

國立交通大學

顯示科技研究所

碩士論文

具有高功率、超寬頻表現在 W-頻段(75–110GHz)
的光子傳輸器

High-Power and Ultra-Wide Bandwidth Photonic Transmitter at
W-band (75–110GHz)

研究生：陳信瑋

指導教授：陳瓊華 教授

許晉瑋 教授

中華民國九十九年四月

具有高功率、超寬頻表現在 W-頻段(75–110GHz)的光子傳輸器

High-Power and Ultra-Wide Bandwidth Photonic Transmitter at
W-band(75–110GHz)

研究生：陳信瑄

Student : Shin-Chiang Chen

指導教授：陳瓊華 教授

Advisor : Prof. Chyong-Hua Chen

許晉瑋 教授

Prof. Jin-Wei Shi



Submitted to Display Institute
College of Electrical Engineering
National Chiao Tung University
in partial Fulfillment of the Requirements
for the Degree of
Master
in

Display Institute

April 2010

Hsinchu, Taiwan, Republic of China

中華民國九十九年四月


具有高功率、超寬頻表現在 W-頻段(75-110GHz)的光子傳輸器

學生：陳信瑜

指導教授：陳瓊華教授
許晉瑋教授

國立交通大學顯示科技研究所 碩士班

摘 要



於本論文中，我們驗證了一結構新穎且與近彈道單載子傳輸光檢測器整合於一起的寬頻光子傳輸器，此光子傳輸器使用新的準八木宇田天線之發射器，並且與近彈道單載子傳輸光檢測器同採用槽線結構。由於此次研究採用槽線結構，所以設計上不需使用過去研究採用之扇形結構轉接器（共平面波導轉槽線結構轉接器），而因此光電響應能達到涵蓋整個 W 頻段（75-110GHz）的目標。除此之外，此次新設計的光子傳輸器之中段部分由於有加入帶通濾波器，故我們能輕易地將光電響應與偏壓調變響應之訊號各別獨立分開，而不致互相干擾。也因此我們的元件偏壓調變頻寬可以將近至 15GHz 而不會犧牲掉光電響應的頻寬。與先前的研究相比，此次偏壓調變頻寬大了將近三倍，而再與目前提出運用於 W 頻段的光子傳輸器之文獻相比，我們提出的光子傳輸器擁有非常高的調變速度。

High-Power and Ultra-Wide Bandwidth Photonic Transmitter at W-band (75-110GHz)

Student : Shin-Chiang Chen

Advisor : Prof. Chyong-Hua Chen
Prof. Jin-Wei Shi

Display Institute
National Chiao Tung University



In this thesis, we demonstrated a novel near-ballistic uni-traveling-carrier photodiode (NBUTC-PD) based broadband photonic transmitter, which consist of a slot-line NBUTC-PD and a novel Quasi-Yagi radiator. Compared to our previously demonstrated device, in this study, we use a slot-line transmitter and photodiode instead of a fan-shape transition. Our newly photonic transmitter can achieve a much wider optical-to-electrical (O-E) bandwidth, even covering full W-band(75-110GHz). Furthermore, by inserting an additional band-pass filter in our novel radiator, we can optimize its O-E response and modulation response independently. The modulation bandwidth can thus be greatly improved to ~15GHz without sacrificing its O-E bandwidth, which is more than 3 times wider than our previous design. As compared to reported W-band photonic transmitter-mixer, the demonstrated device exhibits extremely high modulation speed.

誌 謝

碩士班路途走得艱辛，有好幾度想要放棄，但幸好都撐過去了，如今才得以體會收成之樂。能順利完成這份研究以及這本論文，要感謝的人太多了，首先要感謝我的共同指導教授—中央大學電機系許晉瑋教授，在這兩年多悉心的指導，讓學生獲得了許多寶貴的知識，也讓學生知道什麼才是做研究的精神。另外還要感謝指導教授陳瓊華教授的教導，使學生不只在學業上有收穫，而且在待人處事方面亦有成長，學生會將老師的教誨謹記在心，相信這對學生往後生涯會有莫大的助益。同時也要感謝口試委員鄒志偉教授、潘犀靈教授、綦振瀛教授、陳智弘教授、陳念偉教授在口試時對於學生研究與論文的指導，亦點出許多重點讓學生得以改進，使得學生的論文及研究能更加完整，在此由衷感謝老師們的指導。

再來要感謝我們許團眾多學長們—吳衍祥博士、臺灣大學光電所郭適豪博士、鄭皓仁、陳柏宇、林壯聲、陳建成、王志宏、洪富城、黃丞宇。很感謝學長們在實驗與理論上的教導，讓我後來能夠自己獨立做製程。其中要特別感謝陳柏宇學長教會我曝光，若沒學長傳授口訣，我可能光玩曝光曝歪就可以玩兩年了。另外亦要特別感謝鄭皓仁學長帶領我做實驗，學長那時候做自己的雷射都快忙不過來了，還得帶我做我的題目，而且自己當時對實驗又一竅不通，讓學長帶得很辛苦，但若當初少了學長的帶領，我想我現在應該還在微光電做製程吧！真的十分感謝學長。此外，尚要感謝衍祥學長，總在我遇到問題時能夠適時地指點迷津，無論是在製程或理論，抑或是在報告上，都給予我諸多建議，縱然學長的指導我並非能全部理解，但我也因此少走了許多冤望路及少做了許多虛功。復次，由於大郭學長常常在百忙之中還開車載我們做實驗或是搬儀器，而且在實驗上也常受到學長的幫忙，在此也要深深感謝學長。除了感謝學長在公事上的幫忙外，也要感謝學長在每次員工旅遊都幫大家規劃行程，還自己充當司機載我們，我們才因此得以出遊轉換心情。另外亦要感謝內虛學長與陳建成學長，因為你們的妙語如珠，所以我們實驗室總是充滿著歡笑，有時再搭配衍祥學長，氣氛更是歡樂，讓我們總在實驗的苦悶之外多了許多快樂。再來要謝謝黃丞宇學長常請大家喝飲料，雖然知道學長是別有居心，但有被請到還是要感謝一下，另外也要謝謝學長教我做 UTC-PD，雖然最後我不是靠這顆元件畢業的，但從中我也獲益良多。阿宏學長雖然你總是一副村長裝扮，但還是藏不住你的投資長才，相信學長日後一定會成為股票達人。然後要感謝擁有強運的洪富城學長，雖然和學長在實驗上幾乎沒有交集，但實驗之餘多半是你陪我一起玩樂，讓我情緒得以適時地放鬆。

然後要感謝我在許團的同學們：徐天慶、吳喬蓁。天慶你做 VCSEL 很多道，又要管光罩機以及 HDP，真的很辛苦，但幸虧你在實驗上還滿順利的。雖然做實驗既累又苦悶，但是和你一起做實驗又一起抱怨，就在嬉笑中也就不覺得日子有那麼苦了，很高興能和你一起做研

究。當我剛進許團什麼都不懂的時候，多虧了喬薰妳的幫忙，無論在理論上或是實驗上，妳都不吝於教我，讓我當時安心許多，雖然後來妳過得很辛苦，但幸好妳撐過去了。妳的心情我也能體會，因為我的遭遇也與妳類似，幸好我也同妳般撐下來了。也預祝妳未來一切順利。接著是謝謝學弟們：吳政耀、黃柏融、翁瑋呈、黃鴻文、周銘哲、羅聖司、郭峰銘，和你們一起吃喝玩樂做實驗很快樂，雖然過程一樣苦，但時間卻過得很快。小吉你管帳辛苦了，碎碎唸也因此變本加厲；阿塔你做了一大票光罩，也很辛苦，但也變成你未來的工作，辛苦算是有價值的；老翁你常上頭條，要保重好自己，並恭喜你最近量到好數據；西瓜你雖然比較早做出實驗，但後來卻要做許多瑣碎的事，感覺的確會不好受，真是辛苦你了；George你和我一樣都做很多題目，但幸虧你做實驗的良率很高，很快就能知道結果，所以才沒有浪費太多時間，也恭喜你現在有成果了。郝吉我們同是天涯淪落人，你的心情我也懂，畢竟我是第一代被丟過來的，反正做製程就是拼，拼到某天運氣特別好的時候，怎麼做都做得出來，怎麼量都會有數據，相信你就快有好結果了，你一定可以和塔哥他們一起畢業的。然後要特別感謝天才郭大俠在理論與量測上的幫忙，以你的天資唸博士班絕對是遊刃有餘，但還是要多注意健康。另外還要特別感謝中央電機所電波組蔡炫儒，感謝小鐵你絞盡腦汁地設計被動電路，雖然那些元件都○○的難做，但幸好都還是被我完成了。除此之外，亦要大力感謝你在投影片以及論文的協助，才讓我能得以完成論文以及口試。以你的能力讀博士班絕對是沒問題的，在此預祝你碩士班畢業後一切順利。另外還要感謝伍團的學弟楊凌岡，真的很謝謝阿岡你每次幫忙蒸鍍錫金，讓你花那麼多時間真的很過意不去，相信你不會介意的。同樣也要謝謝辛團的林柏安每次都在三更半夜幫我蒸鍍電阻，你真的是辛團這幾年做製程最認真的，比辛光三少做的都多，而且又常幫我們許團的忙，真的很感謝你。再來要感謝一起玩樂的郭團、蔡團、辛團以及洪團學弟們—馮勝彥、左裕昇、王傑龍、柯宗佑、王志華、黃菘志，因為你們，才讓我們許團歡度了無數個漫漫長夜。

然後要感謝我的父親陳國明先生，母親洪秋蘭女士，唸書明明是我自己的責任，結果還要常常麻煩您們幫忙，無論是載我中壢新竹兩地往返，或是聆聽我的抱怨，總讓您們擔心許多，但也因為有您們的支持我才沒有後顧之憂可以專心在課業與實驗上；另外還要謝謝姊姊陳淑君，弟弟陳禹憲，家裡的事務由於你們幫忙分擔，方讓我感到相當地安心。因為家裡的溫暖才讓我更有勇氣，也因此我才能支撐到現在。最後要感謝我最親愛的小不點張純梅小姐，無論在我快樂或失意的時候妳總是陪伴著我，總能給我方向，給我鼓勵，給我許多建議，我也才能一再從失敗中爬起來。一路上有妳相扶持，我真的很幸運，也預祝妳明年能順利畢業，心想事成。碩士班生涯受到許多人的照顧，謝謝你們的付出，他日必當湧泉以報，再次由衷感謝。

陳信瑋 2010年5月於中壢市

目 錄

頁次

中文摘要	i
英文摘要	ii
誌謝	iii
目錄	v
表目錄	vi
圖目錄	vii
第一章、	緒論	1
§1.1	光纖通訊之發展趨勢	1
§1.2	光檢測器之發展與應用	11
§1.3	光子傳輸器使用動機	15
§1.4	高增益天線技術簡述	19
§1.5	覆晶鍵合技術之發展趨勢	23
§1.6	論文動機與架構	26
第二章、	高功率超寬頻光子傳輸器設計原理	27
§2.1	傳統 P-I-N 光檢測器工作原理	27
§2.2	單載子傳輸光檢測器工作原理	29
§2.3	近彈道單載子傳輸光檢測器之磊晶層設計	33
§2.4	光子傳輸器設計原理	36
第三章、	高功率超寬頻光子傳輸器製作	52
§3.1	近彈道單載子傳輸光檢測器之製程	52
§3.2	光子傳輸器之製程	64
第四章、	高效率超寬頻光子傳輸器之量測結果討論	69
§4.1	Heterodyne - Beating 量測系統之架設	69
§4.2	光電響應量測結果	72
§4.3	IF 頻率響應量測結果	76
第五章、	結論與未來展望	80
§5.1	結論	80
§5.2	未來展望	80
參考文獻	82

表 目 錄

	頁次
表 1-1 無線傳輸規範與資料傳輸速率技術·····	10
表 1-2 各式基板材料的熱導係數·····	25
表 2-1 近彈道單載子傳輸光檢測器之磊晶結構·····	35
表 2-2 射頻箍流器之等效電路參數·····	46
表 3-1 HDP 乾蝕刻之 recipe·····	55



圖 目 錄

頁次

圖 1-1	標準光學玻璃纖維	2
圖 1-2	射頻光纖系統圖	3
圖 1-3	毫米波在大氣中的吸收頻譜圖	4
圖 1-4	目前美國各種頻率的分配	5
圖 1-5	WiGig 技術與多媒體裝置結合	7
圖 1-6	全球主要市場毫米波頻段的使用與分配	8
圖 1-7	近期可使用的超高速無線與有線通訊技術示意圖	9
圖 1-8	運用覆晶鍵合技術之高功率元件 (a) 異質接面場效電晶體 (HFETs) (b) 高電子遷移率電晶體 (HEMTs) (c) 光二極體	13
圖 1-9	解決長距離訊號失真之系統架構	16
圖 1-10	用於光子傳輸器的漸進式開槽天線示意圖	19
圖 1-11	透鏡天線	19
圖 1-12	八木宇田天線	21
圖 1-13	號角天線	22
圖 1-14	利用銅導線的打線技術	24
圖 1-15	利用凸塊的覆晶鍵合技術	24
圖 2-1	傳統 P-I-N 光檢測器結構圖	28
圖 2-2	單載子傳輸光檢測器與傳統 P-I-N 光檢測器空間電荷遮蔽效應	30
圖 2-3	單載子傳輸光檢測器之實際操作與內部載子速度示意圖	31
圖 2-4	近彈道單載子傳輸光檢測器之能帶圖	34
圖 2-5	電場在磊晶層之分佈	34
圖 2-6	光子傳輸器立體結構示意圖	36
圖 2-7	光子傳輸器之轉接器俯視結構圖	37
圖 2-8	電流在轉接器中的走向	38
圖 2-9	(a) 帶通濾波器結構俯視圖 (b) 帶通濾波器等效電路	38
圖 2-10	轉接器與帶通濾波器串接後頻率響應模擬結果	39
圖 2-11	射頻箍流器之模擬模型俯視圖	40
圖 2-12	共平面波導串聯短路殘段製程圖騰與等效電路	40
圖 2-13	共平面波導並聯開路殘段製程圖騰與等效電路	41
圖 2-14	(a) 射頻箍流器等效電路 (b) 射頻箍流器之製程圖騰與等效電路對應圖	42
圖 2-15	射頻箍流器的頻率響應	43
圖 2-16	散熱柱位置示意圖	43
圖 2-17	散熱柱位置對於射頻箍流器之影響	44

圖 2-18	射頻箍流器立體側視圖	45
圖 2-19	射頻箍流器微調完成後之模擬頻率響應	45
圖 2-20	射頻箍流器及帶通濾波器系統方塊示意圖	46
圖 2-21	光子傳輸器重要設計尺寸示意圖	47
圖 2-22	光電頻率響應之 HFSS 模擬模型 (上圖) 與 ADS 等效電路模型 (下圖)	48
圖 2-23	光子傳輸器之光電頻率響應模擬結果	49
圖 2-24	模擬 IF 頻率響應之 ADS 等效電路模型	50
圖 2-25	光子傳輸器之 IF 頻率響應模擬結果	50
圖 3-1	金屬掀離示意圖	54
圖 3-2	陽極金屬 (a) Mask 1 (b) 立體側視圖	54
圖 3-3	主動區蝕刻後之立體側視圖	55
圖 3-4	陰極金屬 (a) Mask 2 (b) 立體側視圖	56
圖 3-5	定義元件平臺區 (a) Mask 3 (b) 立體側視圖	57
圖 3-6	鈍化層 (a) Mask 4 (b) 側面示意圖	58
圖 3-7	平坦化製程 (a) Mask 5 (b) 側面示意圖	60
圖 3-8	金屬墊片製作 (a) Mask 6 (b) 側面示意圖 (c) 成品俯視圖	61
圖 3-9	元件背面蝕刻 (a) Mask 7 (b) 蛋狀蝕刻之 SEM 圖 (c) 元件側面示意圖 (d) 成品俯視圖	63
圖 3-10	光子傳輸器 (a) Mask 8 (b) 成品俯視圖	65
圖 3-11	凸塊製作 (a) Mask 9 (b) 立體示意圖 (c) 成品俯視圖	66
圖 3-12	近彈道單載子傳輸光檢測器與被動電路底座覆晶鍵合後之俯視圖	68
圖 4-1	Heterodyne-beating 量測系統使用於 IF 頻率響應示意圖	70
圖 4-2	元件懸在空氣中量測示意圖	71
圖 4-3	光電響應量測系統架設示意圖	72
圖 4-4	光電頻率響應量測結果	73
圖 4-5	此次研究與過去研究之光電頻率響應結果比較	74
圖 4-6	光子傳輸器結構與 IF 訊號輸入端示意圖	76
圖 4-7	IF 頻率響應量測結果	77
圖 4-8	於不同偏壓、不同光電流情形下之最佳 IF 頻率響應量測結果	78
圖 4-9	被動電路模擬示意圖	79
圖 4-10	被動電路 $ S_{11} $ 模擬與量測結果	79
圖 5-1	Balanced photodetector 示意圖	81

第一章

緒論

於第一章中，我們將從光纖與無線通訊的發展談起，接著再論述光檢測器與光子傳輸器在光纖通訊上的功用以及使用動機，然後再介紹可整合於光子傳輸器發射訊號端的高增益天線，最後再簡介覆晶鍵合（Flip-chip bonding）技術。

§1.1 光纖通訊之發展趨勢

關於通訊的傳輸，從早期的文字、圖片，逐漸變成聲音與影像，再演變成現今的多媒體傳輸，而資料傳輸亦從烽火到電報，再從 1940 年同軸電纜（Coaxial cable）進步至現今之光纖通訊（Fiber optic communications）。隨著科技的進步，需要傳輸的資料量也隨之增長，所以傳統的同軸電纜逐漸不敷需求，因此才需要使用光纖做為傳遞訊號的媒介。而為了要瞭解訊號可以從銅電纜傳輸轉移到光纖傳輸，我們需要對金屬到玻璃光纖傳輸之改變作進一步地敘述。首先，在玻璃光纖中傳導的光波較不受外部電磁干擾，訊號較不會輻射出去，並且光纖與其他種類的電纜相較之下體積微小很多；其次，光在光纖傳輸時的損耗相較於電在電線傳導的損耗要低得多，又光的傳輸速度也較

電迅速很多；此外，光纖主要生產原料是矽，蘊藏量極大，較易開採，所以價格便宜，促使光纖可被用作長距離的資訊傳輸；不僅如此，大規模的資料量亦能夠同時在單模光纖纖維線裡傳送。

光纖的外觀結構為一管狀玻璃，且薄如髮絲（圖 1-1）。其實際結構是由兩種玻璃所組成的，核心部分是高折射率玻璃，批覆層部分是低折射率的玻璃或塑料，內部核心非常細薄，主要是維持光線的流量，而外部的披覆層主要是避免光線從中散逸開。現今有許多變體的光纖可選擇以優化傳輸速率與距離。

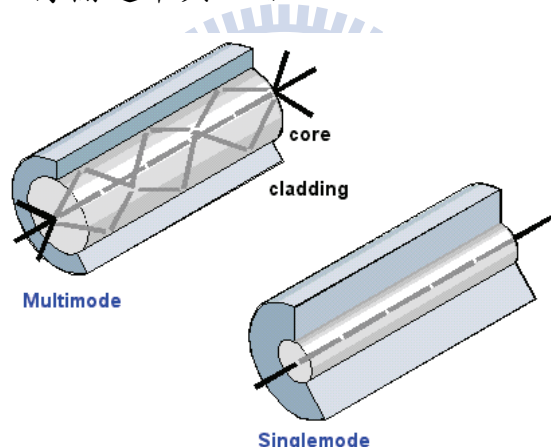


圖 1-1 標準光學玻璃纖維

光纖傳輸主要有兩種不同的重要傳輸機制，其一是對於地下鐵路的環境，另一是遠程距離的環境。廣泛地說，遠程距離類型是需要建立一大型傳導管線，故服務的種類為數不多。然而，在網路形式相對地穩定之下，資料流量卻顯著地成長，因此導線的承載量勢必也要隨之提升。除了使用光纖來負載大量訊號之外，欲使訊號傳輸至用戶端時亦需無線通訊的配合，故無線通訊也必須能承載大量的訊號。

