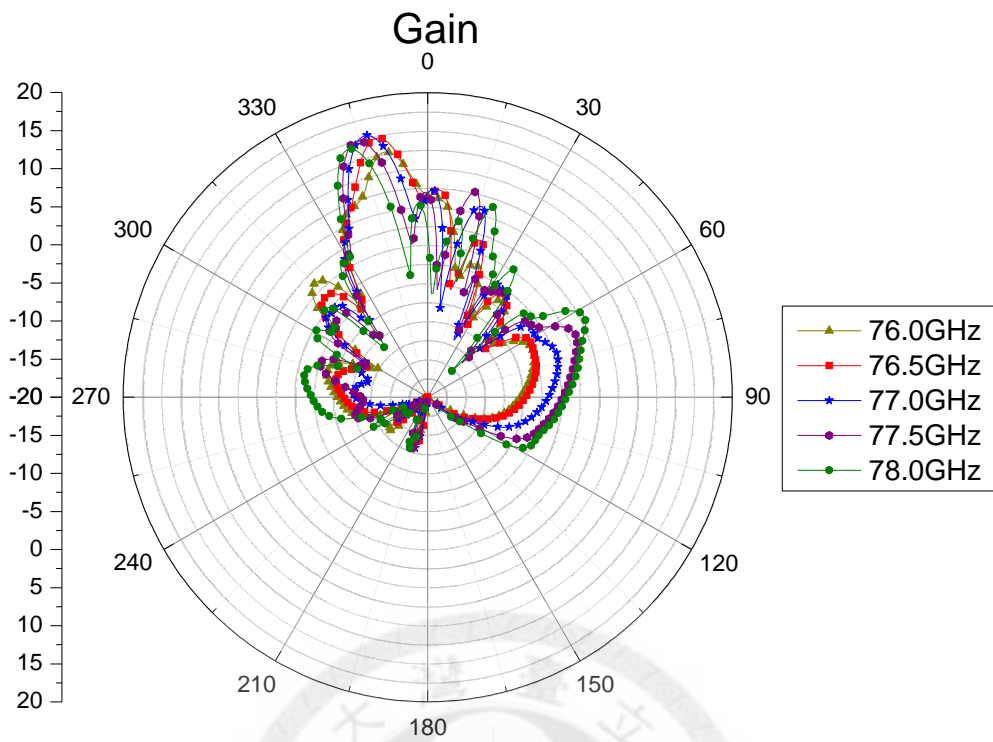
L_{sub}	W_{sub}	L_t	W_t
44715	16460	1030	979.2



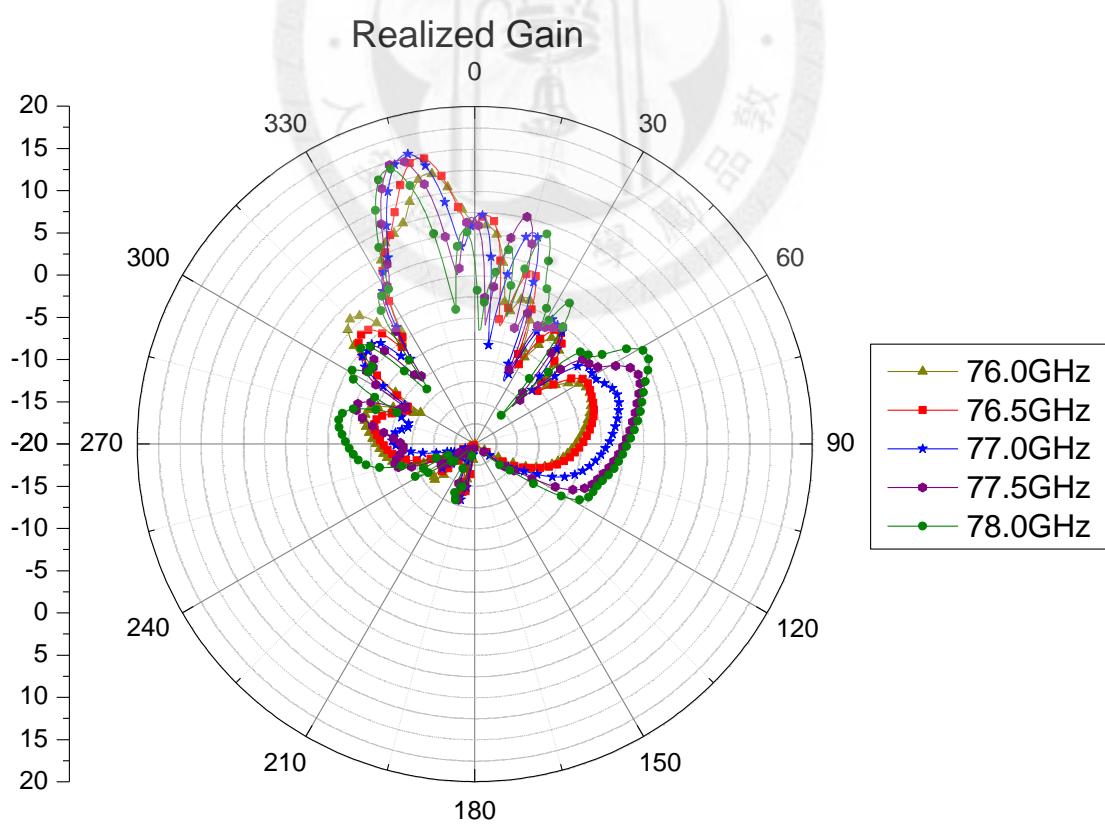
(a)



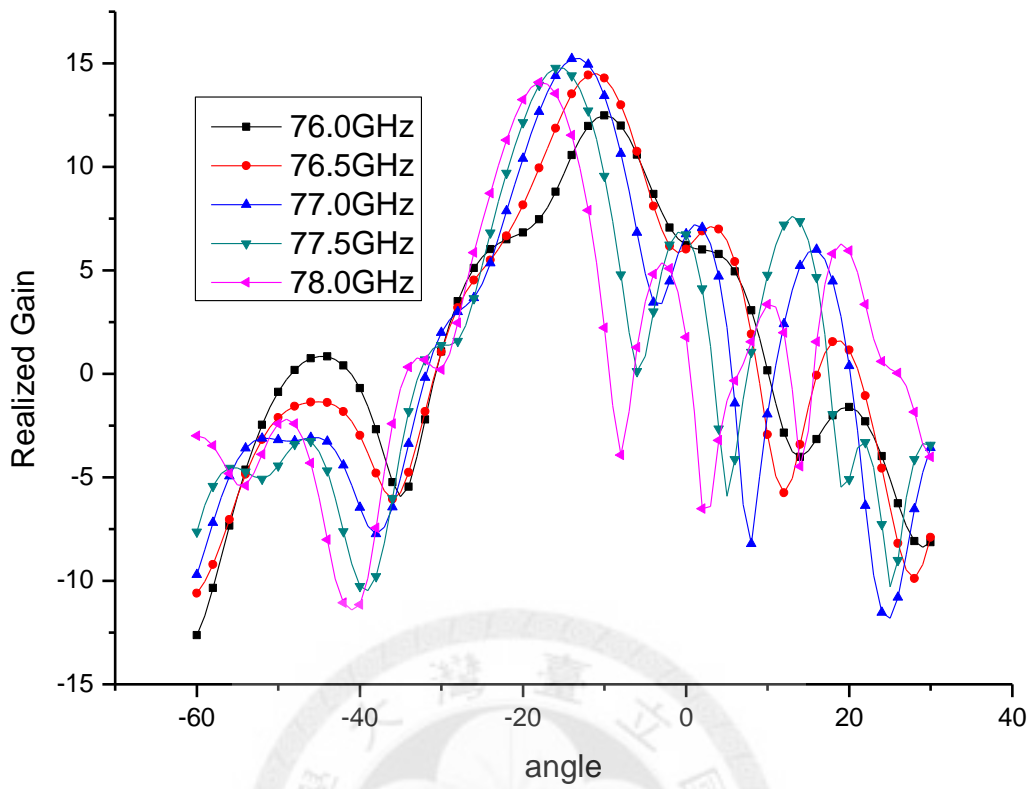
(b)