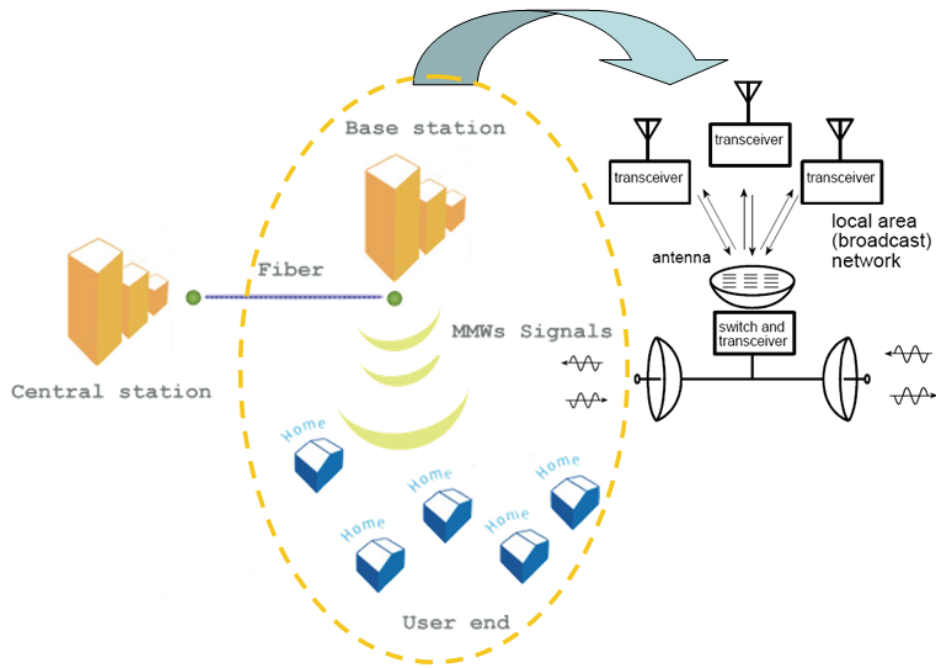


圖 1-2 射頻光纖系統圖

無線通訊進入一個全新的時代，焦點從聲音轉移到多媒體運用。現今消費者不再感興趣在基本的技術層面，他們只不過是需要一個能夠提供在任何地方、任何時間與任一傳播媒介且具有可靠度和價格合理之通訊系統。寬頻無線電波連結在現今的通訊系統中非常盛行。為了滿足需求性的增加，高容量的光纖網路應與彈性化的無線電網路相互結合。上述提及之寬頻需求利用微蜂巢結構是可行的。具體上來說，藉由使用光纖為基礎的無線存取方案，例如射頻光纖（Radio over fiber, RoF）系統（圖 1-2）。這樣的計畫能夠易於支援高速多媒體。此時 RoF 通訊系統便成為非常普及的方案[1]。在此系統中，是藉由光纖承載高速資料訊號以長距離傳輸至使用者端，等到達了使用者端再以無線傳輸傳遞資料。

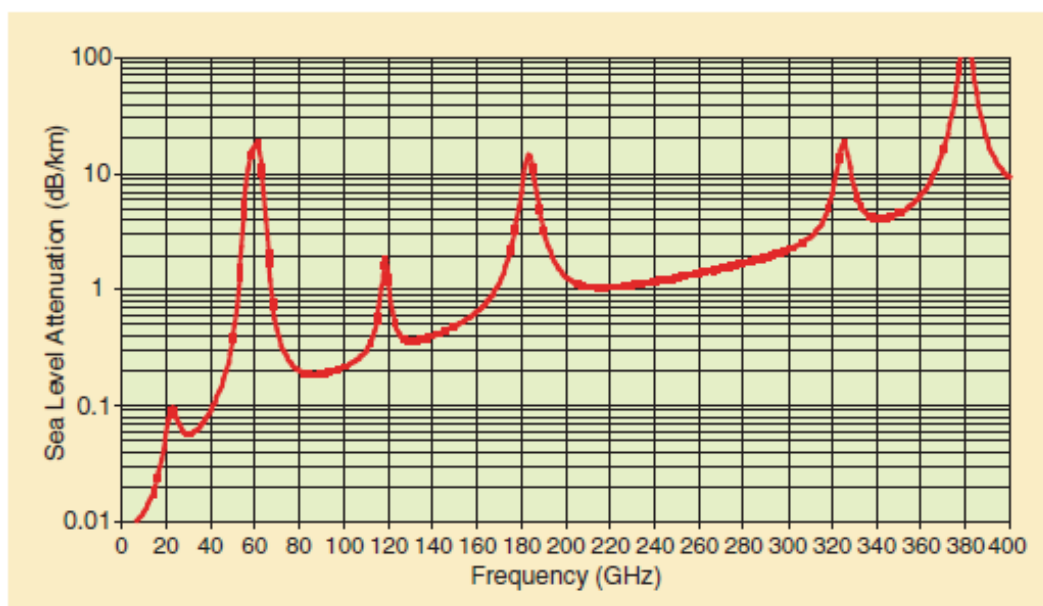


圖 1-3 毫米波在大氣中的吸收頻譜圖[2]

然而，低頻的頻段過於擁擠且頻寬為窄頻，因此資料傳輸速度無法達到10Gb/s的資料傳輸速率（Data rate），以致於負載資料訊號需要經由更高的頻段。但很不幸地，與低頻段相較之下，高頻段在大氣中有較大的損耗。由毫米波在大氣中的吸收頻譜（圖1-3）[2]可以得知，在大氣中衰減愈低的地方才能將訊號傳送至愈遠；相反地，因為訊號在頻段60，119，183以及325GHz之處最容易被大氣分子所吸收，所以訊號在這些頻段衰減非常快，因此要盡量避免使用這些頻段。雖然低頻頻段的頻寬不夠寬，且訊號容易互相蓋臺，但是現今的主流仍是在60GHz以下，而在此頻段之無線網路多為短距離的室內通訊。不過，未來的趨勢仍是希望能使用更寬的頻段〔例如：W-band（75-110GHz），F-band（90-140GHz），D-band（110-170GHz），與J-band（220-325GHz）〕來達到更快的傳輸速度與更遠的傳輸距離。此外，

由圖1-3可知185GHz~330GHz這段頻寬非常寬而且非常平，那為什麼不往此頻段發展？這是因為此頻段太過於高頻，就算有適用的光檢測器(Photodiodes)可用，但也沒有如此高頻的電子元件可以相互配合。此即為何目前無線通訊發展趨勢是往60GHz~120GHz的毫米波段。而為了實現高速寬頻載波的RoF系統，所以非常需要高速與高功率的光檢測器以將光訊號轉變成電訊號形式之毫米波功率進而提供良好的轉換效率。

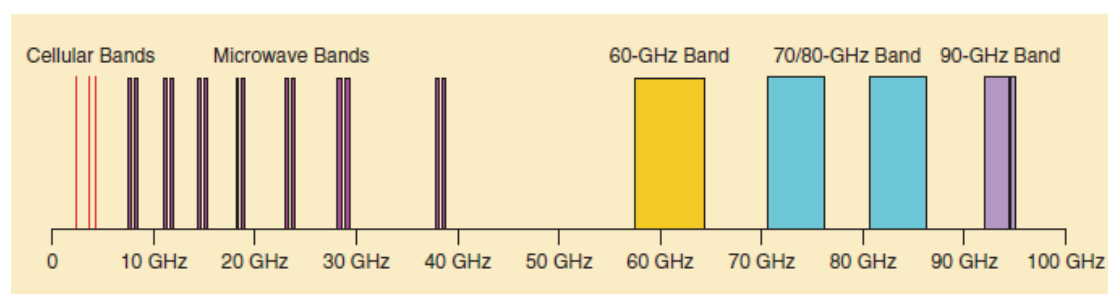


圖 1-4 目前美國各種頻率的分配[2]

此外，並非所有頻段都可以應用在商業服務，每個頻段都各有應用，由圖 1-4[2]可以得知美國對於各頻段的應用分配。頻段低於 40 GHz 的蜂巢式頻段 (Cellular bands) 與微波頻段 (Microwave bands)，其可應用之頻道非常窄並且在空氣中的衰減相當嚴重；而頻段在 60GHz (57~66GHz，此頻段稱為 V-band) 與 70/80 GHz (71~76GHz 以及 81~86GHz，此頻段稱為 E-band) 之處衰減亦相當嚴重。不過，

雖然訊號在此衰減快，但是與低頻段相比卻是寬頻了許多。故可知 E-band 的頻道尺寸已足夠大而可供利用，且其頻寬足以操作至傳輸速率為 Gb/s 之無線傳輸；至於頻段於 90GHz（92~94GHz 和 94.1~95GHz）亦是相當重要的頻寬，因為在 90GHz 之處不但頻寬夠寬而且大氣吸收也不嚴重，故此處應是發展長距離無線傳輸的重要頻段。然而，此頻段若與 70/80 GHz 相比卻是較不規則的，且授權開放有限，發展技術也未達成熟，故 90GHz 頻段在目前的無線通訊領域中仍在研究階段。話雖如此，但在接近 94~94.1GHz 的頻段已被美國軍方所使用，因此可知美國已發展至 90GHz 的頻段。不過，60GHz 與 70/80GHz 仍是當前最多應用在高速資料傳輸速率的頻段。但是 60GHz 就如同前述般是處在大氣吸收尖峰（Atmospheric peak）頻段，其屬最容易被空氣吸收的頻段，故只適用於短距離之室內無線傳輸（Indoor wireless）。而 70/80GHz 頻段雖是包含在 W 頻段內，但由於此頻段仍是處在大氣吸收尖峰附近頻段中（圖 1-3），所以也容易被大氣吸收，不過其訊號衰減卻不若 60GHz 頻段般嚴重，因此可無線傳輸之距離較 60GHz 頻段遠，故適用於室外無線傳輸（Outdoor wireless）。再由圖 1-3 可知，80GHz~110GHz 頻段（W 頻段）不但不易被大氣吸收而且又非常寬頻，既沒有低頻段蓋臺問題，也沒有高頻段無電子元件配合的問題，故 W 頻段是當前最適合應用在高速率室

外無線資料傳輸的頻段。



圖 1-5 WiGig 技術與多媒體裝置結合

無線技術的融合乃是因應使用者接收端方面，考量到光纖架構鋪設困難、經濟利益不符、可移動性不高，且使用者多居於建築物大樓內使用網際網路，所以光纖通訊與 Gb/s 無線通訊的配合就顯得相當重要。近日來，英特爾、微軟與諾基亞等公司不久前宣布結盟，共同推動 WiGig (Wireless Gigabit) 規格，這是以 60GHz 毫米波頻譜規格發展的無線技術規範 [3][4]，其為傳輸速度可達到 1Gb/10m 的無線網路技術。與現在一般傳輸資料的藍芽、WiFi 2.4GHz 頻段相比，WiGig 擁有更高的頻寬且傳輸速度比 WiFi 快十倍多。目前這種技術已運用在各類高速傳輸功能 (圖 1-5)，更適用於高解析度未壓縮影音檔案傳送。不過，WiGig 因傳輸距離短，故只能應用在室內，也只支援視線範圍的傳輸。為解除這種限制，WiGig 聯盟將透過設計，讓訊號碰到牆壁或人體時自動反射，藉此擴大傳輸範圍。

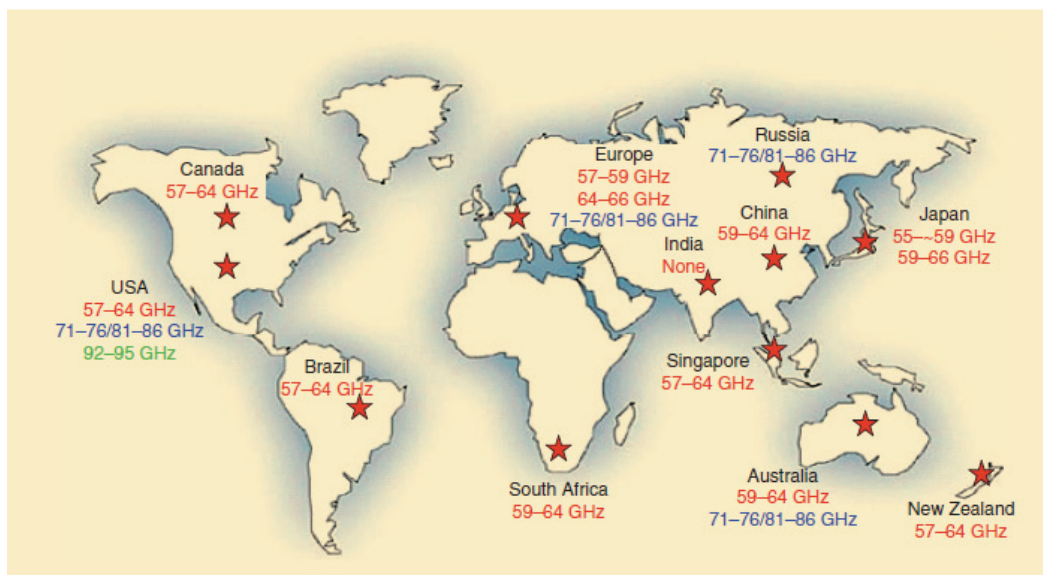


圖 1-6 全球主要市場毫米波頻段的使用與分配[2]

目前全球各國所使用的毫米波頻段各有所差距（圖 1-6），先進國家如：美國，歐洲西部，澳洲，以及俄國都已規劃與開放授權到 W-band 之 70/80GHz 頻段，而美國更已規劃至 W-band 之 90GHz 頻段。其餘各國，包括亞洲先進國家—日本目前也只發展至 60GHz 頻段的 V-band。

而由圖 1-7 與表 1-1 可以得知，雖然 60GHz 與 70/80GHz 頻段傳輸速率皆可超過 1Gb/s，其中 70/80GHz 頻段的傳輸速度甚至可以達到 10Gb/s，與光纖的傳輸速度並駕齊驅，但是這兩個頻段實質能無線傳輸的距離卻相當有限，其中 60GHz 的傳輸距離甚至還小於 1 公里，而 70/80GHz 與 60GHz 相比是遠了許多，可是最遠也只能傳輸 5 公里。也因此若要利用這兩個頻段仍需要靠光纖的鋪設，長距離的傳輸

就以光纖來連接，到達了 60GHz 與 70/80GHz 可傳輸的範圍內，再以無線傳輸的方式傳遞訊號。但是前提是要能克服光纖在任何地形的架設，以及架設的資金非常昂貴等問題。

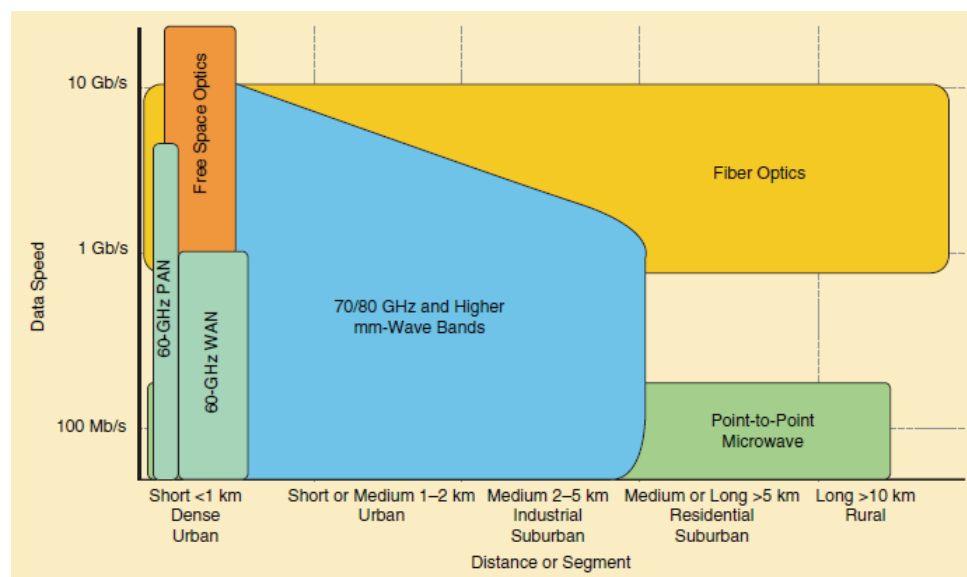


圖 1-7 近期可使用的超高速無線與有線通訊技術示意圖[2]

此外，由於濾波器（Filter）是以波長來運算的，如果現在頻率操作在低頻頻段，對其頻率調變，則會造成波長變化會很劇烈。又因為訊號的傳遞與接收都是依靠天線，而天線是依據元件 3-dB 頻寬來承載數據，低頻的元件其傳輸頻寬就很窄，若低頻元件要負載寬頻的數據，勢必就要調整它的頻寬，也就是需要加上高頻的被動電路，但以被動電路而言，在高頻處會比在低頻處還容易設計，也因此無線通訊會往越來越高頻之處發展。

表 1-1 無線傳輸規範與資料傳輸速率技術[2]

TABLE 1. Comparison of key system parameters for leading high data rate technologies.