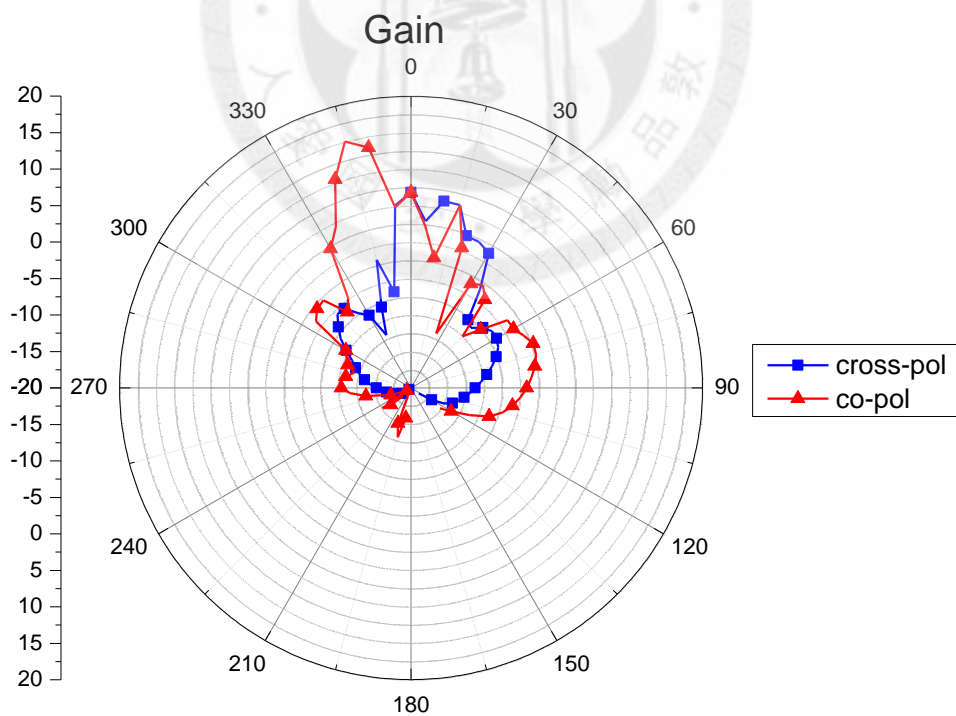
(c)



(d)



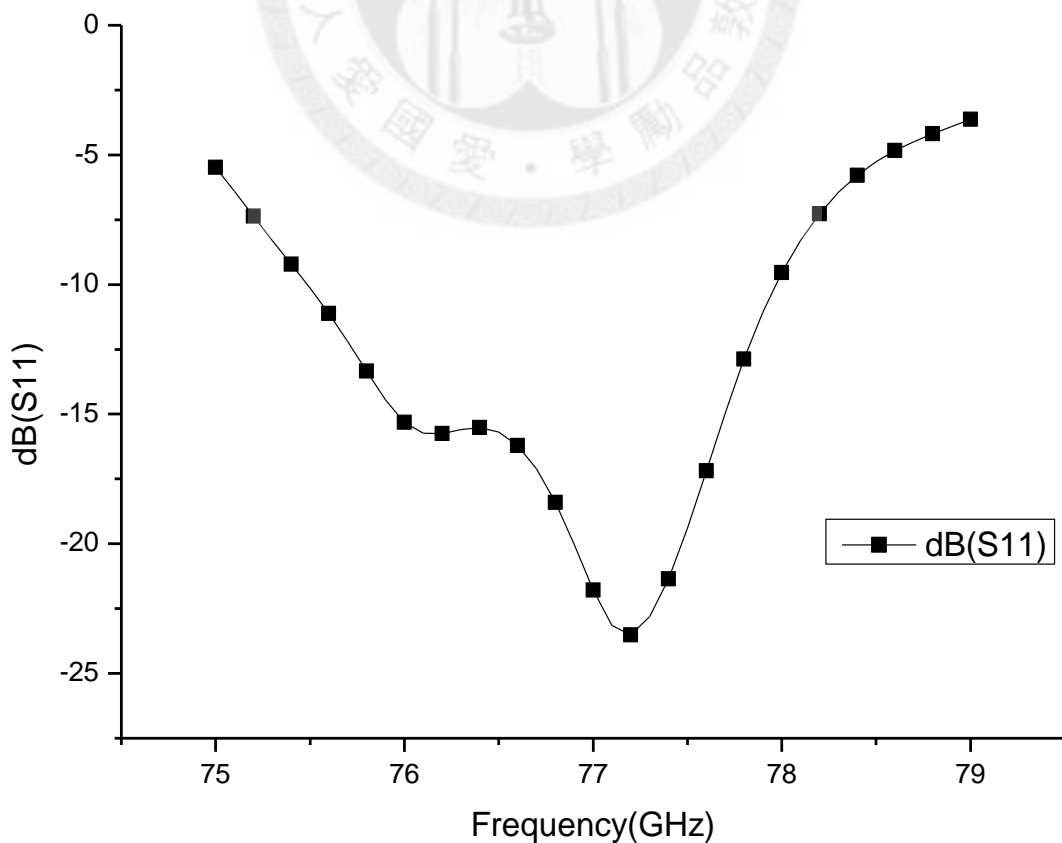
(e)



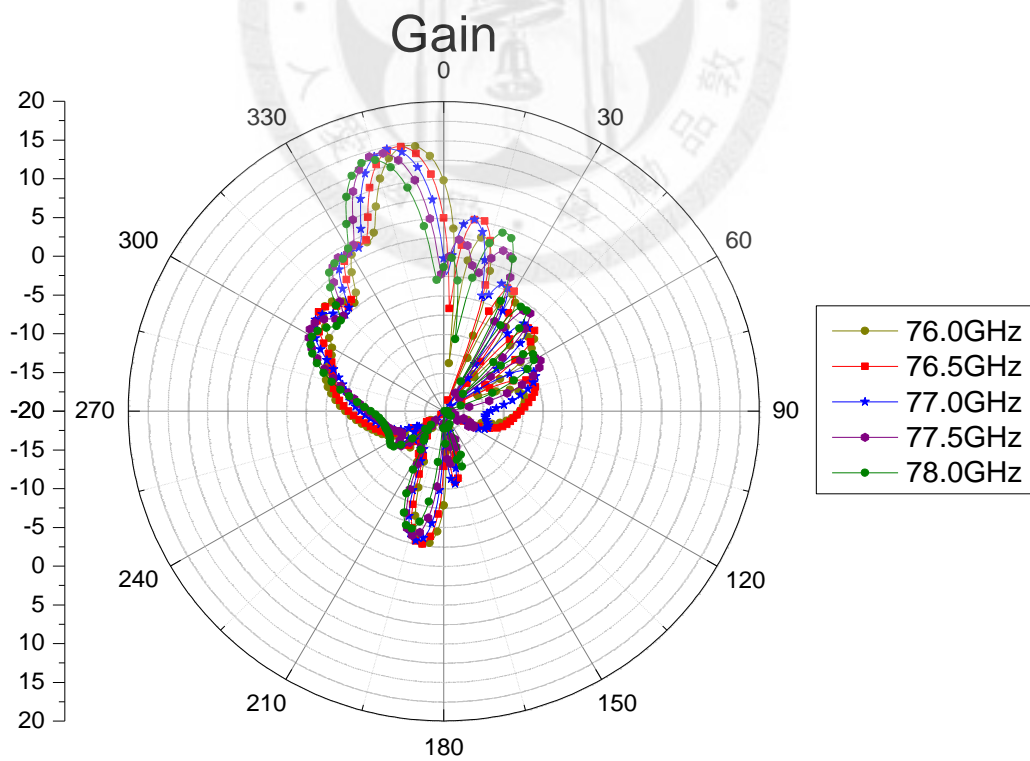
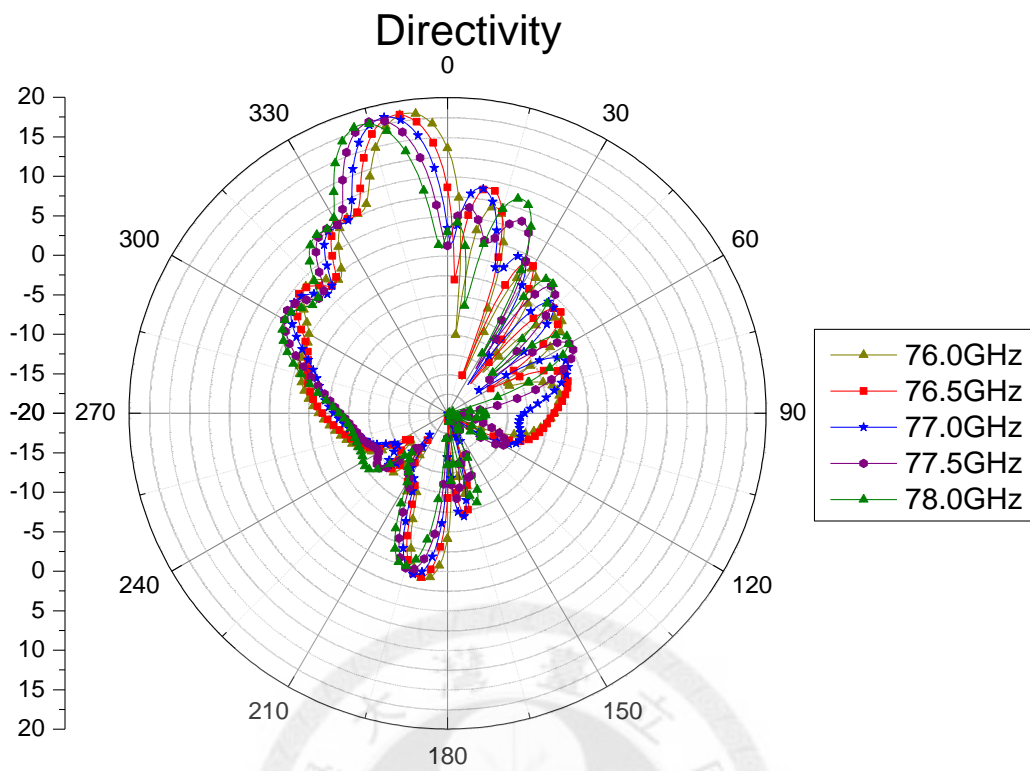
(f)