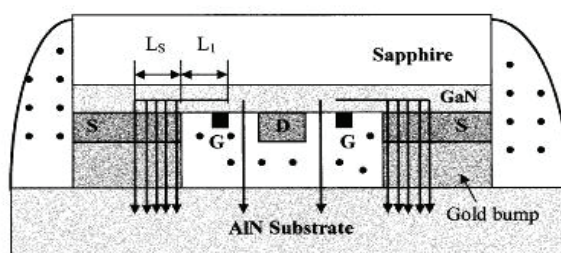
Parameter	Mb/s Wireless Technologies			Gb/s Wireless Technologies			Fiber Optics
	WiFi	4G	Microwave	60 GHz	70/80 GHz	FSO	
Typical data rates	Variable, 1–2 Mb/s	Variable, 5–10 Mb/s	To 400 Mb/s	1 Gb/s	1 Gb/s (to 10 Gb/s in the future)	1 Gb/s (to 10 and 40 Gb/s in the future)	1 Gb/s (to 10 and 40 Gb/s in the future)
Typical distances for carrier class performance	20 m	3 km	5 km	400 m	3 km	200 m	Unlimited
Spectrum availability and licensing	Freely available for unlicensed use	Spectrum very scarce. Owned and fiercely protected by select incumbents	Usually available for the area licensing from country regulators	Wide variations country by country. Available for unlicensed use in the United States	Available worldwide, usually as a low-cost, rapidly available light license	Spectrum freely available as technology not regulated	n/a
Guaranteed interference and regulatory protection	No	Usually	Yes	No	Yes	No	Yes
Relative cost of ownership	Very low	High	Medium	Low or medium	Medium	Low or medium	High
License, install, and commission time	Hours	Years	Weeks or months	Hours or days	Hours or days	Hours or days	Years
Relative high data rate system complexity	Medium	High	High	Low	Low	Medium	Low

§1.2 光檢測器之發展與應用

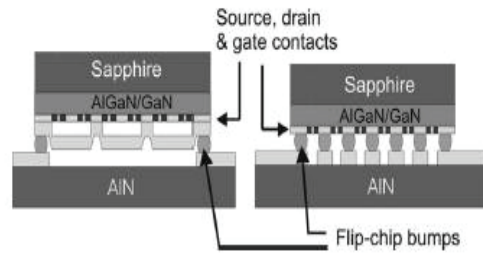
在光纖毫米波通訊系統中，高速與高功率的光檢測器扮演著重要的角色[5]，其功能是将強大的光功率轉換成高功率的毫米波功率。飽和電流一頻寬的乘積是評估高功率光檢測器運用在光纖毫米波段通訊系統中的性能一重要指標，尤其在操作頻率高達 100GHz 或更高頻時其表現更為顯著。在這如此高頻的情形下，欲使光檢測器可以進一步地提升光電元件從發射端所送出的訊號與降低毫米波功率放大器的負擔之優越性能，就如同利用光纖傳輸長距離毫米波訊號一樣仍是個挑戰[5] [6]。然而，為了要增加光檢測器的輸出飽和電流，我們可以增強輸入的光功率，並且還可以進一步地助長最大可運用之毫米波功率。因此運用在系統中之毫米波功率放大器的負擔可藉此而得到放鬆[6]。另外，要獲得光檢測器之優異高飽和電流一頻寬乘積的主要關鍵在於縮減光子吸收層主動區面積與空乏層厚度之規模。一個較薄的空乏層會有更短暫的載子傳輸時間與較高的輸出飽和電流之性能[6] [7]，可是接面電容也會隨之增加。而降低元件主動區面積雖然可以達到很高的速度表現，但是卻必須要維持住低接面電容。且隨之而來的元件熱效應[8]與高寄生電阻可能會是個所需面對的新問題，因為當主動區面積很小時（趨近於 $10 \mu\text{m}^2$ ），光檢測器的飽和電流將會受到嚴重的限制。此類的問題早已被證實可經由覆晶鍵合

(Flip-chip bonding) 技術的組合或磊晶層的轉變程序來解決[9]。在前人的深入探討研究中，我們可以發現在電元件中，例如高電子遷移率電晶體 (High electron mobility transistors, HEMTs)、異質界面場效電晶體 (Heterojunction field effect transistors, HFETs)、高功率光二極體 (High power photodiodes) 等諸如此類的高功率元件都可藉由覆晶鍵合技術讓元件承受更大的功率 (圖 1-8)，亦可改善因溫度升高所導致的熱效應，以及降低寄生電感，進而提升元件之響應度 [9][16][17]。除了縮減空乏區的厚度之外，另一方法是讓比電洞漂移速度更快的電子當成主動載子，讓電子在整個光二極體磊晶層結構中運作以縮短載子漂移時間。單載子傳輸光檢測器 (Uni-traveling-carrier photodiodes, UTC-PD) 早已被證實擁有優越的飽和電流—頻寬之乘積[5][6][10]。其擁有 170GHz 的 3-dB 頻寬和 $13 \mu\text{m}^2$ 主動區面積之最大輸出光電流 (約 14mA) [10][11]。然而對於如此高的輸出光電流，可知單載子傳輸光二極體應該需要操作在很高的反向偏壓，而此反向偏壓將會造成電子漂移速度的飽和進而限制住元件飽和電流—頻寬乘積之特性。不過，近彈道單載子傳輸光檢測器 (Near-ballistic uni-traveling-carrier photodiode, NBUTC-PD) 卻能夠克服此問題並且進一步地增加電子漂移速度[12][13]。近彈道單載子傳輸光檢測器的結構是嵌入一層額外的 p 型電荷層在 UTC-PD 的

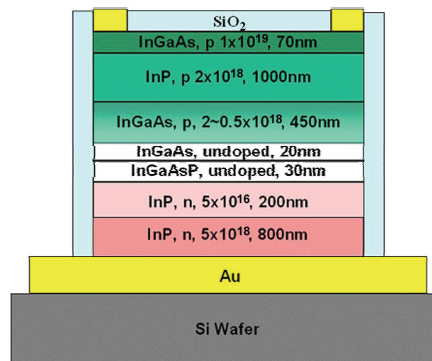
collector layer 中，意指即使操作在高偏壓與高輸出光電情況下，電子依然可以達到 overshoot drift velocity [12-14]。在先前發表過的文獻中，我們早已證實元件的量測結果去說明近彈道單載子傳輸光檢測器在 W-band 中擁有優越飽和電流－頻寬的乘積特性 (2952mA-GHz)。在這次的研究當中，我們運用一些改進的設計，包含了關於封裝的覆晶鍵合技術和一個修改為槽線 (Slot-line) 結構的近彈道單載子傳輸光檢測器，使其與同為槽線結構之被動電路覆晶鍵合。於是我們更可以證明元件在資料傳輸速率與響應度有很大的改進。利用覆晶鍵合技術可使 NBUTC-PD 獲得一個非常高的頻寬 (180GHz) 與一個很大飽和電流－頻寬乘積 ($37\text{mA} > 110\text{GHz} > 4070\text{mA-GHz}$) 的特性，此結果勝過先前發表的 UTC-PD [10][11][15] (少於 3000mA- GHz)。對於新 NBUTC-PD 覆晶鍵合結構帶來的創新結果可歸因於增加元件的主動區面積。因此縮小電流密度和減少寄生電阻，進而讓 AC 電容縮減的重要現象。



(a) 異質接面場效電晶體 (HFETs)



(b) 高電子遷移率電晶體 (HEMTs)



(c) 光二極體

圖 1-8 運用覆晶鍵合技術之高功率元件 (a) 異質接面場效電晶體 (HFETs) (b) 高電子遷移率電晶體 (HEMTs) (c) 光二極體

§1.3 光子傳輸器使用動機

近來無線區域網路 (Wireless local area networks, WLANs) 用於辦公室或是居家等室內空間的比例越來越高，使用者對於無線區域網路之低傳輸功率 (Low-transmission-power) 與高位元速率 (High-bit rate) 的需求亦日益增加。超寬頻 (Ultra-wide band, UWB) 技術或是 Impulse radio (IR) 技術可以達成上述需求。然而，這兩種技術之傳輸距離皆有其限制，因為這兩種技術所使用的短電脈衝 (Short electrical pulses) 訊號在空氣中傳輸時會造成巨大的損耗，造成傳輸距離被限制。但此種困難可以藉由結合光子技術至超寬頻或 Impulse radio 系統之中來加以克服，實踐方式是先讓訊號以光訊號形式在低損耗光纖中傳輸，如此便可以長距離傳輸，然後再將光訊號轉變成電脈衝訊號以傳輸至最後一哩 (Last mile) 的使用者端 (圖 1-2)。由文獻 [18]、[19] 可以得知光子超寬頻通訊連結 (Photonic UWB communication links) 已經被驗證是可行的，其資料傳輸速率甚至可以達到 1.5Gb/s。而對這些系統而言，扮演關鍵角色的就是積體化整合寬頻天線與高速高功率光檢測器之光子傳輸器。

另外，通常訊號經過長距離傳輸時會有失真的情形，縱使是在低損耗光纖內傳送也無法避免因色散而造成訊號的失真。而解決訊號失真的辦法 (圖 1-9) 就是將高頻載波和寬頻資料分成兩部分傳輸 [20]，

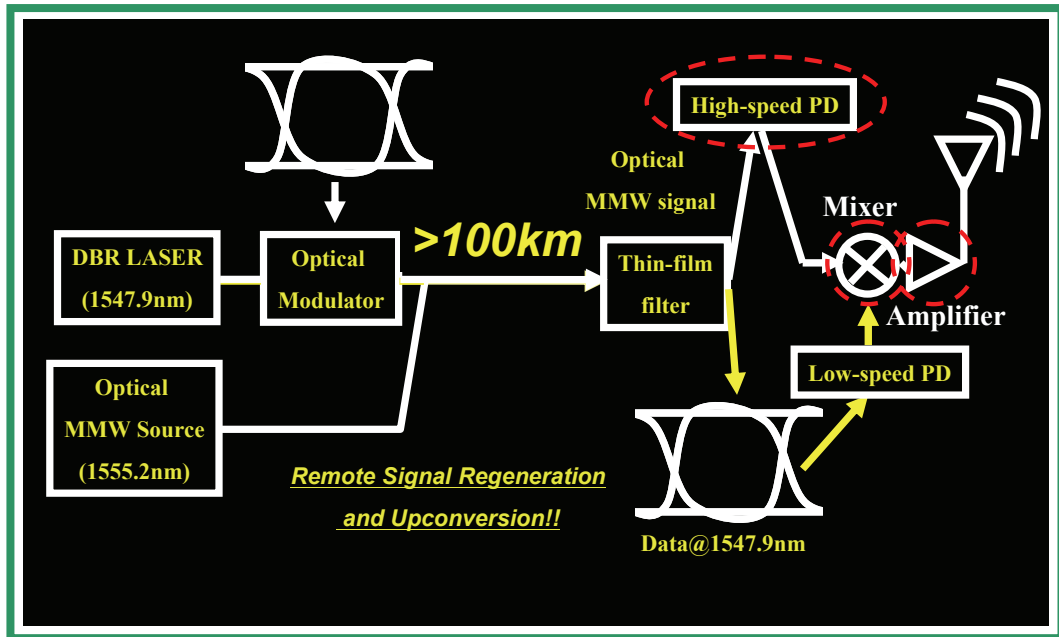


圖 1-9 解決長距離訊號失真之系統架構

等傳輸到了基地台後再用濾波器把訊號分開，寬頻資料就用低速光檢測器轉成電訊號，高頻訊號就用高速光檢測器光電轉換，然後兩組電訊號再用基地台的電訊號混頻器（Mixer）調變，接著再透過放大器將訊號放大，最後才由天線發射出去。

但是一個高速光檢測器、毫米波放大器，本地振盪器（Local oscillator, LO）以及毫米波混頻器的價格都非常昂貴。因此，為了簡化基地台系統以節省成本，那麼光檢測器的效能就顯得相當重要。利用光檢測器本身非線性的特點，可以將其當作混頻器以簡化基地台系統。而要簡化基地台系統可以使用的元件有幾種：一、傳統光檢測器，不過傳統光檢測器需將元件操作在飽和區才能達到非線性區，而元件操作在飽和區時又會受到空間電荷遮蔽效應（Space charge screening

effect) 的影響，使元件的速度與輸出功率下降；二、異質接面光電晶體 (Heterojunction phototransistor, HPT)，HPT雖然有很高的內部增益，但其頻率響應Roll-off快，假如要傳送高頻訊號會容易失真 [21]；三、致電吸收調制器 (Electron absorption modulator, EAM)，就元件特性而言，它比光檢測器有更多的功能性，但在磊晶層的設計主要是以量子井為主，若直接拿來當光檢測器使用，在速度和響應度都無法像光檢測器一樣，並且要做升頻 (Up-conversion) 實驗需要外加半導體光放大器 (Semiconductor optical amplifier, SOA) 來作為混光元件；四、非線性光檢測器，此處非線性指的不是Square's law，而是表示輸入的光強度對應輸出電功率的非線性。非線性光檢測器在響應度與速度方面都有不錯的表現。

由1-2節可知此次實驗所使用的近彈道單載子傳輸光檢測器皆符合上述系統之需求，因為當近彈道單載子傳輸光檢測器操作在逆向偏壓時，若逆偏不夠小於-1V時，元件的輸出電訊號就和雜訊大小差不多，而外加逆偏至-3V以下時，元件就有明顯的輸出電訊號，如此就有主動開關 (Active switching) 電訊號的混頻功能 [22]，所以就可以不必外加混頻器。此外，近彈道單載子傳輸光檢測器於先前研究時就已朝向高速光檢測器為設計目標，而且其輸出功率與傳統單載子傳輸光檢測器加上HEMT放大器後的輸出功率 [23] 不分軒輊。所以在基

地台系統上採用近彈道單載子傳輸光檢測器為主動元件即可省略高速光檢測器，毫米波混頻器以及放大器，如此一來既可簡化系統亦可節省成本。且我們的近彈道單載子傳輸光檢測器操作在逆偏之下依舊擁有相當好的非線性度。再運用電場對電子漂移速度之非線性，以及外加逆向偏壓使近彈道單載子傳輸光檢測器操作在彈道傳輸與飽和區之間，來達到我們所需的非線性特性。且再搭配光子傳輸器只傳輸W頻段訊號之特性，即可達成加強元件於W頻段下的高功率輸出。



S1.4 高增益天線技術簡述

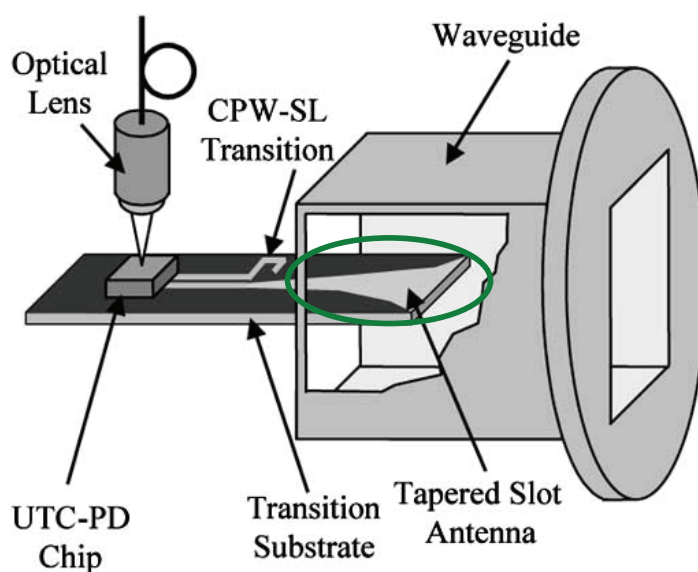


圖 1-10 用於光子傳輸器的漸進式開槽天線示意圖[24]



圖 1-11 透鏡天線[25]

由於毫米波頻段下，天線輻射直進性相當高，接收區域亦相對狹窄，此時就必須仰賴不同的天線技術，如「點對點無線連結系統」需提供定點間專用數據傳輸，而且為了降低使用功率以及避免干擾，通

常會使用高增益的天線與平面電路系統整合。此次我們是將光子傳輸器設計於 W 頻段，適用於短距離高功率傳輸（如室內無線通訊系統架設），故在設計上亦需選取一高指向性天線於系統前端作為整合與運用。

就高增益天線而言，可選取之天線相當多樣化，包括漸進式開槽天線（Tapered slot antenna）（圖 1-10）、透鏡天線（Lens antenna）（圖 1-11）、陣列天線（Array antenna）、八木宇田天線（Yagi-Uda antenna）以及號角天線（Horn antenna）...等，以下分別敘述之。

漸進式開槽天線即為日本 NTT 在研究資料傳輸時所使用的天線（圖 1-10）[24]，由於漸進式開槽天線在毫米波頻段下對於基板厚度相當敏感，當基板越厚時，基板所儲存之能量也會越多，此意謂製程所使用基板不可太厚，否則表面波將對天線之輻射場型產生嚴重影響。

在毫米波頻段中使用漸進式開槽天線，若天線設計未經妥善處理，將會使得輻射場型不再集中於一點，反而有可能會使輻射主束（Main beam）分裂，而且漸進式開槽天線原理乃採用緩阻抗匹配，設計上必須以漸進方式將開口擴大至半波長以上，所以會使得整體光子傳輸器的面積過於龐大，因此我們未採用此種天線。

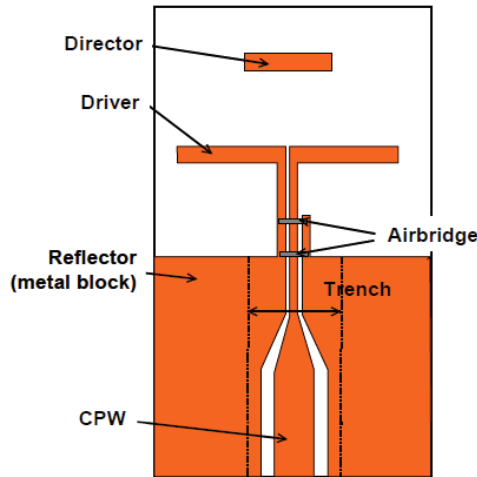


圖 1-12 八木宇田天線[26]

透鏡天線則亦屬於高增益天線，其可將輻射能量聚焦於一點，再將能量送出，但由於透鏡天線之體積過於龐大，在毫米波頻段下甚至較主動原件大上數萬倍，所以積體化困難，其次為造價昂貴，不符系統成本，故不予選取。

陣列天線設計時，採用多個單一相同天線恰當排列，在遠場中將功率合併，雖然可使得整體天線增益增加，但如此一來，整體天線面積一樣會變得太龐大，不符合製程趨勢。

在進行多番比較與考量下，此次系統是選取與號角天線(圖 1-13)結合之功率計波導 (WR-10) 作為整合與應用，由於號角天線之饋入端為一波導管架構，必須引入一平面電路與波導管轉接器作為銜接。所以做法是採用準八木宇田天線 (圖 1-12) [26] 作為波導管激發源，因為與上述天線相比，準八木宇田天線尺寸可以做得比較小，在模擬與製程上也較容易實現，並且相當適用於積體化。

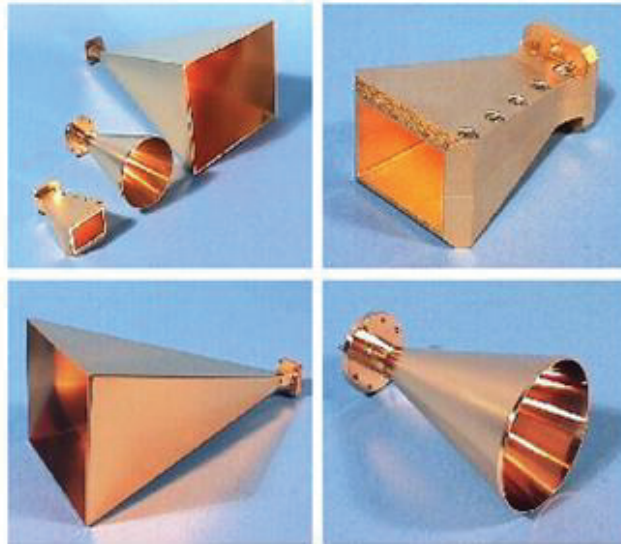


圖 1-13 號角天線

傳統八木宇田天線為了使得指向性上升，必須加上多個 director 引導天線之 H 平面更加集中 (End-fire)，使得增益上升。然而此次設計純粹為一波導管與平面電路轉接器，因此不需如傳統設計上加入 director 亦可將電磁能量耦合至矩形波導管中，如此既可使得轉接器最佳化時間大幅縮減，在製程上也更易實現。

§1.5 覆晶鍵合技術之發展趨勢

由於科技的進步與節約能源意識逐漸受到重視，現今電子產品正走向輕薄短小、元件功能增加、I/O 接點腳數亦增加發展之趨勢，以銅導線為基礎的傳統架構無法已滿足電性上的要求且面積太大，而且打線技術縮小線距會讓耦合或串音（Crosstalk）情形更為嚴重（圖 1-14），故打線技術只適用於低階或低單價的產品，為避免如同打線技術之缺點，因此才有覆晶鍵合技術之產生。覆晶鍵合技術的起源自 1969 年，由 IBM 應用在 system/360 之 4C（Controlled collapse chip connection）的銲錫技術中，日本 IBM 首先採用塑膠基板取代過去所用的陶瓷基板，這重大的材料突破讓覆晶封裝推進一步，開啟了覆晶鍵合技術的概念進而從國防通訊特殊領域拓展到科技產業之 CPU、晶片組部分。此一技術的發展，主要是基於結構和功能因素的考量，因為許多高階、高速電子產品，皆需同時具備高 I/O 接點腳數、良好的電器性能、高度可靠度、有效的熱傳導、低廉的成本、輕巧型體積等條件。覆晶鍵合技術（圖 1-15）是一種將元件翻轉後，以面朝下的方式與承載基板上的銲錫凸塊進行高溫加熱結合的技術。元件與承載基板間形狀與位置都必須要匹配，這樣才能將元件上的金屬墊與承載基板的銲錫凸塊做精準的接合。