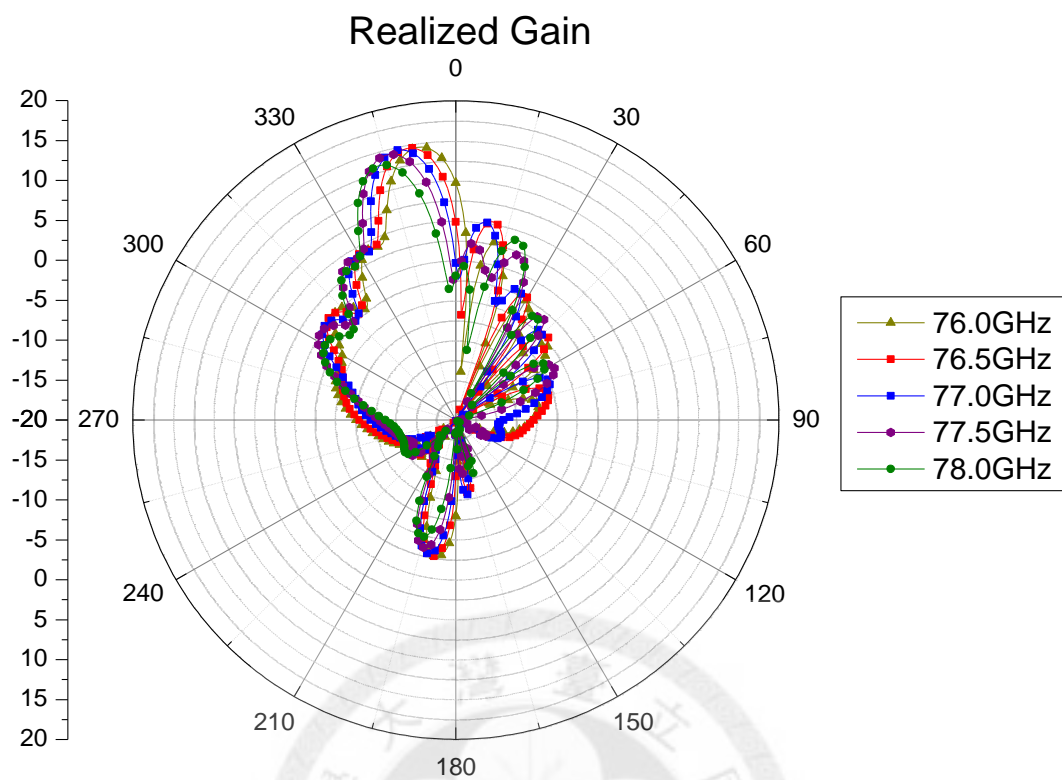
圖 3-23 RO4003C 二維天線陣列加入鋸齒邊界後之(a) $|S_{11}|$, (b)指向性, (c)增益, (d) 極坐標下之 realized gain, (e)直角坐標下之 realized gain 及(f)極化。

接著，為了比較在同樣設計方式下，RO4003C 和 LTCC 何者較適用於實現 77GHz 頻率波束掃描天線。以 LTCC 製程實作的天線，圖 3-24 為 LTCC 二維天線加入鋸齒邊界後的模擬結果，在操作頻帶 76GHz 至 78GHz，指向性約為 18dBi，增益約為 15dB，再加入匹配網路後，可得 (a) 的反射係數，在操作頻帶內皆大於 15dB，(d) 為考慮匹配後可獲得的增益，同樣約為 15dB 左右。極化隔離度則大於 30dB。模擬結果，LTCC 所製作出來的版本頻寬較寬，推測主要原因是由於 LTCC 製程精細度較高，無論開槽寬度，或是 CPW 的槽線寬度，當操作於 77GHz 時，皆需要設計在最小線距，精密度較高時，較能達成匹配至 50Ω 的要求，自然隨頻率飄移的較少。然而，無論 LTCC 或是 RO4003C，最終模擬可達增益皆為 15dB，結果是差不多的。推測 RO4003C 的低損耗特性依舊有其優勢，由於比起 LTCC 製程較便宜，目前似乎是較適合使用 RO4003C 來實現，若版子製作的技術有辦法繼續提升，使板材的精密度提升至 LTCC，則在此設計上，使用 RO4003C 會比 LTCC 為適合，因為精密度相同的話，RO4003C 有高頻損耗較小的優勢。

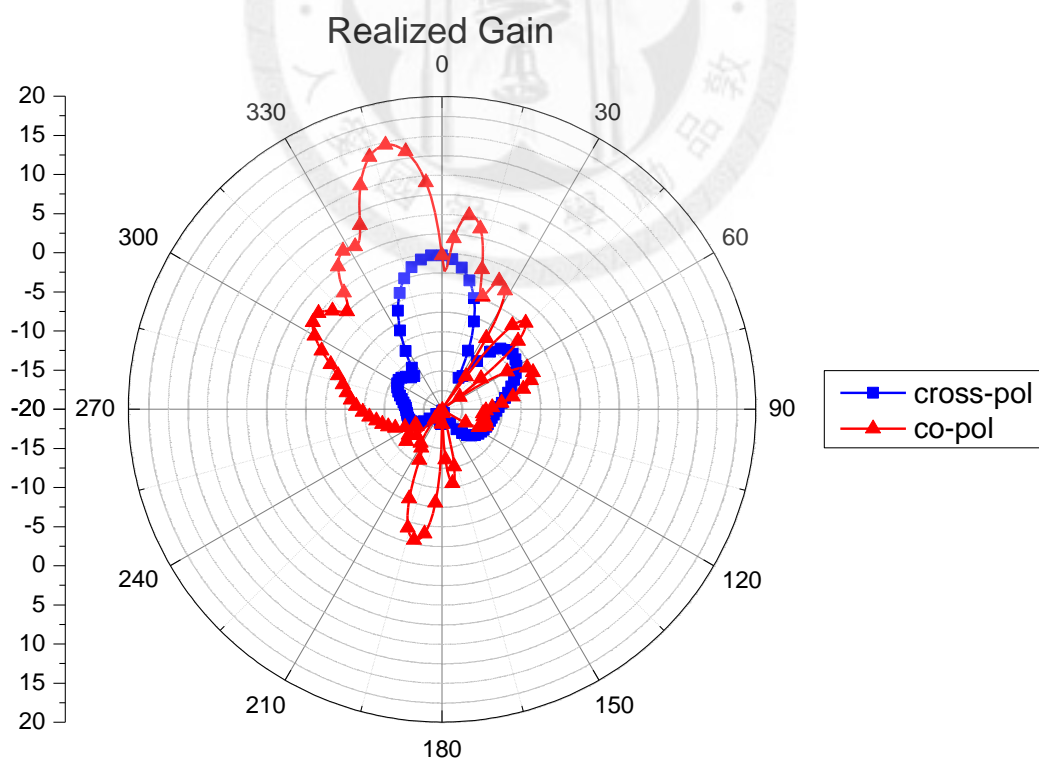


(a)





(d)



(e)