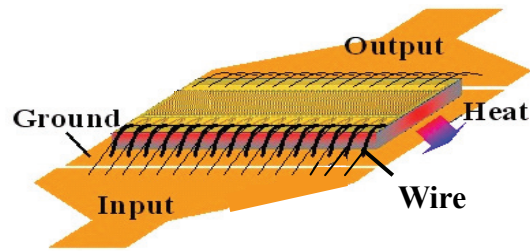


圖 1-14 利用銅導線的打線技術

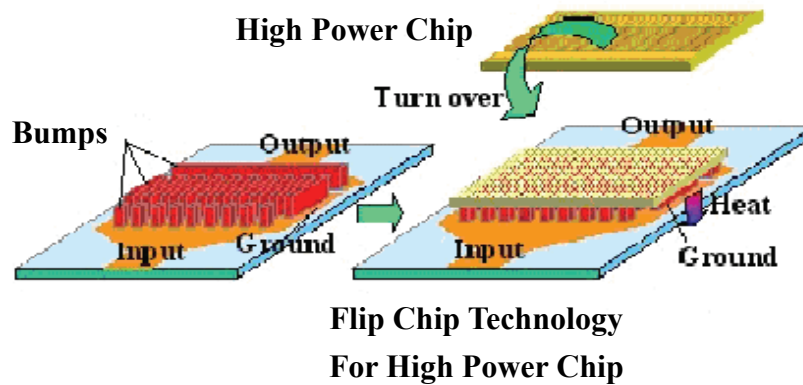


圖 1-15 利用凸塊的覆晶鍵合技術

覆晶鍵合技術與傳統打線方式有結構上的變革，最大不同在於傳統打線採用銅線，當作與導線架的連接導線；覆晶鍵合技術則是採用錫錫凸塊當作與承載基板的連接點。因此，採用覆晶鍵合技術不僅可明顯縮小積體電路（Integrated circuit, IC）尺寸以符合行動資訊產品對高密度積體空間的需求，而且在電器特性規格上，也因 IC 可以最短的電路路徑，透過凸塊直接與電路板連結，故可大幅提昇資料傳輸速度，並且有效降低雜訊干擾機率。覆晶鍵合技術是以凸塊（Bumping）或錫球（Ball Mount）直接與承載基板相連，由於不需

要中介層 (Interposer)、填充物 (Under-fill) 與導線架，並省略黏晶、打線等製程，充分地滿足兼顧成本考量與精巧型設計導向的晶片封裝需求。關於承載基板的選擇，因覆晶鍵合技術其一目的是想有效地降低元件運作在高功率時衍生的熱效應問題，因此承載基板之熱導係數即成為首要考量因素，常見基板之熱導係數如下表所示。由上述考量，本次實驗我們採用氮化鋁 (AlN) 基板來製作被動電路。

表 1-2 各式基板材料的熱導係數

Material	Thermal conductivity [W/m.K]
GaN	160
Sapphire	35
SiC	400
Au	310
AlN	180
Solder bumps	50

§1.6 論文動機與架構

在本論文中我們將著重於光檢測器與光子傳輸器之結構設計、模擬與製備流程之說明與探討，藉由結構上的設計與模擬，達成符合W頻段規範之光子傳輸器，且兼具超寬頻、及高輸出功率之特性。如果光檢測器本身輸出的功率就夠大，那就不需要利用到前極放大器電路，只需要使用一個簡單的負載電阻即可。本論文主要是以磷化銦（InP）磊晶基板製作近彈道單載子傳輸光檢測器，利用覆晶鍵合（Flip-chip bonding）技術，結合氮化鋁（AlN）基板的光子傳輸器，希望透過近彈道單載子傳輸光檢測器之特性與光子傳輸器的結合，達到射頻光纖通訊系統簡化進而符合成本效益。

本論文共分為五章，第一章為緒論；第二章是對近彈道單載子傳輸光檢測器與光子傳輸器設計原理作介紹；第三章為光檢測器與光子傳輸器的製程流程，以及覆晶鍵合技術實做介紹；第四章為光子傳輸器量測結果討論；第五章是本論文的結論與未來研究方向。

第二章

高功率超寬頻光子傳輸器設計原理

在本章中，我們將先介紹傳統 P-I-N 光檢測器與單載子傳輸光檢測器之原理以及兩種元件所會面臨的問題，然後接著討論改進單載子傳輸光檢測器缺失之近彈道單載子傳輸光檢測器。說明完主動元件的設計與工作原理後，最後再討論被動電路—光子傳輸器之設計原理。

§2.1 傳統 P-I-N 光檢測器工作原理

傳統的 P-I-N 光檢測器是在 p 型區域和 n 型區域之間插入一層本徵區域當作吸收層使用（圖 2-1），其本徵層寬度比一個正常的 pn 接面的空乏電荷區域寬度大非常多，假設我們外加偏壓在二極體兩邊，則空乏區主要會往濃度較低的一邊延伸，因此如果我們外加一個逆向偏壓在 P-I-N 光檢測器，由於本徵區域內自由載子濃度非常低，故在很低的逆向偏壓下，空間電荷區域便會完全延伸至整個本徵區域[27]。使得傳統 P-I-N 光檢測器在設計功率和頻寬上有很大抵觸（Trade-off）。為了要讓元件有高的速度，在結構設計上必須將本徵區做薄；然而若考慮要擁有較高的響應度或是量子效率，則需要將本徵區盡量做厚，但響應度與頻寬均為評斷光檢測器好壞的標準，因此

這是傳統P-I-N光檢測器在設計上所不可避免的一個嚴重抵觸[28]。

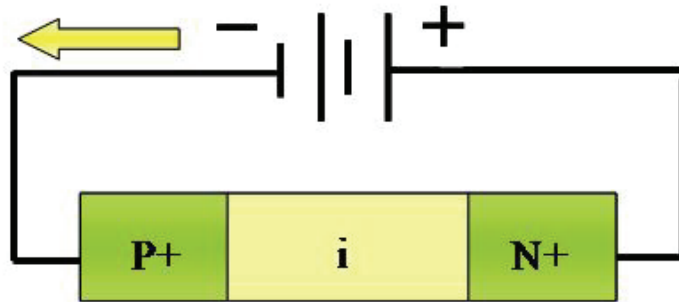


圖 2-1 傳統 P-I-N 光檢測器結構圖

由於P-I-N光檢測器並沒有內部的光增益，因此其最大的內部光增益為100%。除此之外，傳統P-I-N光檢測器的速度表現主要受限於傳輸時間效應及電路參數[27]。在空乏區內的傳輸時間是由本徵區域寬度及載子傳輸速度來決定。在本徵區域內，載子是以漂移速度進行傳輸，因此決定載子於本徵區內的傳輸時間主要還是本徵區域寬度；在p型與n型區域內，載子是以擴散的方式來傳輸，由於擴散速度遠較漂移速度來得慢，此區域的傳輸時間通常會造成傳統P-I-N光檢測器響應速度的降低。另一個影響頻寬的因素為電路參數即P-I-N光檢測器的元件電容，而此限制因素可透過縮小元件的尺寸來克服[27]。除了上述的缺點之外，一般傳統P-I-N光檢測器存在一個最嚴重的問題—在高光功率照射操作下，傳統P-I-N光檢測器會因為外加電場被內部光激發載子所感應的空間電場遮蔽效應（Space-charge screening effect），造成速度表現變差和輸出電功率無法上升的缺點。

S2.2 單載子傳輸光檢測器工作原理

傳統的P-I-N光檢測器吸光層是設計在本徵區域吸光，由於本徵區吸光後會產生電子電洞對，並且因為電場的關係使得電洞向p型區域漂移而電子向n型區域漂移，但考慮到電洞速度遠慢於電子速度，導致電洞會容易累積在本徵區域，形成電場遮蔽效應，導致內部電場變小，所以載子排出速度變慢，影響到輸出功率。我們可以由公式(2.1)中得知，最大輸出電流的大小和載子速度是呈現正比的關係。由於電洞速度較慢，所以傳統P-I-N光檢測器的特性表現都需考慮到電洞速度的問題。

$$J_{Max} \cong \frac{(V_{bias} + \phi)\epsilon V_{carrier}}{D^2} \dots\dots\dots(2.1)$$

單載子傳輸光檢測器 (Uni-traveling-carrier photodiode, UTC-PD) 之本徵層是由一個p型窄能帶之吸光層以及一非摻雜或一層n型輕摻雜寬能帶之Collector layer所構成，由於在p型摻雜區吸光後產生電子電洞對，電洞在p型摻雜區中屬於多數載子，所以電洞可以很快的弛張到接觸金屬上，因此在單載子傳輸光檢測器中，電子是唯一的工作電荷，並且由電子的傳輸時間來決定單載子傳輸光檢測器的延遲時間，這和傳統P-I-N光檢測器中電子電洞均為工作電荷的情況相比是非常不同的。由公式 2.1 可以看出由於單載子傳輸光檢測器的載子速度是由電子所主導，和傳統P-I-N光檢測器是由電洞所主導有明顯

的不同，所以單載子傳輸光檢測器會擁有比傳統P-I-N光檢測器更大的最大輸出電流。另外，單載子傳輸光檢測器所形成的空間電荷遮蔽效應也和傳統P-I-N光檢測器有明顯的不同（圖2-2）[29]。

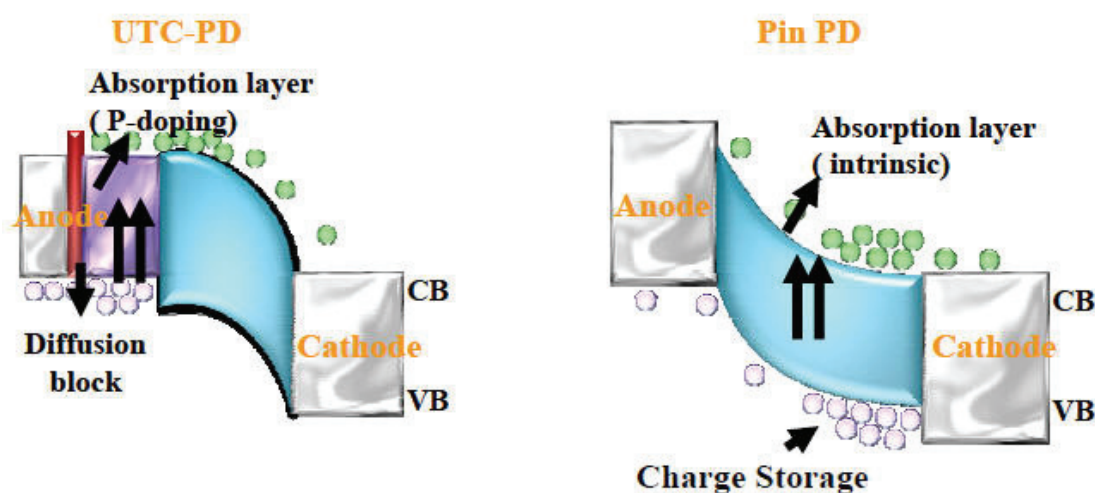


圖 2-2 單載子傳輸光檢測器與傳統 P-I-N 光檢測器空間電荷遮蔽效應

在單載子傳輸光檢測器中由電子決定元件表現的特性，讓電子速度較電洞速度快的特點得到完全發揮，此項基本特性使單載子傳輸光檢測器在響應度與速度的表現上擁有驚人的成果，且同時擁有了超高的輸出飽和電流與高速的表現。在單載子傳輸光檢測器設計上，由於 p 型吸光層的出現，使得我們可以分開決定 p 型吸光層厚度及本徵層厚度，讓元件在頻寬與響應度上都有很好的表現，而不再需要考慮傳統 P-I-N 光檢測器在響應度與頻寬上的設計抵觸。實踐方式是將傳統 P-I-N 光檢測器中之吸光區域，從本徵層轉移到 p 型摻雜層，並將原本之本徵層取代為不吸光之磷化銦（InP）材料。此種結構不但解決

了空間電場遮蔽效應，也減緩了傳統 P-I-N 結構中因電洞累積所造成之飽和現象，更讓單載子傳輸光檢測器擁有相當傑出的 3-dB 頻寬與輸出飽和電流。不過，單載子傳輸光檢測器在實際使用上仍存在一些問題（圖 2-3），就是單載子傳輸光檢測器需在低偏壓下才能發揮彈道傳輸的效果，然而在低偏壓操作下外部的負載電阻效應將會主導元件的功率表現，因此當高功率產生時，大量的光電流將流經負載電阻並形成與元件偏壓極性相反之電場。所以為了得到高的功率表現，一般會將單載子傳輸光檢測器元件操作在較高的偏壓下，但此舉卻需犧牲載子的飄移速度[30]。

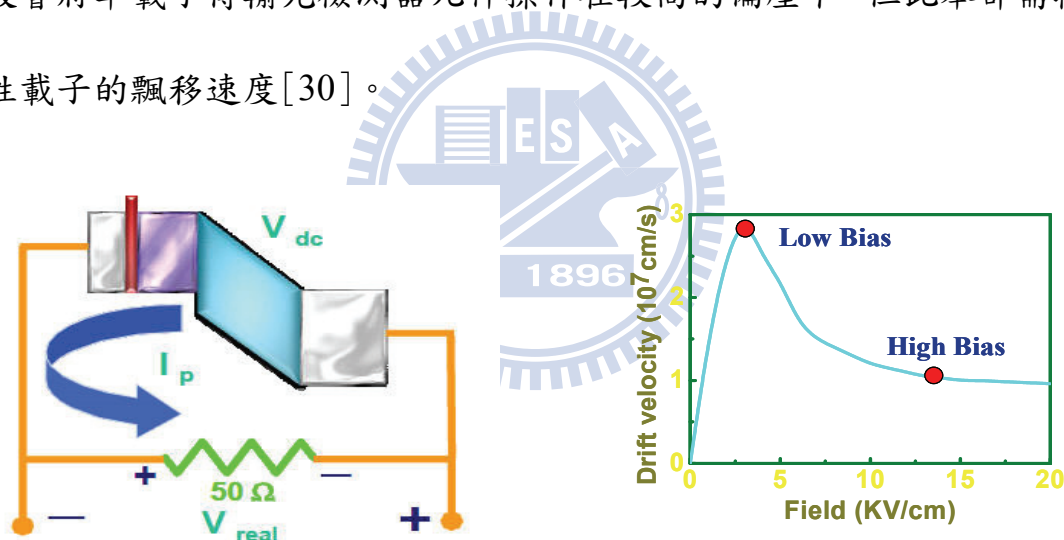


圖 2-3 單載子傳輸光檢測器之實際操作與內部載子速度示意圖

此外，如圖2-3所示，當單載子傳輸光檢測器操作在極高功率下時，在原本的未摻雜層將會出現電流阻斷（Current blocking）的效應，使得電子開始累積在能帶的邊緣，元件因而產生飽和及速度降低的現

象。因此為了解決這個問題最直接的方法即是在其中加入n型之摻雜，藉以提高其功率表現，然而如此卻會犧牲崩潰電壓，因此崩潰電壓與輸出功率在該層之摻雜上仍存在著設計上的抵觸。

因單位體積所貢獻的飽和電功率及最大電流為一定值，所以在幾何尺寸上大的元件必然會有較高的功率及效率表現，但是大體積元件的速度表現卻會嚴重受制於電阻電容之RC延遲時間。雖然單載子傳輸光檢測器能成功提升功率與頻寬的乘積，但是其功率/效率與頻寬在面積上仍存在上述之設計抵觸。



S2.3 近彈道單載子傳輸光檢測器之磊晶層設計

本節所提之近彈道單載子傳輸光檢測器為本論文之重點，亦為我們所提出之一種新穎的元件結構。此結構的不同就是針對在單載子傳輸光檢測器結構中最常見的缺點提出一種新的磊晶層結構。透過此近彈道單載子傳輸光檢測器的實現，我們解決了傳統單載子傳輸光檢測器的載子傳輸時間因為大的外加偏壓而速度變慢之缺點，進而解決外部電場遮蔽效應與載子傳輸速度在偏壓上的抵觸。此外，因光產生之電子是以彈道傳輸速度穿越collector layer，因此元件仍然可以在大面積下擁有極高的功率表現而不犧牲速度。近彈道單載子傳輸光檢測器之能帶示意圖如圖2-4所示，實踐方法是於傳統單載子傳輸光檢測器中的collector layer後端加入一平面p型摻雜之electric field suffer layer [31]。磊晶層結構如表2-1所示。透過上述的磊晶層設計可以讓近彈道傳輸單載子光檢測器有三項優點。其一、可將大部分原本跨在collector layer上的電場，轉移到electric field suffer layer的兩端，讓少部分的電場落在collector layer，當電子在其中漂移時，大部分的時間都以彈道速度（Collector layer）傳輸，只有極少部分的時間以低速度（Electric field suffer layer）傳輸，此種設計可使元件在高偏壓下仍然有彈道傳輸的效果，而不會有上述之外部電場遮蔽效應[32]；其二、加入漸變之n型摻雜於collector layer中可使其中電場分布更為均勻，

使載子以大致相同之速度在其中傳輸；其三、因載子具有彈道傳輸速度，故可以加厚collector layer以降低RC頻寬限制，而不會犧牲傳輸時間之限制。

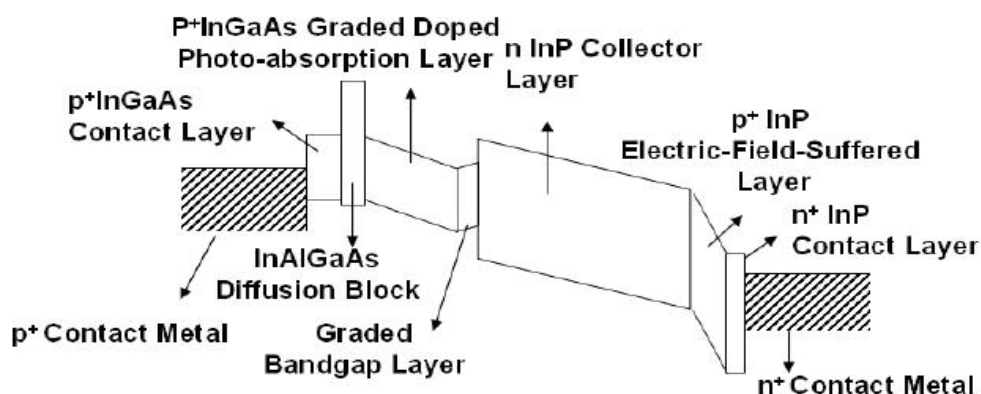


圖 2-4 近彈道單載子傳輸光檢測器之能帶圖

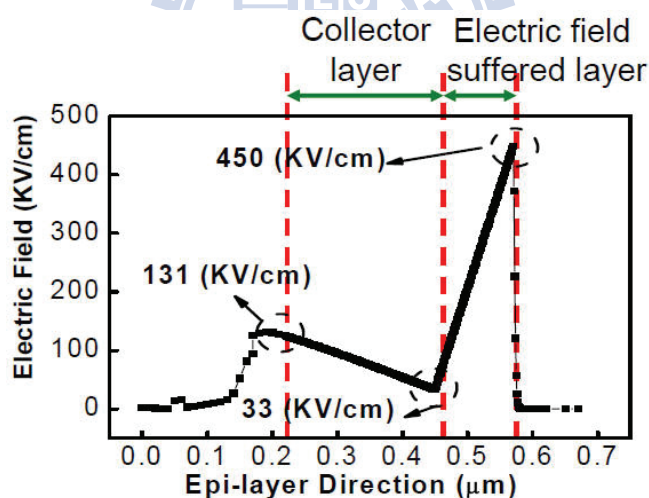


圖 2-5 電場在磊晶層之分佈

圖2-5為利用MEDICI模擬軟體所模擬之元件電場圖，可發現在此結構中只有少部分電場均勻地落在collector layer上（130KV/cm~33 KV/cm），且在electric-field-suffered layer中的電場不超過500KV/cm之臨界崩潰電場。