圖 3-24 LTCC 二維天線陣列加入鋸齒邊界後在 77GHz 的(a) $|S_{11}|$ ，(b)指向性，(c)增益，(d)realized gain 及(e)極化。

最後附上本論文所製作兩種版本天線的模擬效能比較。

表 3-11 RO4003C 二維天線的模擬效能整理

未加入鋸齒邊界	指向性	天線增益	$ S_{11} $	實際增益	極化隔離度
	17dBi	15dB	<-10dB	15dB	15dB
加入鋸齒邊界後	指向性	天線增益	$ S_{11} $	實際增益	極化隔離度
	17dBi	15dB	<-10dB	15dB	>30dB

表 3-12 LTCC 二維天線加入鋸齒邊界後模擬效能整理

未加入鋸齒邊界	指向性	天線增益	$ S_{11} $	實際增益	極化隔離度
	18dBi	15dB	<-10dB	15dB	20dB
加入鋸齒邊界後	指向性	天線增益	$ S_{11} $	實際增益	極化隔離度
	18dBi	15dB	<-10dB	15dB	>30dB



第四章

效能和量測

4.1 天線實作

圖 4-1 為實現於 RO4003C 的一維天線陣列照片包含未加鋸齒狀邊界及加入鋸齒狀邊界，以利對照比較，表 4-13 為尺寸參數，尺寸為 8.23mm×33mm。圖 4-2 為實現於 RO4003C 的二維天線陣列照片，同樣的只有鋸齒邊界上有做改變，表 4-14 為尺寸參數，尺寸為 16.46mm×44.72mm。圖 4-3 則是將鋸齒狀陣列天線實現於 LTCC 製程上，雖然 LTCC 損耗正切較高，但是製程精細度較好，由此，希望可以比較 RO4003C 和 LTCC 何者較適用於製作此天線。由於 LTCC 的 via 較不清楚，因此尺寸參數定義延用 RO4003C，尺寸參數於表 4-15，希望能較清楚的表示之，天線尺寸為 9.06mm×19.9mm。

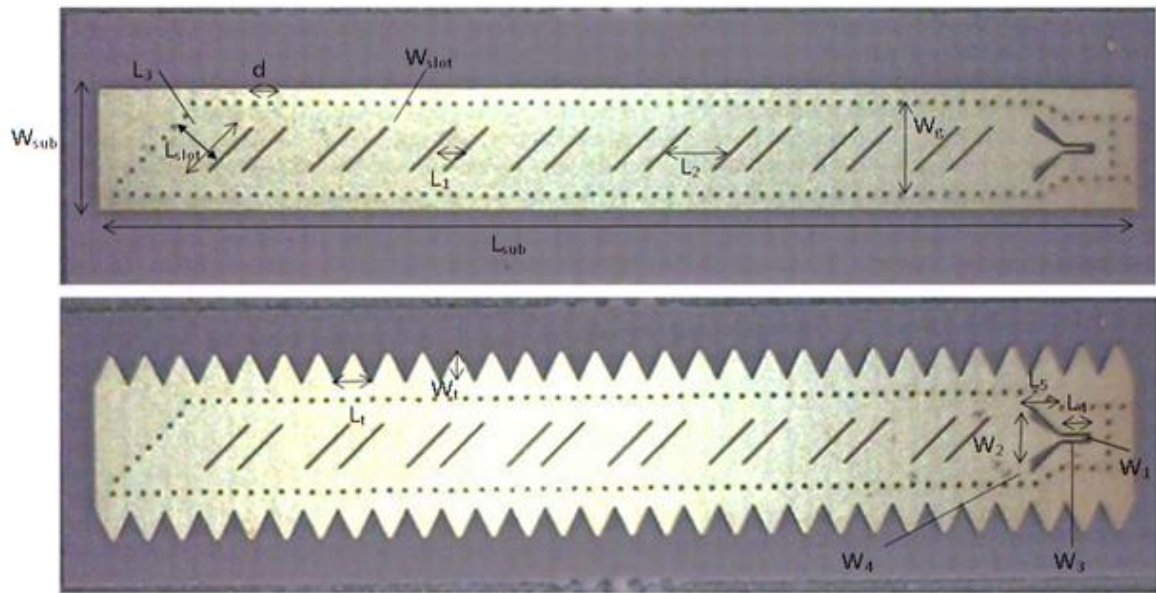


圖 4-1 RO4003C 一維天線照片

表 4-13 RO4003C 一維天線陣列尺寸參數(μm)

L_1	L_2	L_3	L_{slot}
1000	2000	2283	1900
L_{in}	W_{slot}	W_g	d
1840	101.6	2743.2	457.2
W_1	W_2	W_3	W_4
101.6	1220	101.6	457.2
W_t	L_4	L_5	L_t
979.2	686	914.5	1030

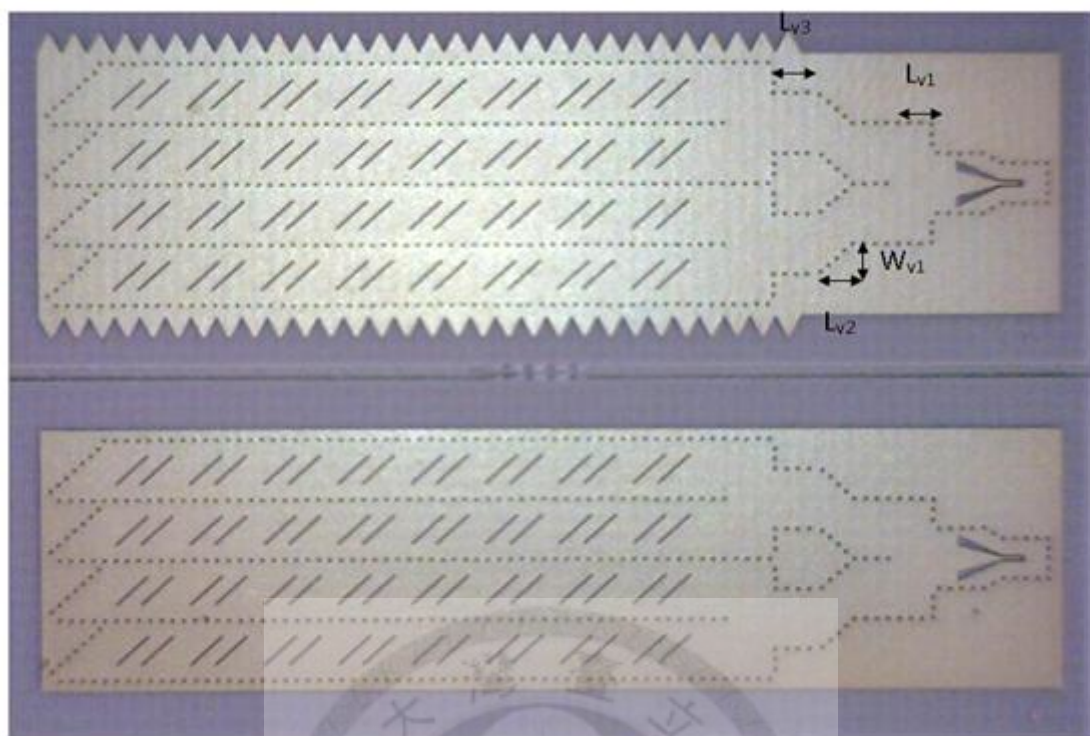


圖 4-2 RO4003C 二維天線照片

表 4-14 RO4003C 二維天線尺寸參數(μm)

L_{v1}	L_{v2}	L_{v3}	W_{v1}
1828.8	1293	1907	1293
W_1	W_2	W_3	W_4
101.6	1219.2	101.6	457.2
W_t	L_4	L_5	L_t
979.2	686	1828.8	1030

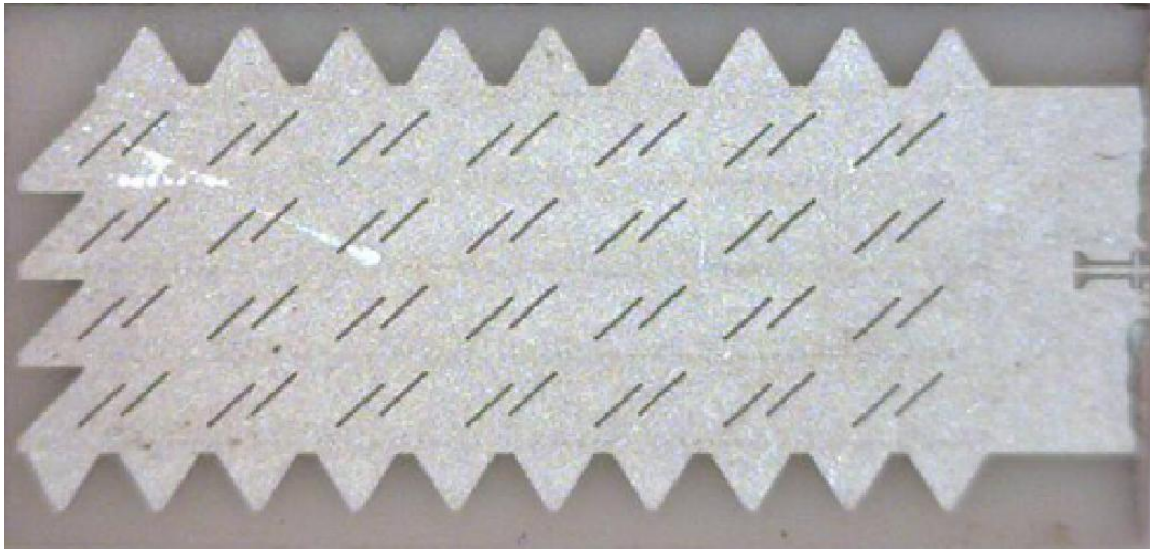


圖 4-3 LTCC 二維天線照片

表 4-15 LTCC 二維天線尺寸參數(μm)

L_1	L_2	L_3	L_{slot}
740	1484.7	770	1138
L_{in}	W_{slot}	a_w	L_{v1}
770	75	1483.56	507.7
L_{v2}	L_{v3}	W_{v1}	W_{v2}
75	400	741.78	1483.56
L_t	W_t		
2182.3	1042		

4.2 天線 S 參數量測

77GHz 屬於 W-band(75GHz 至 110GHz)，量測環境由於頻率較高，由網路分析儀連接至待測物無法使用同軸線，因為會產生很大的損耗。因此原本的走線皆會改成波導管，即利用空氣當介質，以期獲得較小的能量損失。此天線的量測，使用台灣大學電機系電波組之設備。由安捷倫(Agilent)公司的網路分析儀 E8361，

由 RF 線連結至安立知(Anritsu) 的 3742A-EW 作升頻，升頻後的訊號需轉至波導的 WR10 的接頭，再經由波導連結至 Allstron 公司的 pitch 200um 探針，即可量測本論文天線的 S 參數。圖 4-4 為量測架構示意圖。

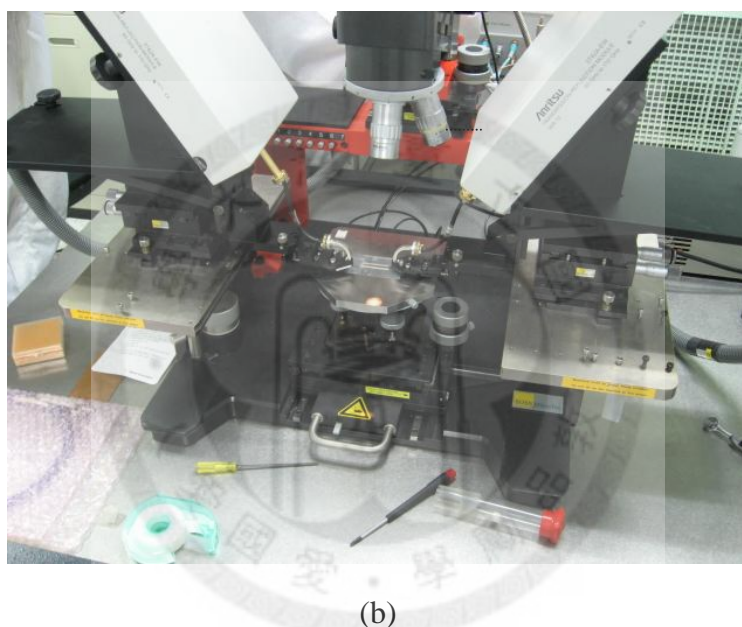
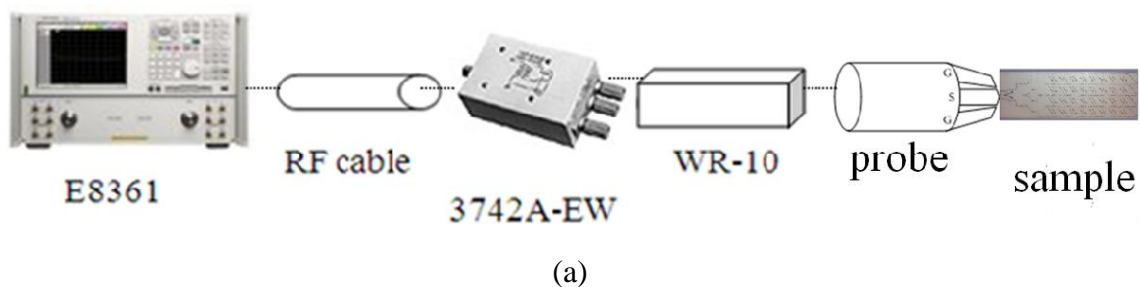


圖 4-4 S 參數量測(a)示意圖及(b)照片。

圖 4-5 為 LTCC 版本的量測和模擬值比較，結果量測和模擬結果偏差甚遠。以下討論，試圖找出偏差的原因。

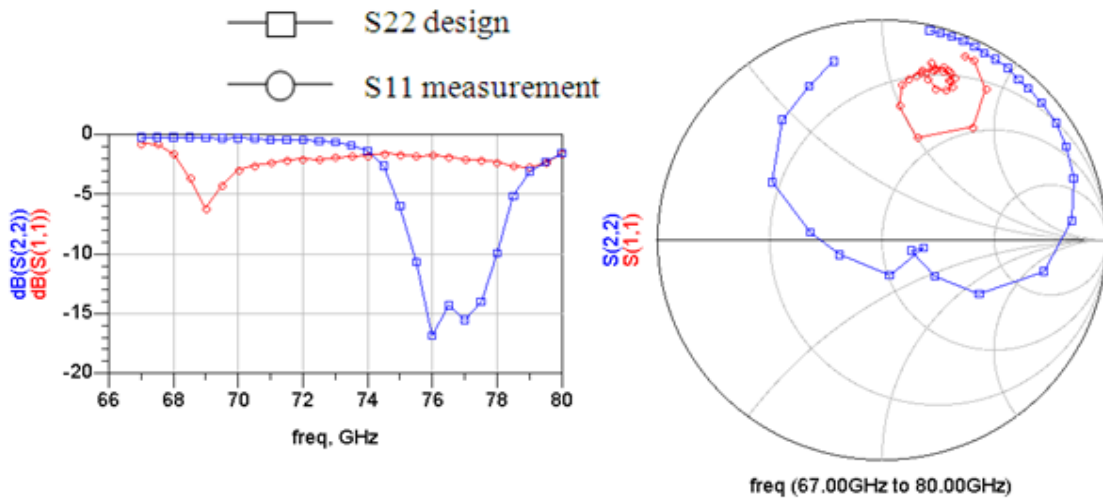
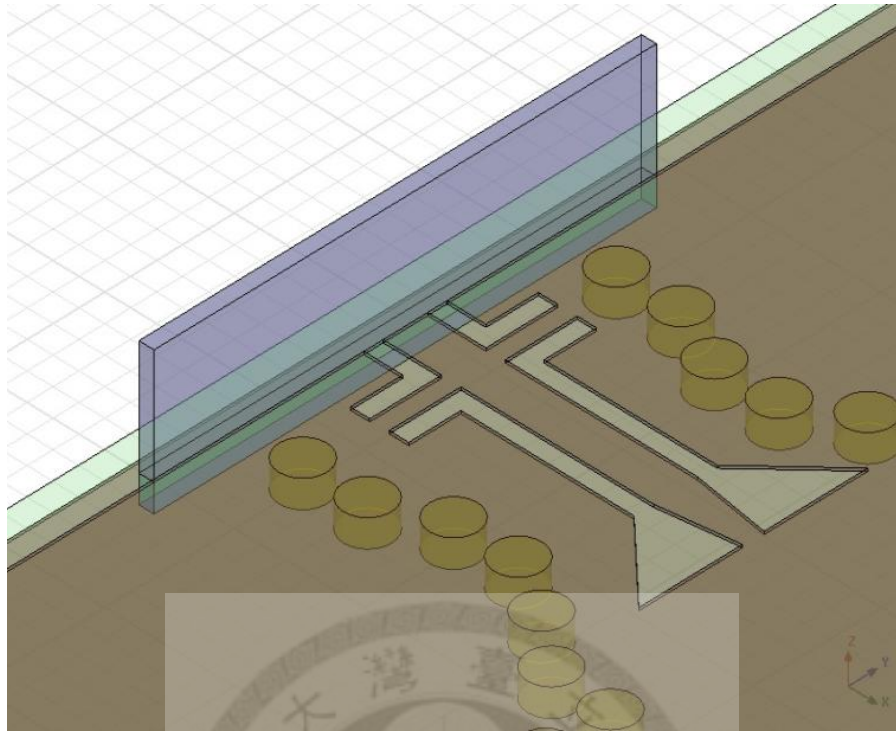
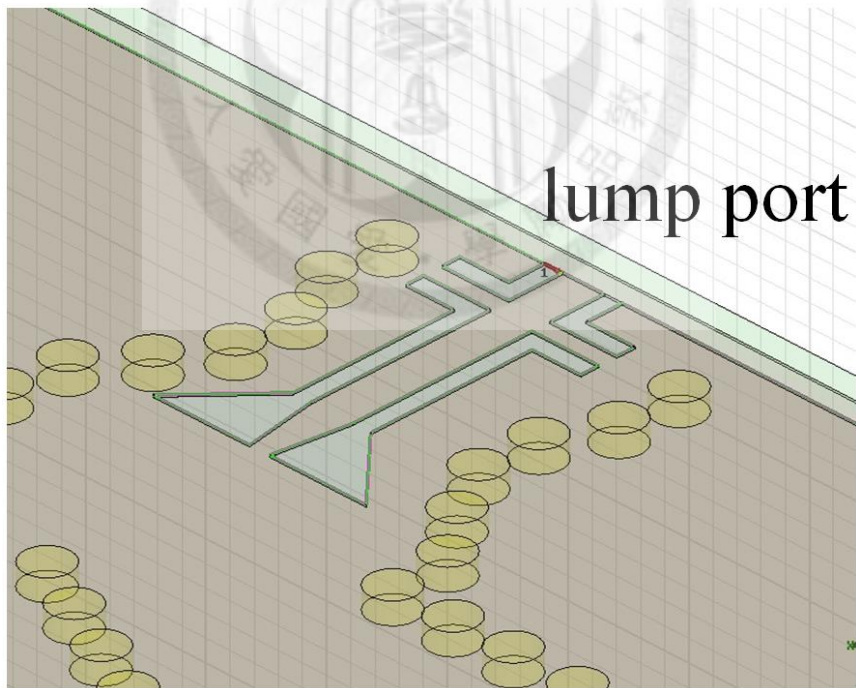