表 2-1 近彈道單載子傳輸光檢測器之磊晶結構

P-contact layer (Graded bandgap structure)	$In_x Ga_{1-x} As$	0.1 μ m	P^+ type doping (Be) $5 * 10^{19}$ (as high as possible)
Diffusion block	$In_{0.52} Al_{0.29} Ga_{0.19} As$	0.02 μ m	P^+ type doping= $2 * 10^{18}$
Absorption layer	$In_{0.53} Ga_{0.47} As$	0.15 μ m	P type doping Top: $1 * 10^{19}$ Bottom: $2.5 * 10^{17}$
Graded band-gap layer	$In_{0.52} Al_{0.04} Ga_{0.44} As(top) \sim$ $In_{0.52} Al_{0.18} Ga_{0.3} As(bottom)$	0.02 μ m	N type doping $2 * 10^{16}$
Collector layer	InP	0.28 μ m	N type doping Top: $2 * 10^{16}$ Bottom: $3 * 10^{16}$
Graded band-gap layer	$In_{0.52} Al_{0.18} Ga_{0.3} As(top) \sim$ $In_{0.52} Al_{0.48} As(bottom)$	0.02 μ m	Un-dope
Electric field suffer layer	$In_{0.52} Al_{0.48} As$	0.09 μ m	P type doping $1 * 10^{17}$
N-contact layer	InP	0.5 μ m	N^+ type doping $> 1 * 10^{19}$ (as high as possible)
Etching stop layer-2(back-side)	$In_{0.76} Ga_{0.24} As_{0.5} P_{0.5}$	0.1 μ m	Un-dope
Substrate	InP		Semi-insulate(S.I)

§2.4 光子傳輸器設計原理

說明完近彈道單載子傳輸光檢測器設計原理後，本節討論重點為光子傳輸器的設計原理。初步設計概念是將光子傳輸器分成三個部分個別模擬，最後再組合在一起。因為每個部分在單獨模擬時結果都有達到預期所需，但是組合在一起後整體頻率響應卻會差異甚大，所以組合後仍需經過數次結構調整。最後微調後所得之光子傳輸器的結構即如圖 2-6 所示，以下分別用甲，乙，丙來表示三個部分。其中甲部分稱為轉接器 (Transition)，乙部分是帶通濾波器 (Band-pass filter)，丙部分則為射頻箍流器 (Radio-frequency choke, RF choke)。另外紅色圓圈部分是要饋入 WR-10 號角天線波導的距離記號，而淺藍色部分則是近彈道單載子傳輸光檢測器。以下將分別論述三個部分之設計原理。

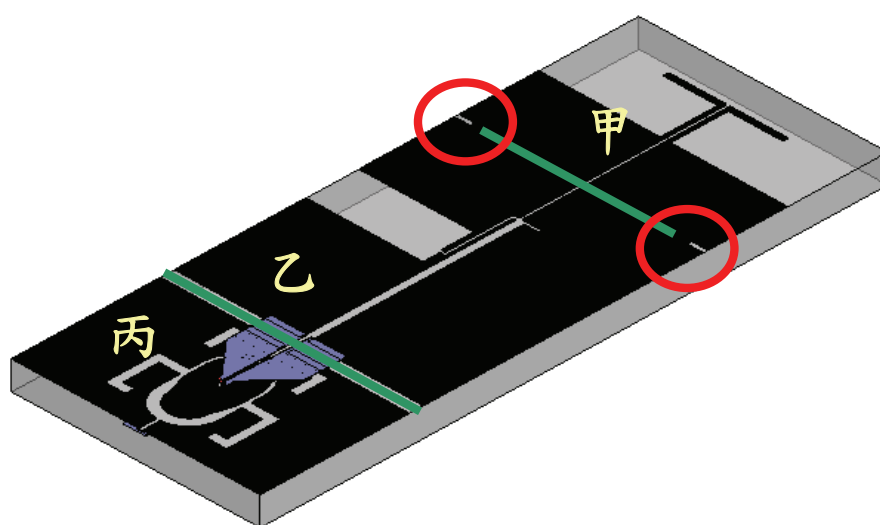


圖 2-6 光子傳輸器立體結構示意圖

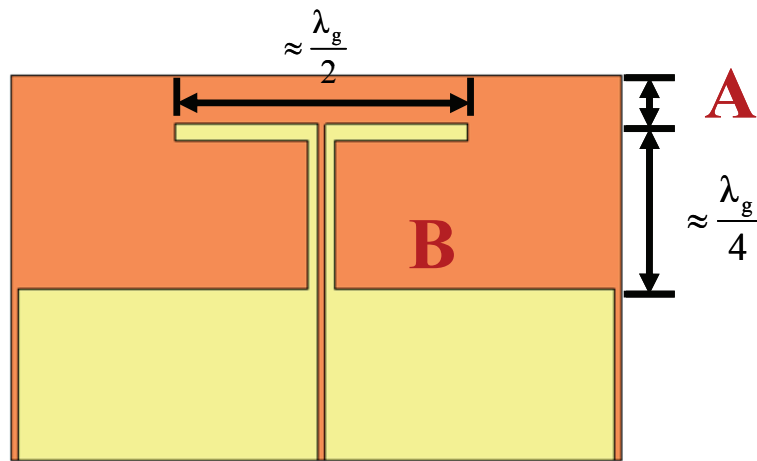


圖 2-7 光子傳輸器之轉接器俯視結構圖

首先論述甲部分，如圖 2-7 所示，甲部分是由準八木宇田天線 (Quasi-Yagi Uda antenna) 與槽線 (Slot-line) 的組合，由於此次 NBUTC-PD 與被動電路全部採用槽線設計，故不必在輸出處外加共平面波導—槽線轉接器 (CPW-to-SL transition)。為方便論述，以下將準八木宇田天線處稱為 A，而天線連接處的金屬端稱為 B。A 段稱為 Driver，B 稱為 Reflector，如果只單看 A 與 B 部分，就單純只是天線，但若加上波導，整體就是轉接器。由於 Driver 會產生一個偶極天線輻射場，而 B 的作用就是將 A 產生的 H 平面反射至 A 方向，如此在轉接器的場 (Field) 才會往天線端輻射出去，而為了將場完全從 B 反射出去，那麼 A 到 B 的距離就非常重要，因此我們必須透過 HFSS 程式來模擬在各種距離之間的最佳距離。

將訊號注入後，Driver 會產生如圖 2-8 的電流，雖然天線在直流狀況下是開路 (Open circuit)，但在特定頻率下，對於交流狀況而言

卻會是導通的，電流走向會如此是由於偶極天線（Dipole antenna）的電場分佈；而電場最強的位置會在天線的中央。

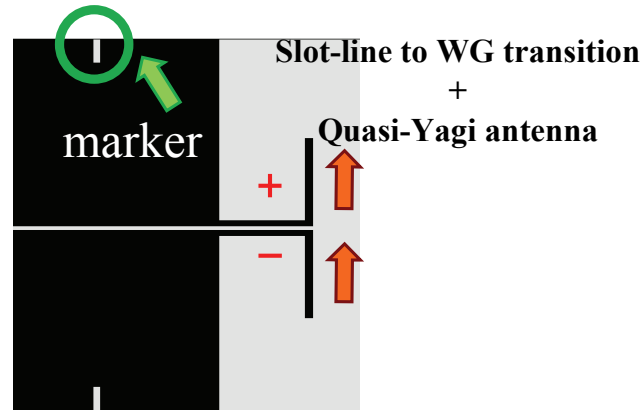


圖 2-8 電流在轉接器中的走向

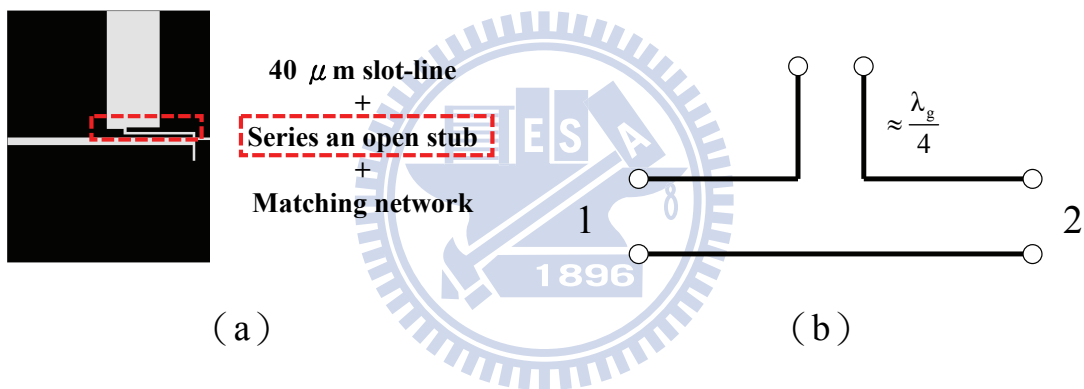


圖 2-9 (a) 帶通濾波器結構俯視圖 (b) 帶通濾波器等效電路

再來是討論帶通濾波器（乙部分）之設計原理，如圖 2-9 (a) 所示，淺灰色處為製程上沒有金屬的部分，而紅色虛線框處的结构稱為「串聯開路殘段」(Open stub)，其等效電路如圖 2-9 (b) 所示。在此 λ_g 表示的是 Guided wavelength，因為 $\frac{\lambda_g}{4}$ 反比於 f_0 ，所以在不同頻率下， λ_g 的長度就會不一樣，因此我們將「串聯開路殘段」長度設計於 W 頻段之中心頻率 (92.5 GHz)，並指定其長度為 $\frac{\lambda_g}{4}$ ，使其於共振時形成一短路，而使得能量通過。於是加入帶通濾波器後，便可以

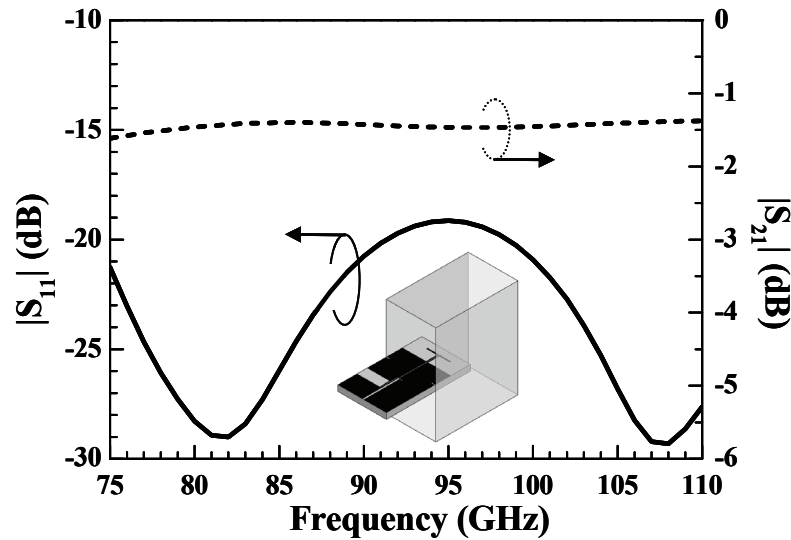


圖 2-10 轉接器與帶通濾波器串接後頻率響應模擬結果

輕易地將光電響應（Optical-to-electrical frequency response，O-E response）與偏壓調變個別獨立，而不會使中高频訊號互相干擾。

甲、乙兩部分設計完成後，需將兩者整合在一起並觀察頻率響應是否有達到要求，圖 2-10 即為「平面電路與波導管（WR-10）轉接器」與「帶通濾波器」串接之頻率響應模擬結果，由頻率響應模擬可明顯看出「反射損耗」 $|S_{11}|$ 均低於-18dB，且考慮金屬以及介質均為非理想材質後之「穿透損耗」 $|S_{21}|$ 亦高於-1.5dB，由模擬結果(圖 2-10)可知轉接器與帶通濾波器之串接組合有符合設計需求。

接著論述丙部分射頻籓流器的設計理念，結構見圖 2-11。射頻籓流器主要功能就是在特定頻率下讓電路成為射頻開路。故設計目標是欲使經過光檢測器光電轉換後之電訊號只會往準八木宇田天線端輸出，而不會往 IF 端輸出。倘若射頻籓流器設計不妥善，那麼 W 頻段

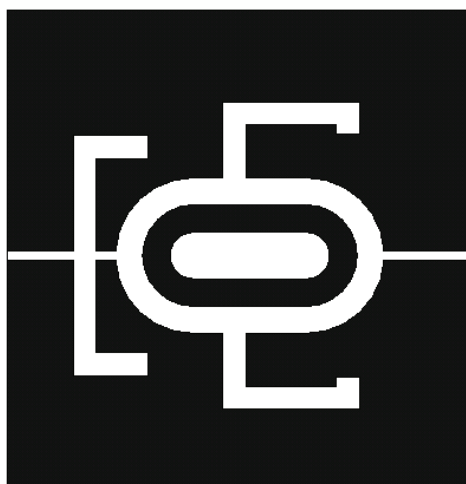


圖 2-11 射頻箍流器之模擬模型俯視圖

電訊號將會有部分輸出至 IF 訊號端，此將造成功率額外的損失。故為了阻擋此功率洩溢，於此引入一帶止濾波器等效電路，並以實際平面傳輸線將其實現。

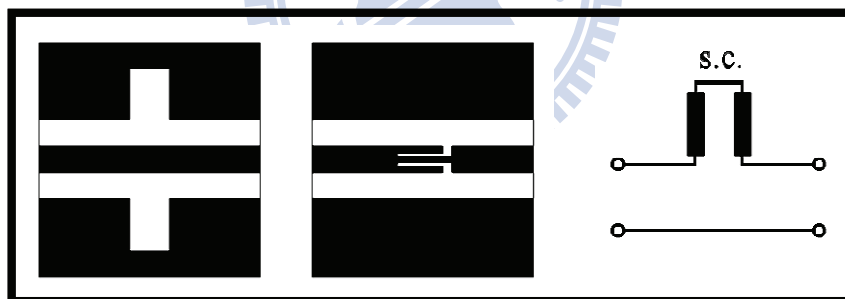


圖 2-12 共平面波導串聯短路殘段製程圖騰與等效電路

通常共平面波導型式之帶止濾波器可使用「串聯短路殘段」（圖 2-12）或「並聯開路殘段」（圖 2-13）實現，圖中 s 代表短路（Short circuit），o 則代表開路（Open circuit）。於四分之波長共振時，串聯短路殘段為開路型式；反之，並聯開路殘段則為短路型式。由於設

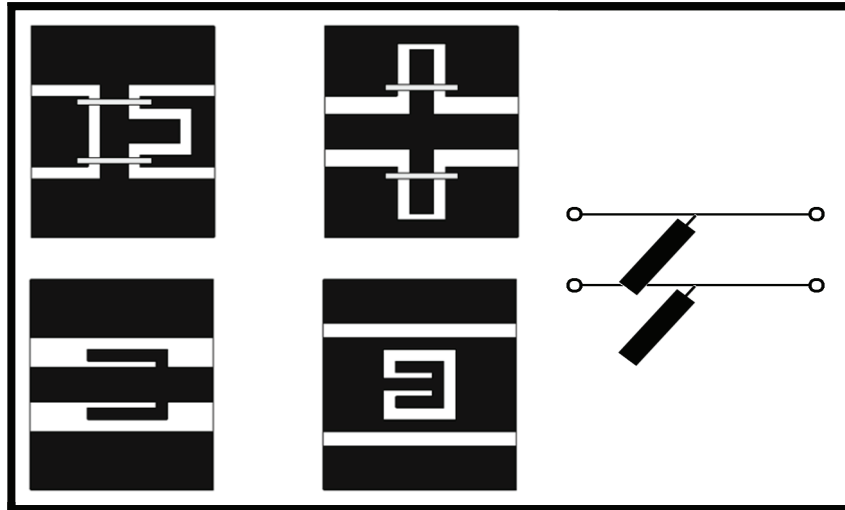
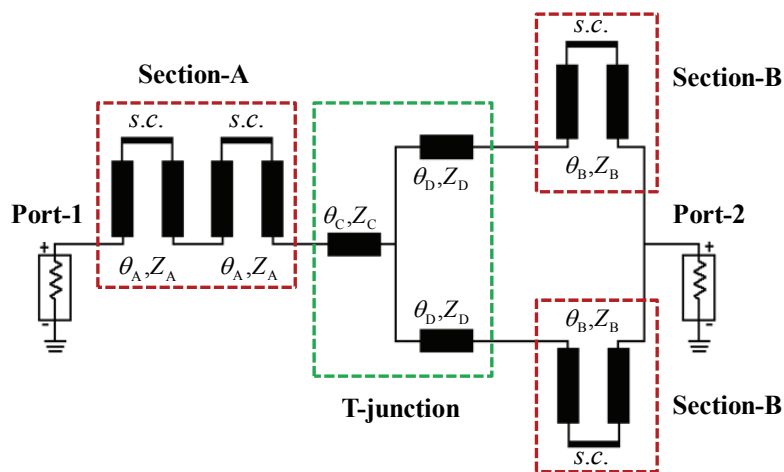


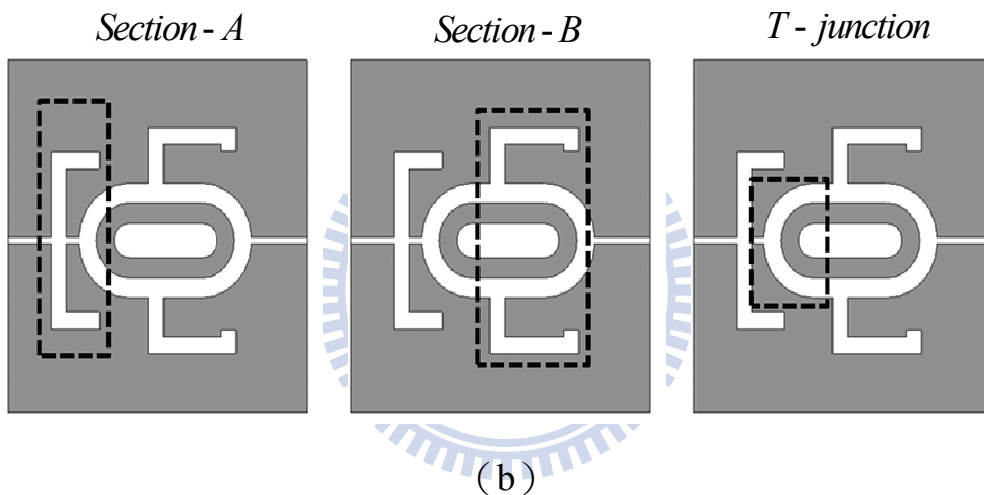
圖 2-13 共平面波導並聯開路殘段製程圖騰與等效電路

計射頻箍流器需使一端之輸入阻抗為開路，所以串聯短路殘段是最直接的選擇，因為若選擇並聯開路殘段，雖然在低頻時亦可使直流與較低頻段的訊號通過，但於高頻時必須在共振器前端再加入 90° 相位，才可使短路型式修正為開路，如此不僅會使電路面積上升，而且帶止效果也未必會比串聯短路殘段寬頻，故此次設計射頻箍流器是選取串聯短路殘段型式。

射頻箍流器設計原理可由等效電路說明之，由圖 2-14 (a) 可知 Section-A 是一串聯的形式，當串聯一個四分之一波長短路殘段時，經過四分之一波長後將形成開路型式，因此 W 頻段訊號就無法通過。至於 Section-A 串聯兩段四分之一波長短路殘段是為了使整體射頻箍流器對稱，若只設計一段亦會有截止頻帶的效果。



(a)



(b)