圖 4-5 LTCC 版本二維天線反射係數模擬與量測結果比較。

推測原因 1，饋入設定錯誤，圖 4-6 (a)為原本設計之方法，利用 Ansoft HFSS 電磁模擬，在饋入端畫一塊 PEC，以 PEC 的平片設定 waveport 去抓 GCPW 模態。然而，若這樣設計，實際製作出的天線沒有那一塊饋入能量的 PEC，於是，下探針時，能量會由原本存在 PEC 的那一面跑掉，因而造成嚴重誤差。更改設定成圖 4-6 (b)，即去除 PEC 的阻隔，觀察模擬結果有沒有辦法和量測吻合。圖 4-7 為模擬量測比較圖，由(b)中的史密斯圖可以發現，若是沒有加上 PEC，模擬結果和量測結果會比較接近。若是後方直接擋一整塊 PEC，則模擬結果會較接近原本設計的 S 參數。因此推測後方的 PEC 是原因，而後我們也試著在後方手動塗上一層銀膠，以充當 PEC 之用，阻隔能量往外跑。

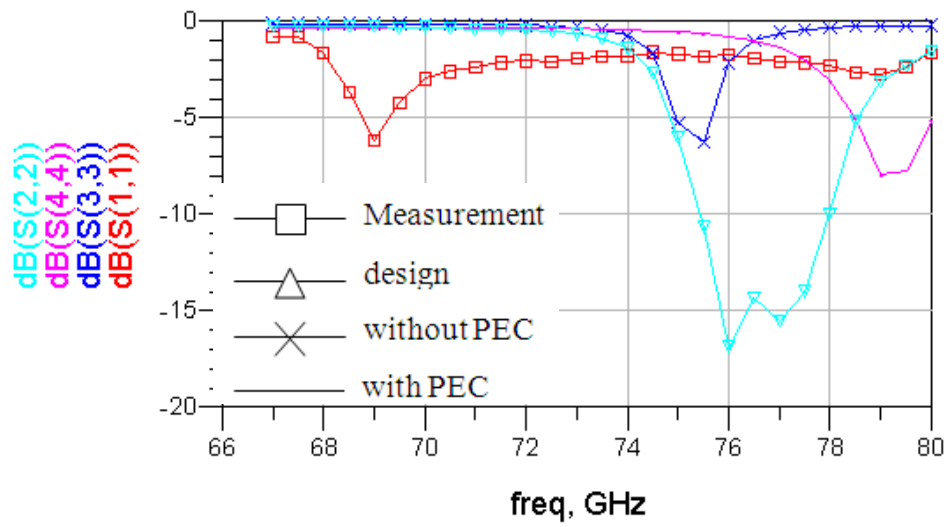


(a)

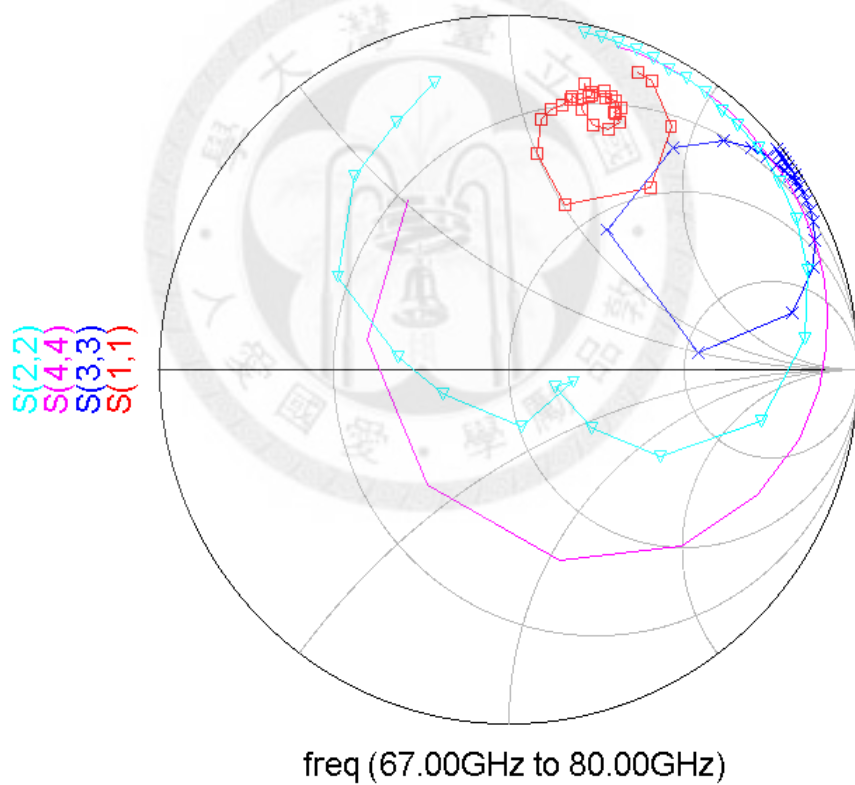


(b)

圖 4-6 饋入方式的設定模擬改進之(a)為原設計設定及(b)去除 PEC，使用 lump port 的饋入設定。



(a)

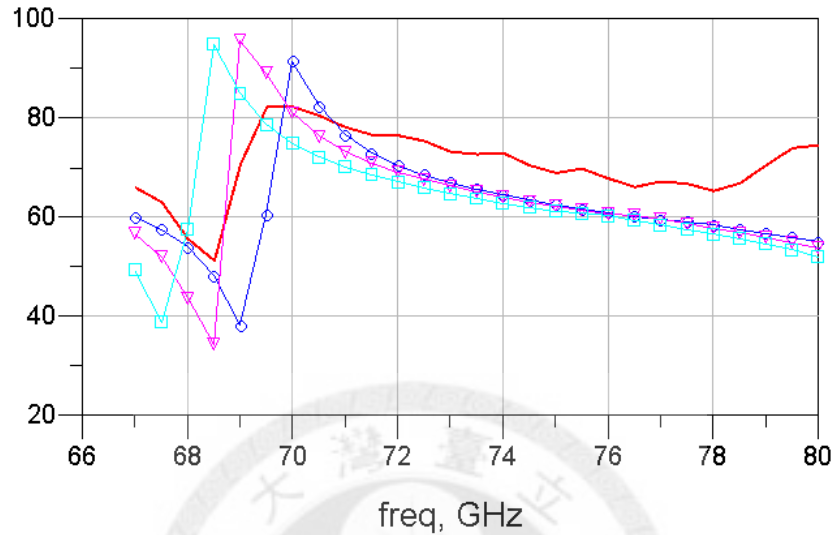


(b)

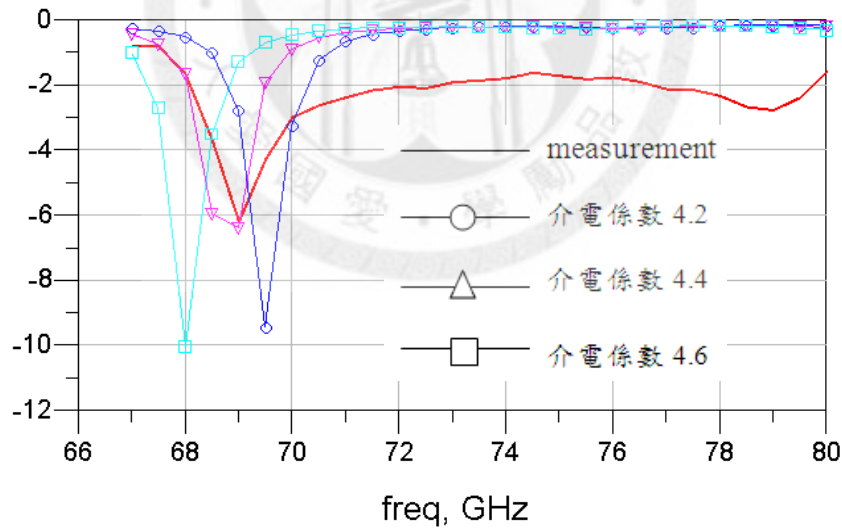
圖 4-7 去除 PEC 與量測的 S 參數比較 (a) $\text{dB}(S_{11})$ 及 (b) 史密斯圖。

推測原因二，由圖 4-7 我們可以發現，即使不加 PEC，模擬和量測的結果還是有相角的差距，因此推斷是介電係數的偏移，由於 LTCC 製程上並沒有提供

77GHz 的介電係數，我們在不加入 PEC 的情況下，去改變 LTCC 基板的介電係數，試著去符合量測結果。圖 4-8 為模擬與量測結果比較，發現介電係數由 3.8 偏至 4.4。



(a)



(b)

圖 4-8 介電係數改變的量測模擬比較(a) S_{11} 相位及(b) $\text{dB}(S_{11})$ 。

因此，我們將 LTCC 的原本設計有 PEC 的地方，使用銀膠來充當 PEC，圖 4-9 (a)為未塗銀膠前，(b)則為塗抹銀膠烤乾後，由於 LTCC 本身也是使用銀來當金屬層，因此顏色上不是很明顯。為了塗上銀膠，部分的介質基板需要磨掉。

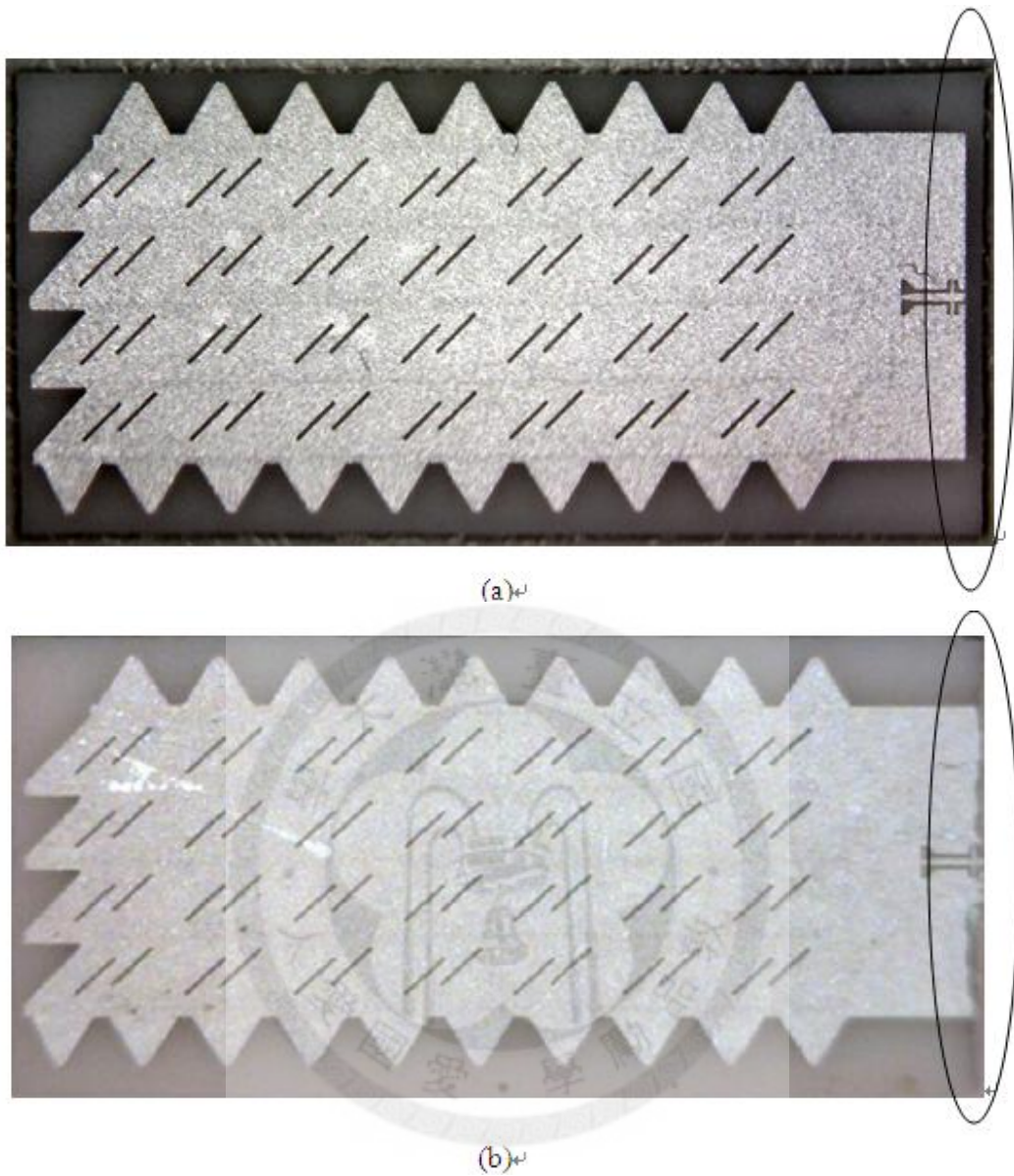


圖 4-9 LTCC 二維陣列天線照片之(a)未加入銀膠前及(b)加入銀膠後。

由於儀器問題，修改後的量測結果還無法得知。也為了避免同樣的問題發生在 RO4003C 的版本上，先將介電係數高估，並且加入金屬柱牆如圖 4-10，將這些問題在模擬設計時就包含進去，以避免同樣情況再發生。

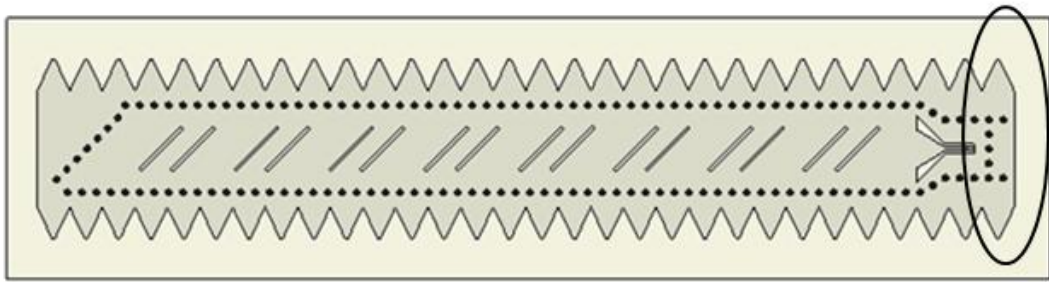


圖 4-10 RO4003C 加上金屬柱牆。

很遺憾目前量測機台似乎有問題，因此目前無法確認 RO4003C 的實際量測結果。

4.3 天線場型量測

場型量測方面，由於目前沒有 77GHz 的無反射量測環境，於是我們想要利用對傳的方式來量測場型。要做到這件事情，首先需要一個 77GHz 訊號源，接至天線，天線的輻射用 WR-10 的 waveguide 接收，由於 waveguide 收到的訊號頻率為 77GHz，並不適合傳遞，因此將波導直接接至 mixer 降至低頻，如此後面的訊號傳遞才好處理。降頻後的訊號會接至頻譜分析儀，可換算輻射能量。如圖 4-11 所示。