圖 2-14 (a) 射頻箍流器等效電路 (b) 射頻箍流器之製程圖騰與等
效電路對應圖

而一個四分之波長短路殘段不管阻抗多大，它在共振時皆會造成一零點 (Zero)，且不同長度之短路殘段會造成不同頻率之零點。由於吾人欲使射頻箍流器將 W 頻段傳輸功率壓抑在 -20dB 以下，若只設計一個零點是無法完成涵蓋整個 W 頻段的帶止濾波器，因此才需加入 Section-B，即採用兩個零點的設計 (圖 2-15) 以完成上述目的。

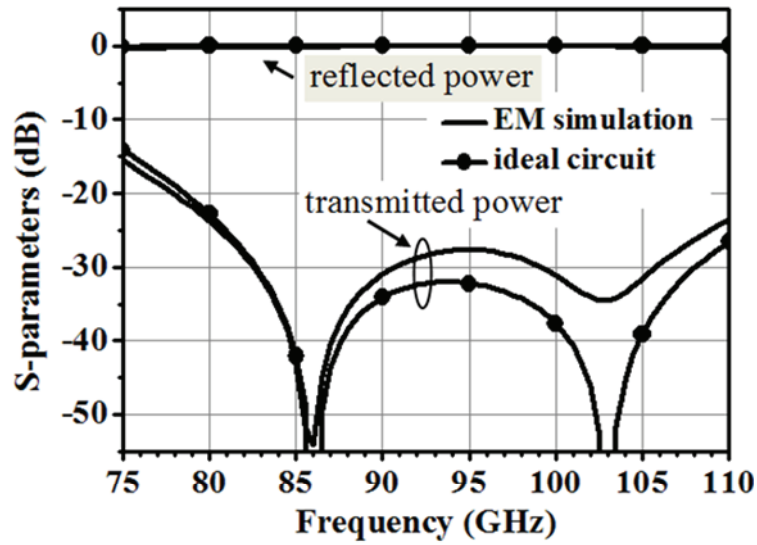


圖 2-15 射頻箍流器的頻率響應

故由圖 2-14 (b) 可以發現 Section-A 與 Section-B 的四分之波長短路殘段長度是不一樣的，Section-B 部分比較長，所以對應於低頻 86GHz 的零點；同理，Section-A 則是對應於高頻 103GHz 的零點。

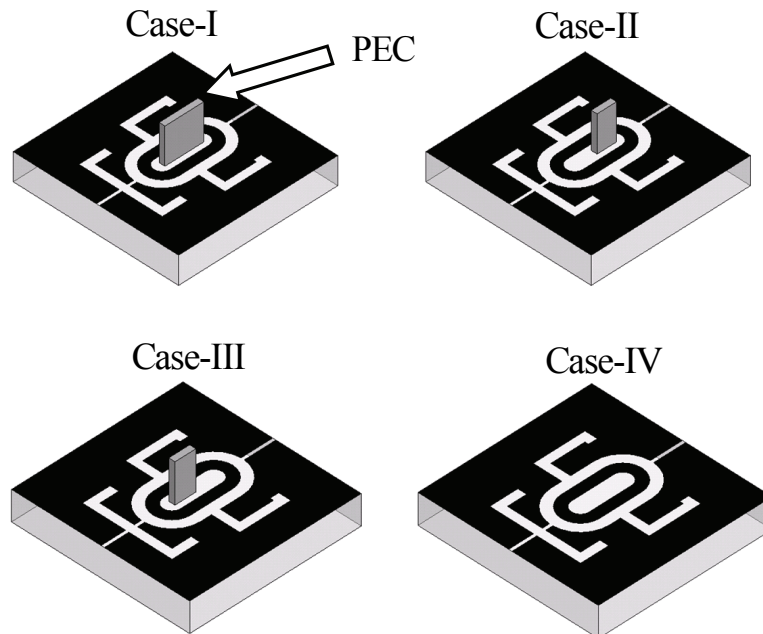


圖 2-16 散熱柱位置示意圖

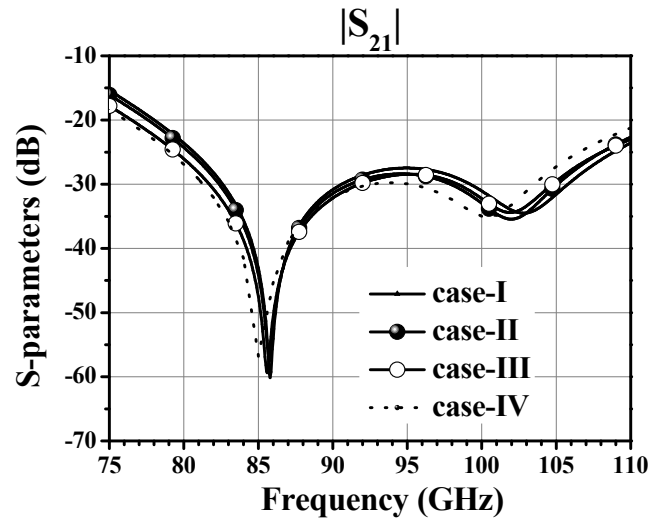


圖 2-17 散熱柱位置對於射頻箍流器之影響

至於為何要設計 T-junction 部分將槽線一分為二？原因是光子傳輸器需要有適當空間置入光檢測器的散熱柱（金/錫金），而為了探討散熱柱位置對於射頻箍流器的影響，我們模擬了四種情形（圖 2-16），情況一是將分開處填滿完美導體（PEC），情況二和三則是各填滿一半，但位置相反，而情況四為全部不填滿。最後模擬結果如圖 2-17 所示，由結果可知，散熱柱位置不論如何設置，帶止效果幾乎相同，並且對於挖空處的特徵阻抗亦影響甚小。此外，又因為 Section-B 部分的四分之波長短路殘段經過 T-junction 部分後等效電路是等於並聯，故兩側皆必須各有一段四分之波長短路殘段，不若 Section-A 是為了對稱才串聯兩段四分之波長短路殘段。最後設計微調完成後之射頻箍流器如圖 2-18 所示，其中短路殘段前後圓弧線寬不一致的原因是為了使整體射頻箍流器相位匹配而做的設計。最後模擬頻率響應結果如圖 2-19 所示，由結果可得知整體功率幾乎皆為反射功率，有達

到設計需求。此外，整體射頻濾流器的設計參數可詳見表 2-2。

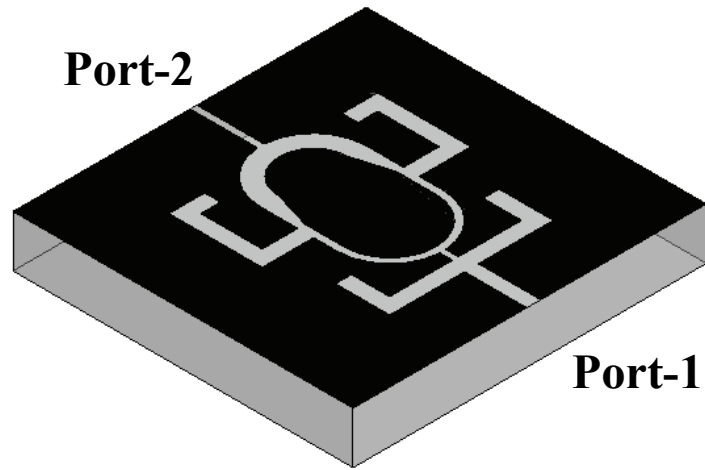


圖 2-18 射頻濾流器立體側視圖

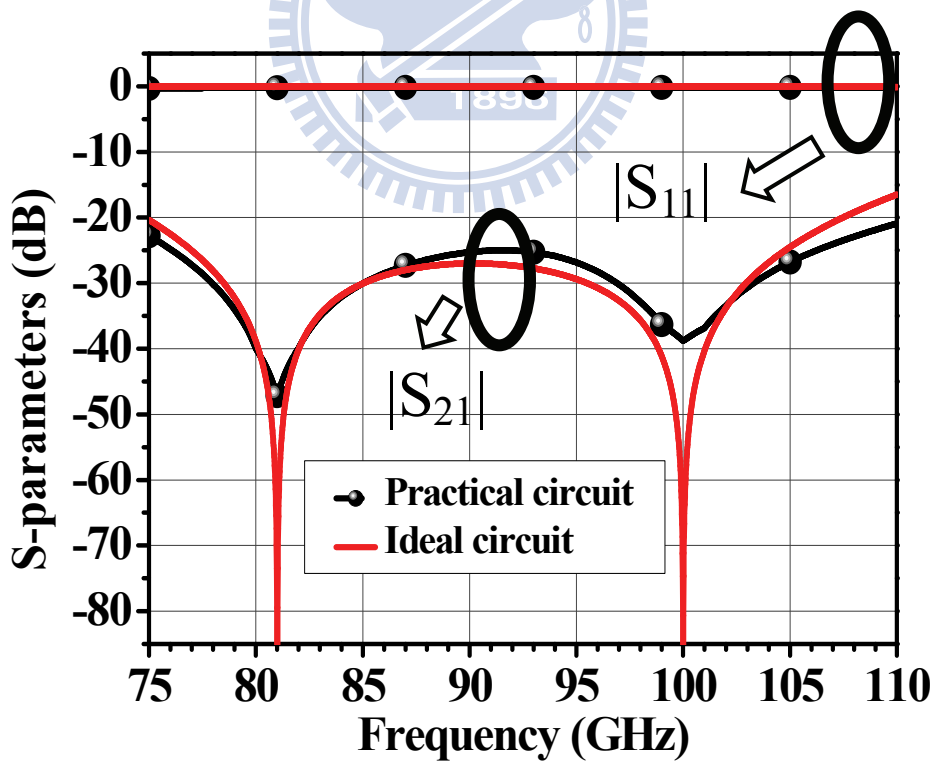


圖 2-19 射頻濾流器微調完成後之模擬頻率響應

表 2-2 射頻箍流器之等效電路參數

	Section-A	Section-B	T-junction	T-junction
Z_0	$Z_A = 80 \Omega$	$Z_B = 80 \Omega$	$Z_C = 72 \Omega$	$Z_D = 115 \Omega$
θ	$\theta_A = 90^\circ$	$\theta_B = 90^\circ$	$\theta_C = 6^\circ$	$\theta_D = 62^\circ$
f_c	$f_A = 103 \text{ GHz}$	$f_B = 86 \text{ GHz}$	$f_C = 92.5 \text{ GHz}$	$f_D = 92.5 \text{ GHz}$

將 W 頻段之射頻箍流器與帶通濾波器進行整合後，其系統區塊可簡化為下圖(圖 2-20)，其中帶通濾波器可使得 W 頻段之訊號通過，並於低頻帶時形成開路；另外，射頻箍流器(帶止濾波器)可提供直流工作並使得中頻 IF 頻帶通過。

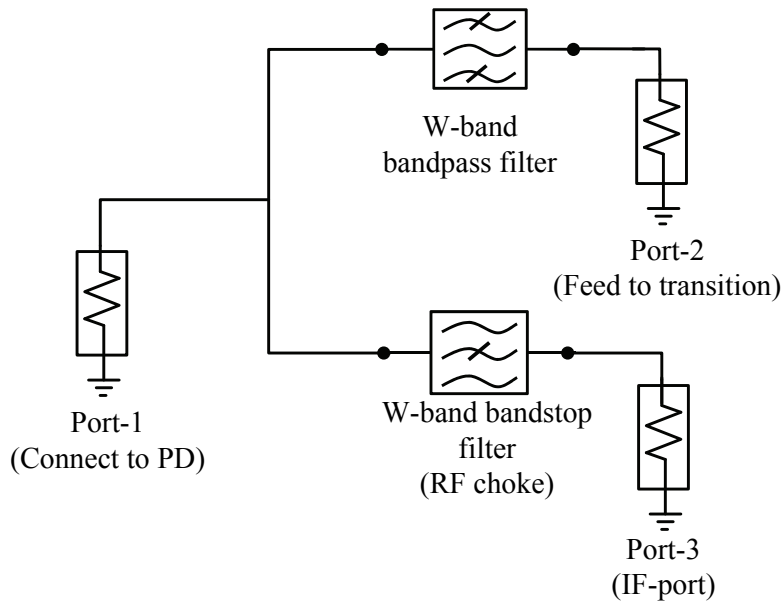


圖 2-20 射頻箍流器及帶通濾波器系統方塊示意圖

且為了降低製程實現難度以及縮小元件體積，所以設計時是將近彈道單載子傳輸光檢測器完全蓋住射頻箍流器（圖 2-21 紅色部分）。經模擬，得光子傳輸器的設計尺寸（如圖 2-21 所示），由於基板置入波導管後，將改變波導管之等效介電常數，故平面式準八木宇田天線之延伸長度必須將其視為傳輸線之一部分。而透過恰當模擬後，我們採用 $184\ \mu\text{m}$ 作為設計參數（見圖 2-21）；除此之外，光檢測器經過覆晶鍵合至光子傳輸器後，由於其邊緣係由高介電材質覆疊而成，同上述所云，其亦為傳輸線之一部分，因此其距離也是模擬的考量，經模擬確認後，最後選取 $67\ \mu\text{m} \pm 30\ \mu\text{m}$ 為設計參數。

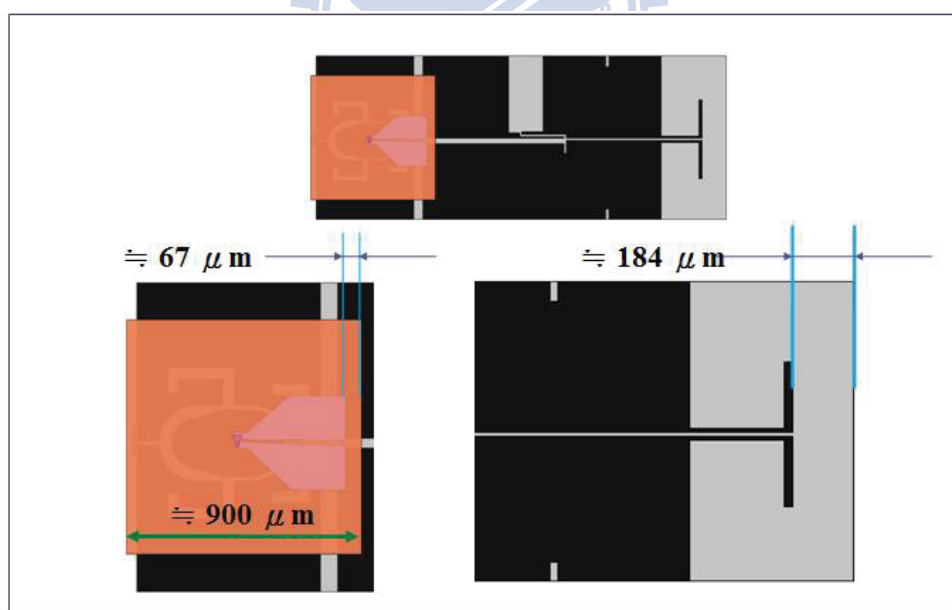


圖 2-21 光子傳輸器重要設計尺寸示意圖

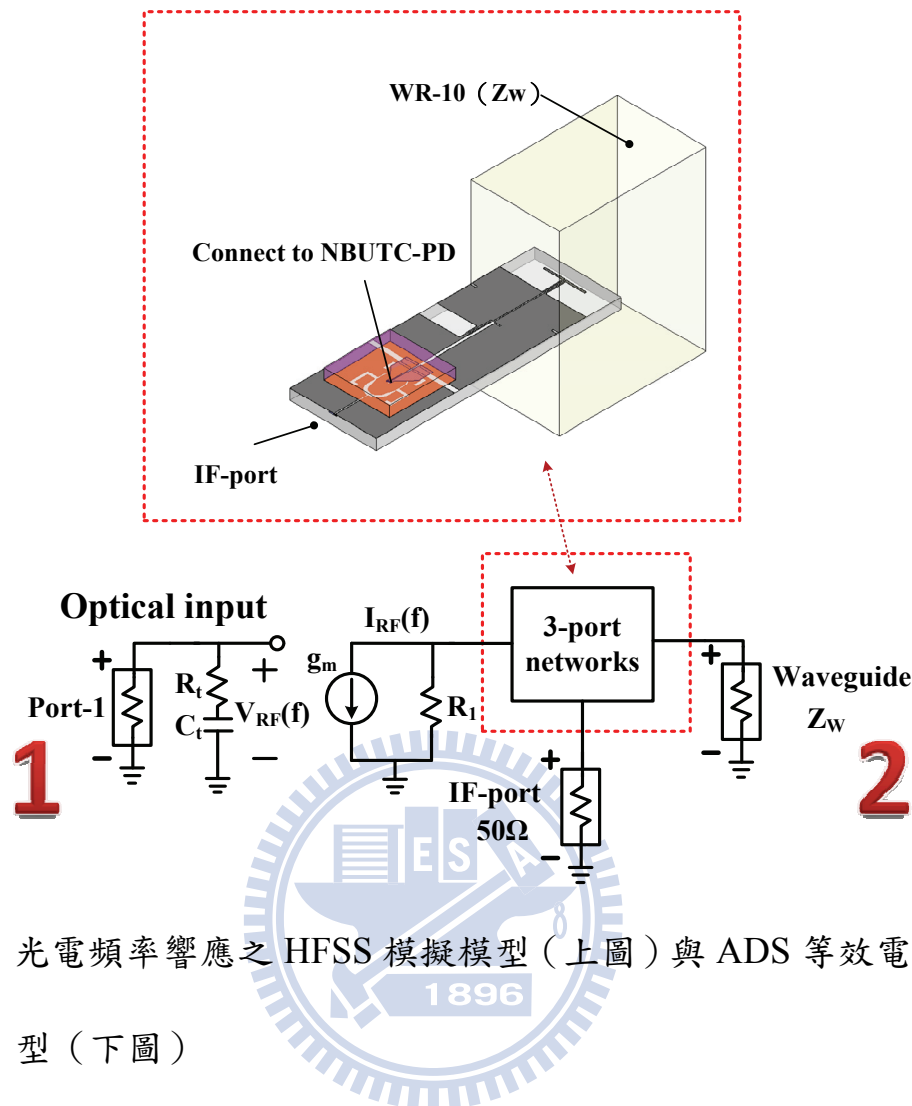


圖 2-22 光電頻率響應之 HFSS 模擬模型（上圖）與 ADS 等效電路模型（下圖）

最後將光子傳輸器三部分結合後，再以軟體 HFSS 與 ADS 模擬元件特性。而為了探究光子傳輸器的頻寬與資料傳輸速度，我們模擬了元件的光電頻率響應（Optical-to-electrical frequency response，O-E response），與中頻（Intermediate frequency，IF）頻率響應。光電頻率響應的模擬等效電路如圖 2-22 所示，要得到光電響應即模擬元件在 W 頻段下饋入 WR-10 號角天線波導端之電訊號與輸入近彈道單載子傳輸光檢測器之光訊號兩者之間的頻率響應 $|S_{21}|$ ，模擬時需將光檢

測器的暫態效應考慮進來，如此即可從波導阻抗 (Z_w) 計算出來從埠二到埠一所得到的功率。又 IF port 端阻抗設計為 50Ω ，這是因為量測時使用的 GS 探針阻抗亦為 50Ω 。經模擬後，得結果如圖 2-23 所示。由模擬結果可知整體光電響應非常寬頻，並且能涵蓋整個 W 頻段，故符合設計目標。

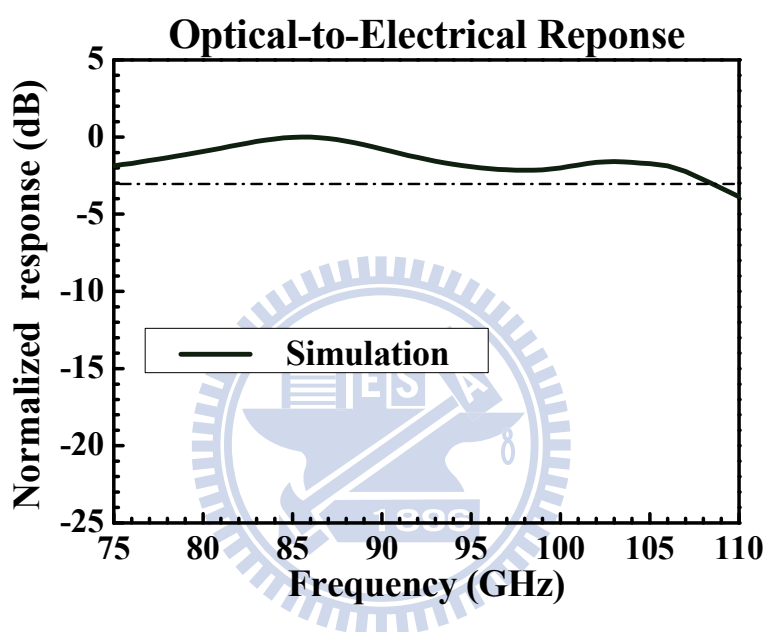


圖 2-23 光子傳輸器之光電頻率響應模擬結果

同理，IF 頻率響應之 ADS 模擬等效電路如圖 2-24 所示，由於 IF 訊號從埠一注入，而輸入之 IF 訊號往 Optical input 端看入的等效電路為阻抗無限大，所以若想得到模擬頻率響應則必須加入一接收端之等效電路，因此我們加上了此等效電路（埠二）。我們將輸入 IF 訊號端設為 1，接收端設為 2，欲求 IF 頻率響應即為模擬 $|S_{21}|$ 的頻率響應，模擬結果如圖 2-25 所示。

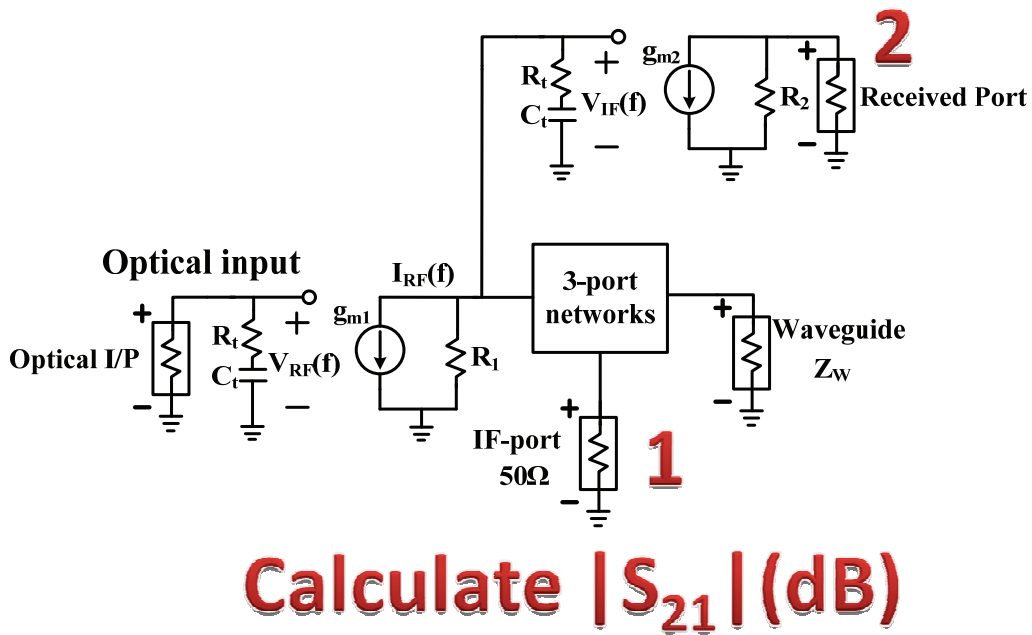


圖 2-24 模擬 IF 頻率響應之 ADS 等效電路模型

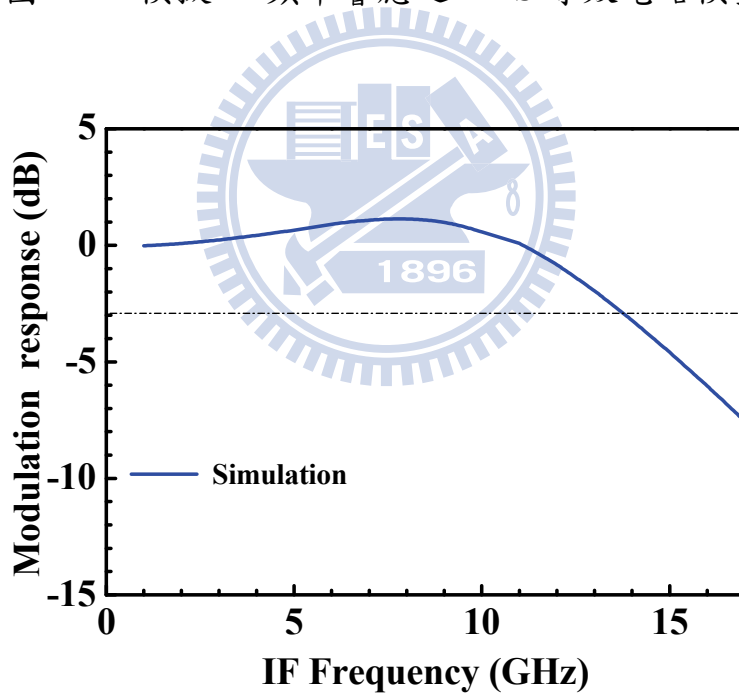


圖 2-25 光子傳輸器之 IF 頻率響應模擬結果

由模擬結果可知 IF 頻率響應超過 10GHz，故此次設計之光子傳輸器能偏壓調變相當寬的頻寬。當元件操作在低頻處時可以快速開關光電轉換產生之電訊號，而在外加的 IF 頻率接近至高頻處 11GHz~ 14

GHz 時，電訊號之抑制與輸出效能才逐漸衰減至一半。表示光子傳輸器電訊號開關速度非常快，以模擬結果可知元件確實擁有非常高的資料傳輸速率。



第三章

高效率超寬頻光子傳輸器製作

我們在上一章裡討論了近彈道單載子傳輸光檢測器與光子傳輸器之設計原理，而為了實現設計概念，本章將詳細描述元件之製程過程，並且在本章最後敘述結合主動元件與被動電路之覆晶鍵合技術。

§3.1 近彈道單載子傳輸光檢測器之製程

以下為近彈道單載子傳輸光檢測器的製程方法，微影成像是使用光罩對準曝光機（Karl-Suss Aligner），金屬的蒸鍍則是使用電子槍蒸鍍系統（E-gun Evaporator）與高真空電子束暨熱阻式蒸鍍機（E-gun Evaporator & Thermal Evaporator），介質薄膜沈積則是採用電漿輔助化學氣相沉積系統（Plasma Enhanced Chemical Vapor Deposition，PECVD）與感應式耦合電漿化學氣相沉積機（BMR CVD），蝕刻方面因為考慮到製作元件對側壁垂直的要求度，故採用高密度電漿蝕刻系統（High Density Plasma Etching System，HDP）來進行乾蝕刻的製程步驟。

I. 試片清洗：

試片的清潔度是影響元件品質、良率、及可靠度的重要因素之

一。其目的在於清除表面的髒污，如微粒子、有機物、金屬離子等雜質。其程序為依序利用丙酮（Acetone，ACE）、異丙醇（Isopropyl alcohol，IPA）、去離子水（De-ionized water，DI water）於試片的表面沖洗，再以氮氣槍將試片水分帶走。

II. 陽極金屬（P-Contact Metal）（圖 3-2）：

此步驟是為了定義出陽極之金屬及對準用十字（Alignment Key），並作為乾蝕刻之阻擋層，製程如下：

- A. 將掀離光阻（Lift-off resist，LOR）以細轉 7000 轉，30秒均勻塗佈在試片上。
- B. 將試片放在110°C的烤盤上，軟烤5分鐘。
- C. 將正光阻（Shipley1818）以細轉7000轉，30 秒均勻塗佈在試片上。
- D. 將試片放在85°C的烤盤上，軟烤2分鐘。
- E. 利用曝光擦邊與顯影液MF-319將試片周圍堆高之光阻去除。
- F. 以紫外光曝光10秒後，利用顯影液MF-319顯影22秒，此時接觸區圖案已由光阻定義出來。
- G. 以紫外光臭氧清洗機（UV-Ozone Stripper）去除殘餘光阻。
- H. 蒸鍍金屬前先以稀鹽酸（HCl：H₂O = 1：10）將試片上的氧化層清除乾淨，然後以去離子水將試片洗淨並吹乾。

- I. 再將試片送進高真空電子束暨熱阻式蒸鍍機，分別蒸鍍金屬「鈹/鈦/鉑/金 (Pd/Ti/Pt/Au)」 (10nm/20nm/20nm/200nm) 於試片上。
- J. 蒸鍍完金屬後，直接將試片送進 BMR CVD 進行室溫 Si_3N_4 介質薄膜沉積，欲沉積膜厚為180nm。
- K. 使用丙酮 (Acetone) 將非定義區金屬經由掀離方式 (Lift-off) 去除，並且將光阻溶解乾淨 (圖3-1)。
- L. 使用顯影液 (MF-319) 將試片中殘餘之掀離光阻溶解乾淨。

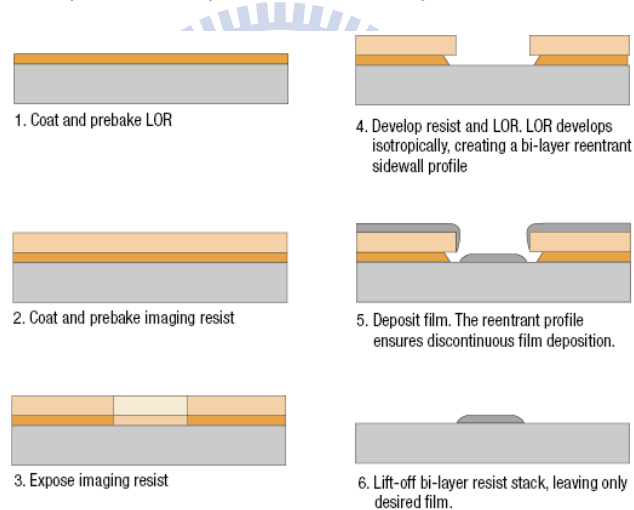


圖 3-1 金屬掀離示意圖

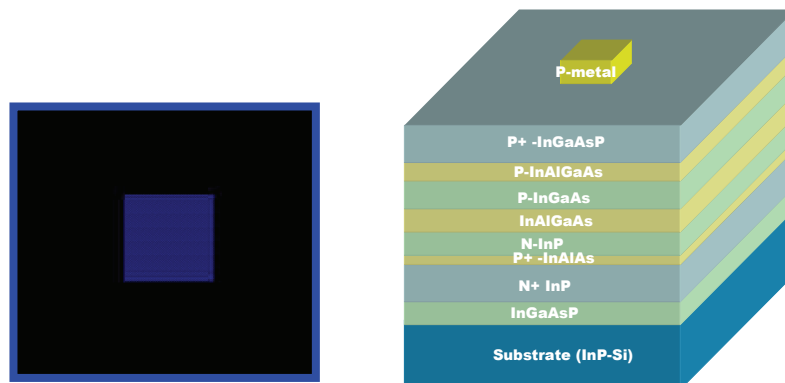


圖 3-2 陽極金屬 (a) Mask 1 (b) 立體側視圖

III. 主動區蝕刻 (圖3-3) :

利用之前所沉積之 Si_3N_4 介質薄膜作為阻擋層，送進HDP選擇InP-J3 recipe (表3-1) 進行乾蝕刻InP，蝕刻速率約略每分鐘25nm。估計大約剩下 50nm 開始以酸性溶液 ($H_3PO_4 : H_2O_2 : H_2O = 1 : 1 : 20$) 做選擇性溼蝕刻15~30秒，蝕刻InGaAs並停留在 N^+ InP蝕刻停止層，最終再送回HDP，選擇SiN-50W之recipe (表3-1) 以乾蝕刻 Si_3N_4 介質薄膜。蝕刻速率約略每分鐘60nm。

表3-1 HDP乾蝕刻之recipe

	Ar	O_2	CF_4	SF_6	H_2	He	Work Pressure	RF Power
InP J3	5	0	15	0	60	10	20.1	200
SiN-50W	25	5	0	50	0	10	100	50
BCB-50W	0	40	0	10	0	10	100	50

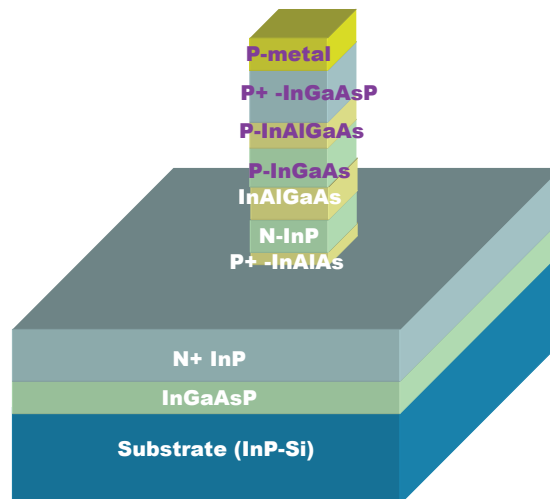


圖 3-3 主動區蝕刻後之立體側視圖

IV. 陰極金屬 (N-Contact Metal) (圖3-4) :

- A. 其製程步驟與陽極之金屬 (P-Contact Metal) A~H 相同。
- B. 再將試片送進電子槍蒸鍍系統 (E-Gun) 分別蒸鍍金屬「鎳/鎢/金/鎳/金 (Ni/Ge/Au/Ni/Au) 」 (5nm/17nm/30nm/20nm/200nm) 於試片上。
- C. 以丙酮將非定義區金屬經由掀離方式 (Lift-off) 去除，並且將光阻溶解乾淨。
- D. 用顯影液 (MF-319) 將試片中殘餘之掀離光阻溶解乾淨。
- E. 使用快速熱退火 (Rapid thermal anneal, RTA) 400°C, 30sec 之 recipe, 目的為降低界於接觸金屬與半導體間的電阻值。

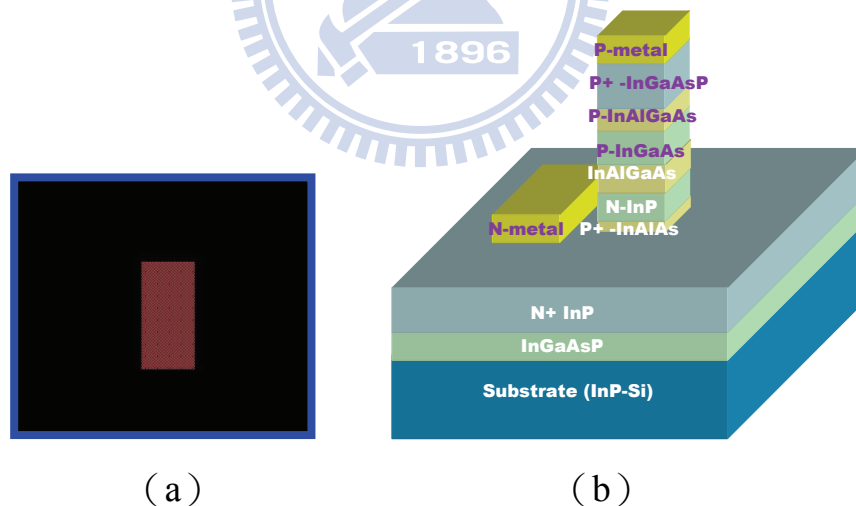


圖 3-4 陰極金屬 (a) Mask 2 (b) 立體側視圖

V. 定義元件平臺區 (Mesa) (圖 3-5) :

- A. 以 BMR CVD 沉積1800Å 之 Si_3N_4 介質薄膜當阻擋層。
- B. 在 Si_3N_4 上塗佈光阻Shipley1818, 以細轉6000轉, 30秒鐘均

勻塗佈在試片上。

- C. 將試片放在85°C之烤盤上，軟烤2分鐘。
- D. 利用曝光擦邊法與MF-319將試片周圍堆高之光阻去除。
- E. 以紫外光曝光 10 秒後，利用顯影液MF-319 顯影22秒，此時元件區域圖案已由光阻定義出來。
- F. 將試片放在85°C之烤盤上，硬烤2分鐘。
- G. 把試片送入HDP，選擇SiN-50W之recipe（表3-1）以進行乾蝕刻， Si_3N_4 薄膜蝕刻完後把試片放進丙酮（ACE）將光阻清洗乾淨。
- H. 再次將試片送入 HDP，選擇InP-J3之recipe（表3-1）進行乾蝕刻，蝕刻至 N^+InP 層結束後再將試片上其餘的 Si_3N_4 用 SiN-50W之recipe（表3-1）以乾蝕刻方式將其去除。

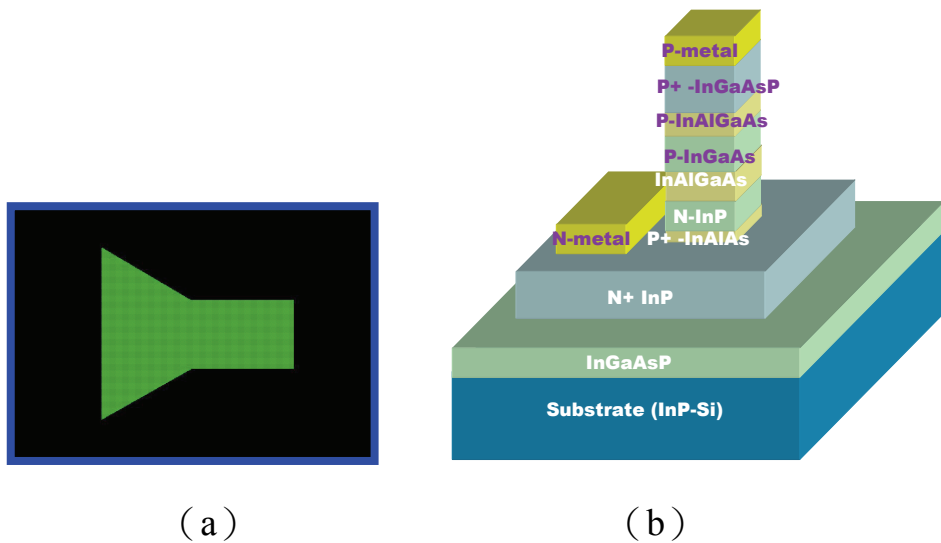


圖 3-5 定義元件平臺區 (a) Mask 3 (b) 立體側視圖

VI. 鈍化層 (Passivation) 製作 (圖 3-6) :

- A. 以 PECVD 沉積 3000\AA 之 Si_3N_4 介質薄膜來縮減元件側壁之漏電流。
- B. 其製程步驟與定義元件平臺區 (Mesa) B~F 相同。
- C. 將試片置入HDP後選擇SiN-50W之recipe (表3-1) 進行乾蝕刻, 需蝕刻至主動區顯露出來才可。
- D. Si_3N_4 薄膜蝕刻結束後, 再把試片放入丙酮 (Acetone) 將光阻清洗乾淨。