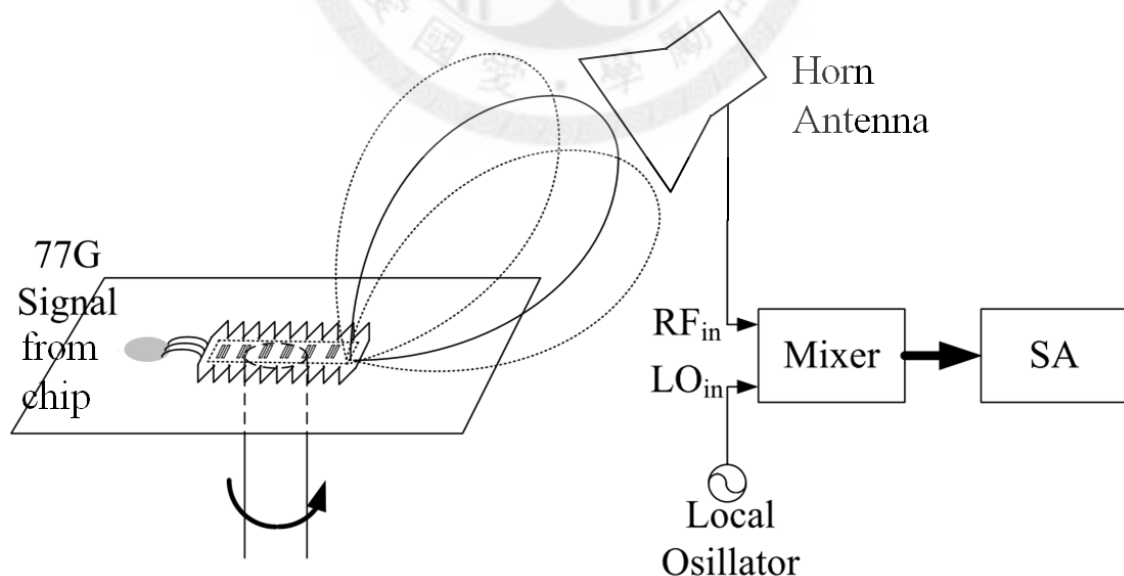


圖 4-11 場型量測架構示意圖。

目前由於天線架構還未確定，因此還未能接上晶片作場型實測，在 S 參數確認之後，接上晶片作為訊號源以量測場型。



第五章

結論

77GHz 頻率波束掃描天線於本論文被實現於 LTCC 和 RO4003C 板材上。透過頻率的改變，即可改變波束的方向，主要應用於車用防撞雷達技術。此種架構取代傳統波束合成 (beam forming) 架構所需要的多個移相器 (phase shifter) 和放大器，以利能更加便宜的實現防撞系統，再加上運用基板介質波導，更加達成便宜且方便實現的目的。並且，利用在天線邊界加入鋸齒狀，抑制爬行波 (creeping wave)，提升極化隔離度，減少雷達誤判發生機率。二維 4×7 天線陣列被實現於 LTCC 製程上，在 76GHz 到 78GHz 頻帶內，天線指向性 18dBi，天線增益 15dB，使用頻帶內， $|S_{11}| < -10\text{dB}$ ，極化隔離程度 30dB 以上，尺寸為 20mm×10mm。一維 1×8 陣列天線和二維 4×8 天線被實現於 RO4003C 製程上。一維天線陣列，在 76GHz 到 78GHz 頻帶內，天線指向性 13dBi，天線增益 11dB，使用頻帶內， $|S_{11}| < -10\text{dB}$ ，極化隔離程度 30dB 以上，尺寸為 8.23mm×33mm。二維天線陣列，在 76GHz 到 78GHz 頻帶內，天線指向性 17dBi，天線增益 15dB，使用頻帶內， $|S_{11}| < -10\text{dB}$ ，極化隔離程度 30dB 以上，尺寸為 45mm×16mm。

參考文獻

- [1] Robert J. Mailloux, *Phased Array Antenna Handbook, 2nd edition*: Artech House, 2005.
- [2] R. C. Hansen, *Phased Array Antennas*, New York: Wiley, 2009.
- [3] Yosuke Sato, Kazuya Fujita, Hirokazu Sawada, and Shuzo Kato, "Design and performance of beam-forming antenna with discrete phase shifter for practical millimeter-wave communications systems," in *Asia-Pacific Microwave Conference Proceedings*, Dec. 2010. pp.638-641.
- [4] C. Caloz and T. Itoh, *Transmission Line Theory and Microwave Applications*, John Wiley & Sons, 2006.
- [5] A. Rennings and C. Caloz, "MIM CRLH series mode zeroth order resonant antenna (ZORA) implemented in LTCC technology," in *Asia-Pacific Microwave Conference*, Dec. 2007, pp. 1-4.
- [6] D. V. Navarro-Mendez, L. F. Carrera-Suarez, and M. Baquero-Escudero, "A SIW slot array antenna in Ku band," in *European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, Apr. 2010, pp. 1-4.
- [7] Xinyu Xu, Renato G. Bosisio, and Ke Wu, "A new six-port junction based on substrate integrated waveguide technology," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol.53, no.7, pp. 2267- 2273, Jul. 2005.
- [8] R. Collin, *Field Theory of Guided Waves*, New York: Wiley-IEEE Press, 1990.
- [9] V. V. S. Prakash, S. Christopher, and N. Balakrishnan, "Sidewall inclined slot in a rectangular waveguide: theory and experiment," *IEE Proceedings Microwaves, Antennas Propagat*, vol. 145, pp. 233-238, Jun. 1998.
- [10] J. F. Ramsay and B. V. Popovich, "Series-slotted waveguide array antennas," in

IRE International Convention Record, Mar. 1963, pp. 30-55.

- [11] B. N. Das and G. S. Sanyal, "Network parameters of a waveguide broad wall-slot radiator," *Proceedings of the Institution of Electrical Engineers*, vol. 117, pp. 41-45, Jan. 1970.
- [12] A. Oliner, "*The impedance properties of narrow radiating slots in the broad face of rectangular waveguide: Part I--Theory*," *IRE Trans. Antennas Propagat*, vol. 5, pp. 4-11, Jan. 1957.
- [13] Marion C. Bailey, "The impedance properties of dielectric-covered narrow radiating slots in the broad face of a rectangular waveguide," *IEEE Trans. Antennas Propagat*, vol. 18, pp. 596-603, Sep. 1970.
- [14] Qingfeng Zhang and Yilong Lu, "45° linearly polarized substrate integrated waveguide-fed slot array antennas," in *International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology*, Apr. 2008, pp. 1214-1217.
- [15] H. Shnitkin, J. Green, and P. J. Bertalan, "Asymmetric ridge waveguide radiating element for a scanned planar array," in *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, Jun. 1988, pp. 55-58.
- [16] Zhijun Chen, Wei Hong, Zhenqi Kuai, Hongjun Tang, and Jixin Chen, "45° linearly polarized resonant slot array antenna based on substrate integrated waveguide," in *Asia-Pacific Microwave Conference*, Dec. 2007, pp. 1-4.
- [17] M. I. Skolnik, *Introduction to Radar Systems*, New York: McGraw Hill, 2001.
- [18] Jri Lee, Yi-An Li, Meng-Hsiung Hung, and Shih-Jou Huang, "A fully-integrated 77-GHz FMCW radar transceiver in 65-nm CMOS technology," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol.45, no.12, pp.2746-2756, Dec. 2010.
- [19] ACXC. <http://www.acxc.com.tw/technology.php>.
- [20] S. Lin, S. Yang, A. E. Fathy and A. Elsherbini, "Development of novel UWB vivaldi antenna array using SIW Technology," *Progress In Electromagnetics*

Research, vol. 90, pp369-384, 2009.