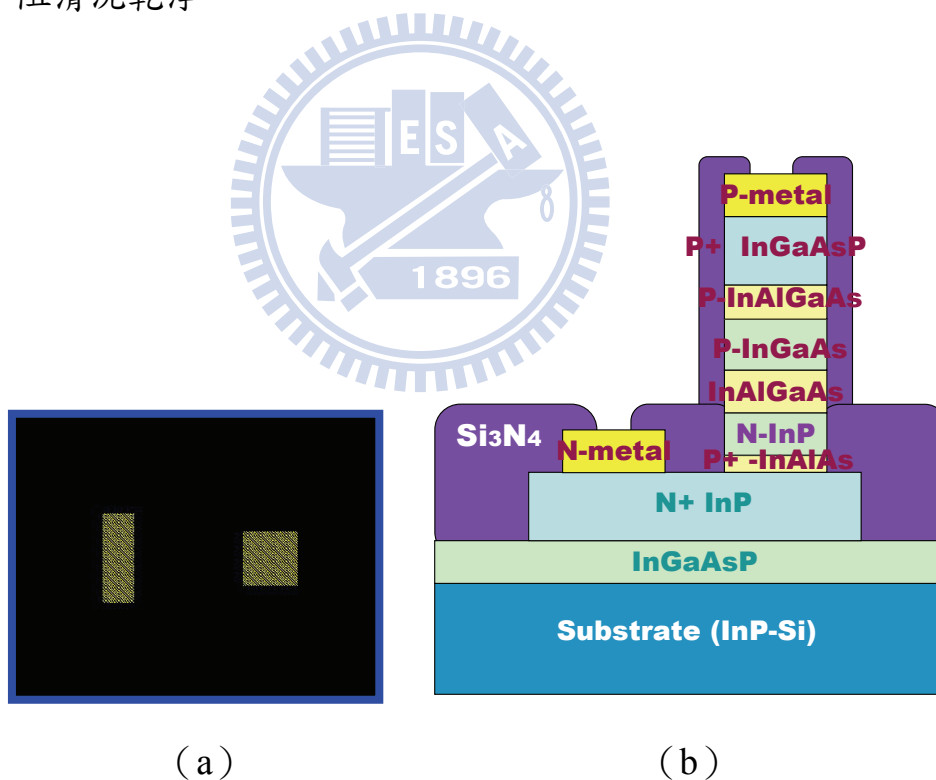


圖 3-6 鈍化層 (a) Mask 4 (b) 側面示意圖

VII. 平坦化製作 (圖 3-7) :

由於元件具有高度差，所以在製作上有相當的難度，在製程上除了高低差之問題外，尚有另一個問題，即若金屬接線 (Pad) 直接蒸鍍在半導體絕緣基板上將會造成漏電，但若改蒸鍍在 Si_3N_4 上面則會形成一大電容，將會影響到元件的速度，這是需要避免的。為解決這些問題，我們採用苯並環丁烯 (Benzocyclobutene, BCB) 聚合物來達成元件平坦化。由於 BCB 的介電常數遠比 Si_3N_4 還要小，且其厚度可以達到 4 微米，不像 Si_3N_4 尚有厚度的限制，故我們在兩層 Si_3N_4 間塗佈 BCB 以降低元件高低差，及減少元件電容性。

- A. 於試片上塗佈苯並環丁烯 (Benzocyclobutene, BCB) 聚合物，以細轉 5000 轉，50 秒均勻覆蓋在試片上。
- B. 將試片放入 LPT RTA 硬烤 BCB。
- C. 硬烤完 BCB 後，再將試片送進 BMR CVD 進行室溫 Si_3N_4 介質薄膜沉積，欲沉積膜厚為 180nm。
- D. 在 Si_3N_4 介質薄膜上塗佈厚光阻 AZ-4620，以細轉 6000 轉，30 秒鐘均勻覆蓋在試片上。
- E. 將試片放在 100°C 的烤盤上，軟烤 2 分鐘。
- F. 利用曝光擦邊法與 MF-319 將試片周圍堆高之光阻去掉。
- G. 以紫外光曝光 40 秒後，利用顯影液 AZ-300 顯影 65 秒，此時開

洞區圖案已由光阻定義出來。

- H. 將試片放在 100°C 的烤盤上，硬烤4.5分鐘。
- I. 把試片放進 HDP 先蝕刻 Si_3N_4 薄膜再選擇 BCB-50W 之 recipe (表 3-1)，乾蝕刻 BCB 至接觸區顯露出來。BCB 蝕刻速率約略每分鐘 100nm。
- J. 待 BCB 聚合物乾蝕刻結束後，再把試片放入丙酮 (ACE) 將光阻清洗乾淨。

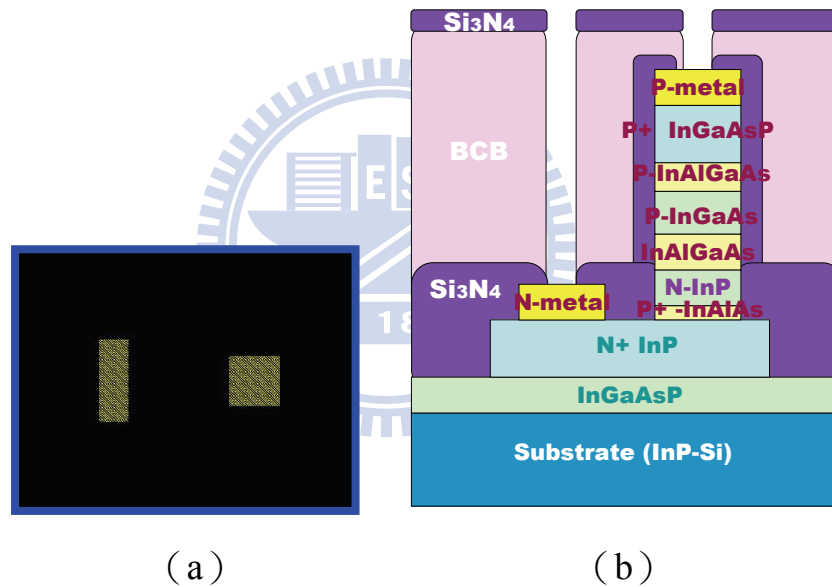


圖 3-7 平坦化製程 (a) Mask 5 (b) 側面示意圖

VIII. 金屬墊片 (Pad) 製作 (圖 3-8):

- A. 其製程步驟與陽極金屬 (P-Contact Metal) A~H 相同。
- B. 再將試片送進電子槍蒸鍍系統 (E-Gun) 分別蒸鍍金屬「鈦 / 鋁 / 鈦 / 金 (Ti/Al/Ti/Au) 」 (50nm/1900nm/30nm/200nm)

於試片上。

- C. 用丙酮將非定義區金屬經由掀離方式 (Lift-off) 去除，並且將光阻溶解乾淨。
- D. 使用顯影液 (MF-319) 將試片中殘餘之掀離光阻溶解乾淨。

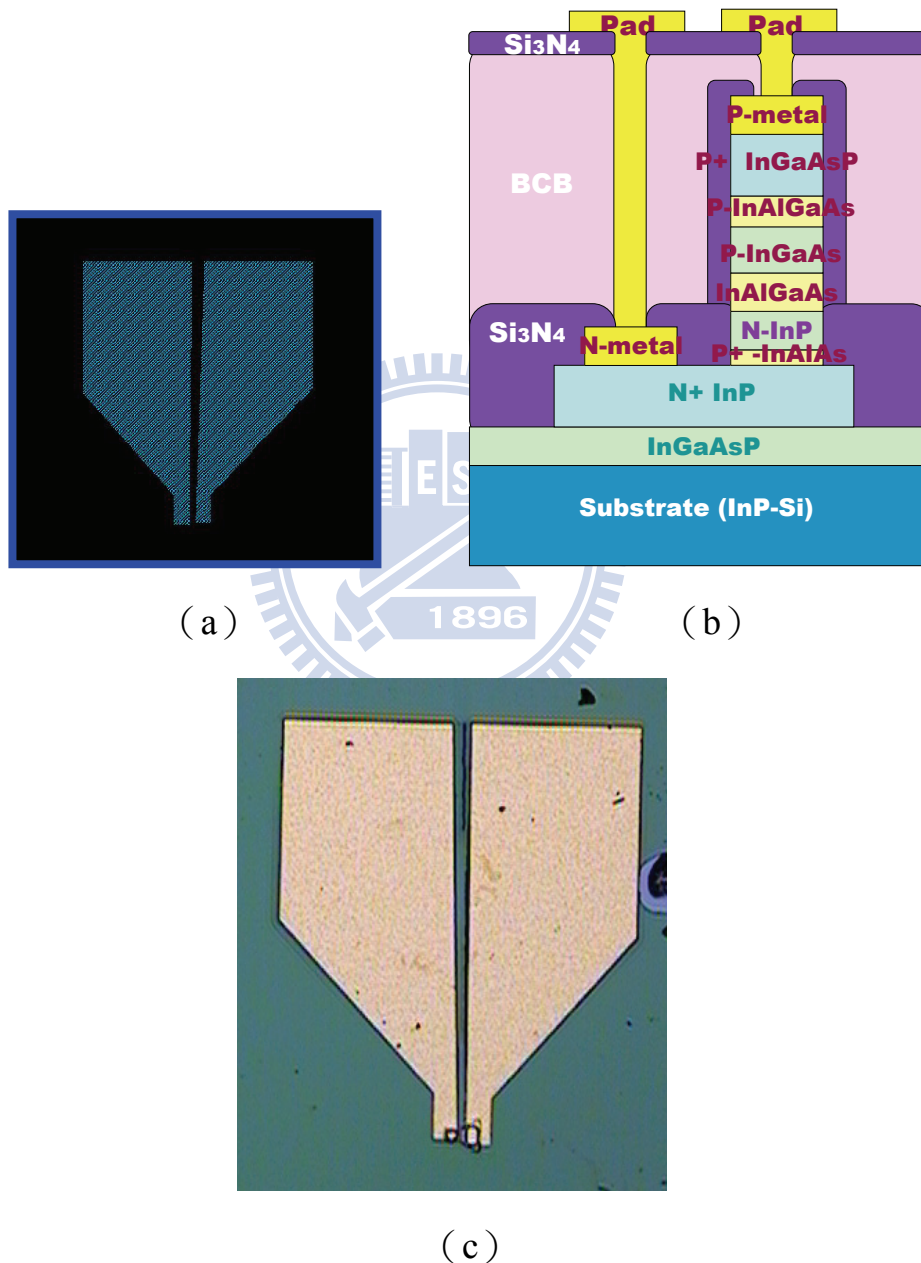


圖 3-8 金屬墊片製作 (a) Mask 6 (b) 側面示意圖 (c) 成品俯視圖

IX. 試片研磨與微透鏡製作 (圖 3-9):

元件採用背部注入光源激發載子，為了有效率集中光源且不浪費光子傳遞時間，因此需要研磨試片與蝕刻試片背部。其步驟如下：

- A. 將試片翻轉利用熱熔膠黏貼在載玻片上。
- B. 分別以型號1000、2400、4000的砂紙將試片研磨至130 μm 厚。
- C. 將掀離光阻 (Lift-off resist, LOR) 以粗轉 1000轉，10秒；
細轉6000轉，30秒均勻塗佈在試片上。
- D. 將試片放在110 $^{\circ}\text{C}$ 之烤盤上，軟烤5分鐘。
- E. 將正光阻 (Shipley1818) 以粗轉1000轉，10秒；細轉7000轉，
30 秒均勻塗佈在試片上。
- F. 將試片放在85 $^{\circ}\text{C}$ 之烤盤上，軟烤2分鐘。
- G. 以紫外光曝光10秒後，利用顯影液MF-319 顯影40秒，此時
開洞區圖案已由光阻定義出來。
- H. 調配蝕刻液 [$\text{HBr} : \text{CH}_3\text{COOH} : \text{K}_2\text{Cr}_2\text{O}_7$ (溴酸：醋酸：重鉻
酸鉀) = 1:1:1] 以溼蝕刻基板背面，將試片放入。直到蛋型
深度高低差達到 5~7 μm ，溼蝕刻速率約略 150nm。
- I. 最後，把試片放入丙酮將熱熔膠溶解使其與載玻片分離並洗
淨光阻。

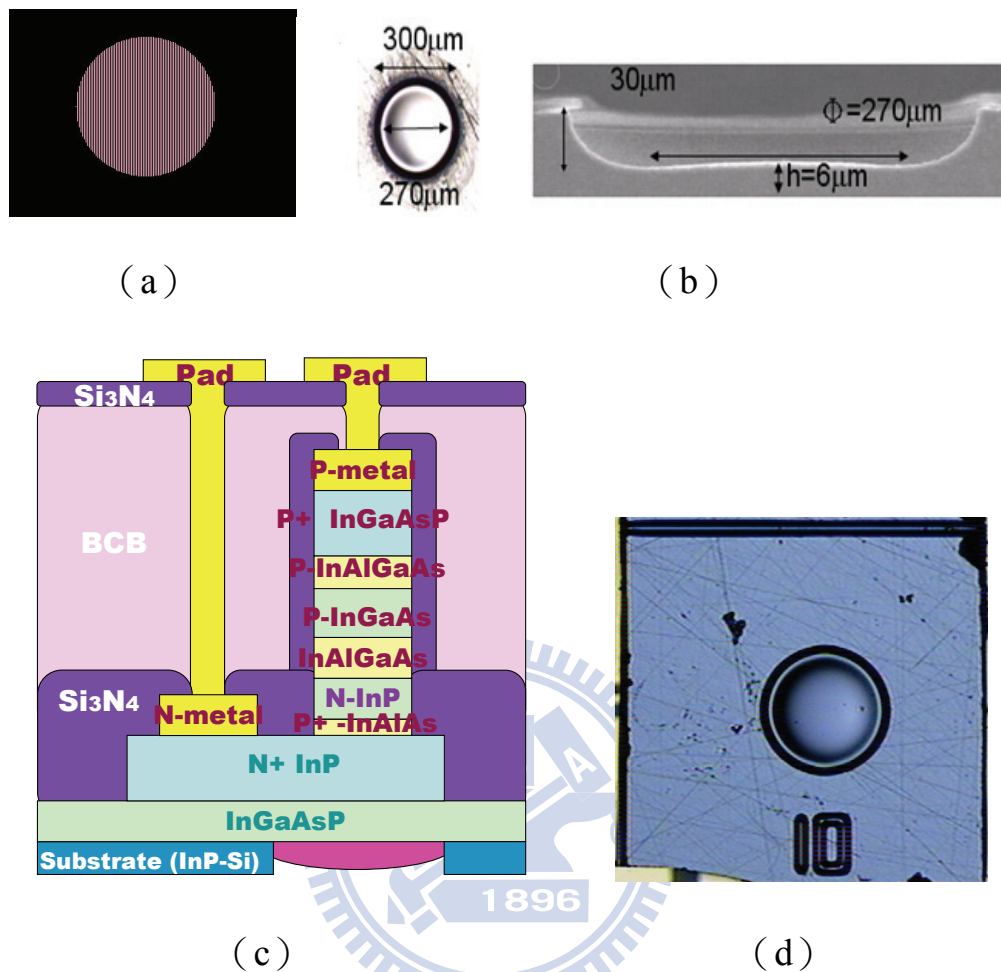


圖 3-9 元件背面蝕刻 (a) Mask 7 (b) 蛋狀蝕刻之 SEM 圖 (c) 元件側面示意圖 (d) 成品俯視圖

X. 元件切割

試片製作完成後，需進行元件切割，由於之前研磨時有將試片磨薄且研磨成鏡面，如此元件較易沿溼蝕刻框線斷裂，形成一規則立方體。如圖3-8 (c) 與圖3-9 (d) 則分別為切割完成的元件正面以及背面俯視圖。

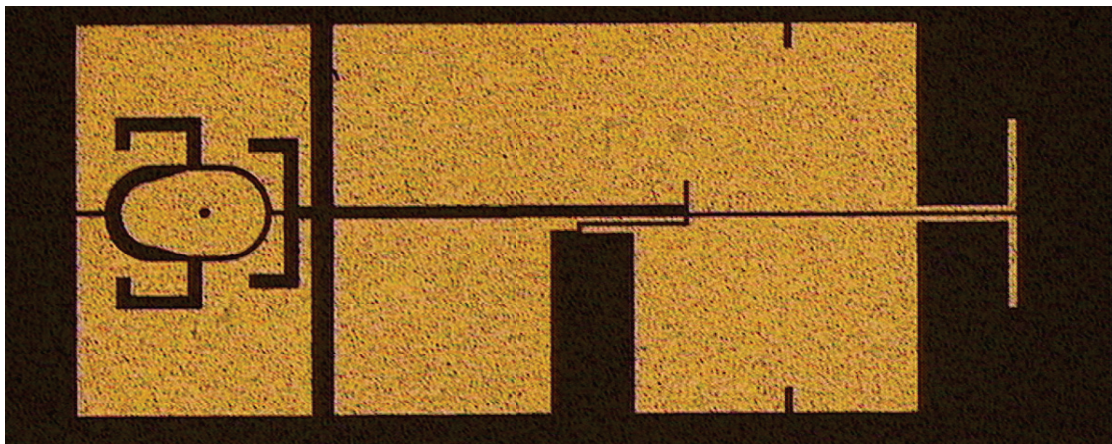
§3.2 光子傳輸器之製程

- I. 光子傳輸器製作（圖3-10）：
 - A. 將掀離光阻（Lift-off resist, LOR）以細轉 7000轉，30秒均勻塗佈在氮化鋁（AlN）試片上。
 - B. 將AlN試片放在120°C之烤盤上，軟烤2分鐘。
 - C. 將掀離光阻（Lift-off resist, LOR）以細轉 7000 轉，30秒均勻塗佈在AlN試片上。
 - D. 將AlN試片放在120°C的烤盤上，軟烤5分鐘。
 - E. 將正光阻（Shipley1818）以細轉7000轉，30 秒均勻塗佈在AlN試片上。
 - F. 將AlN試片放在95°C的烤盤上，軟烤2分鐘。
 - G. 利用曝光擦邊法與MF-319將AlN試片周圍堆高之光阻去除。
 - H. 以紫外光曝光10秒後，利用顯影液MF-319顯影50秒，此時接觸區圖案已由光阻定義出來。
 - I. 再將試片送進電子槍蒸鍍系統（E-Gun），分別將金屬「鈦/鋁/鈦/金（Ti/Al/Ti/Au）」（50nm/500nm/30nm/200nm）蒸鍍至AlN試片上。
 - J. 使用丙酮將非定義區金屬經由掀離方式（Lift-off）去除，並且將光阻溶解乾淨。

K. 使用顯影液 (MF-319) 將試片中殘餘之掀離光阻溶解乾淨。



(a)



(b)

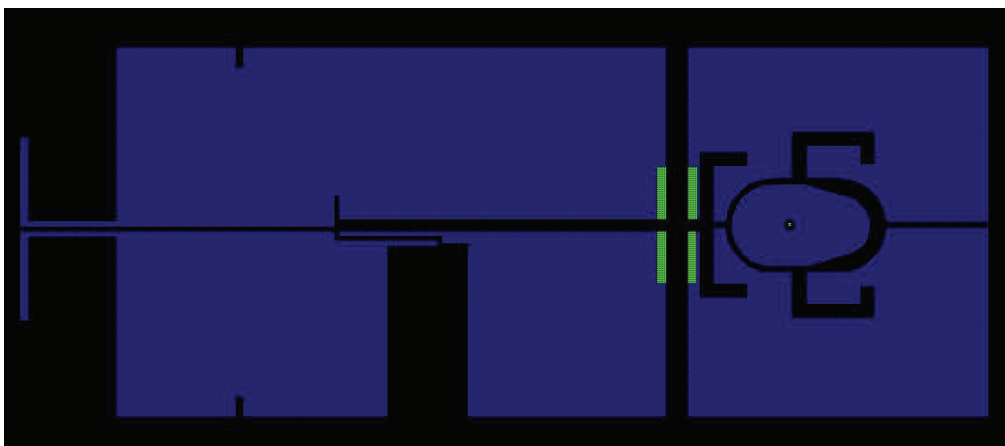
圖 3-10 光子傳輸器 (a) Mask 8 (b) 成品俯視圖

II. 金凸塊 (Au bump) 與錫金凸塊製作 (圖 3-11):

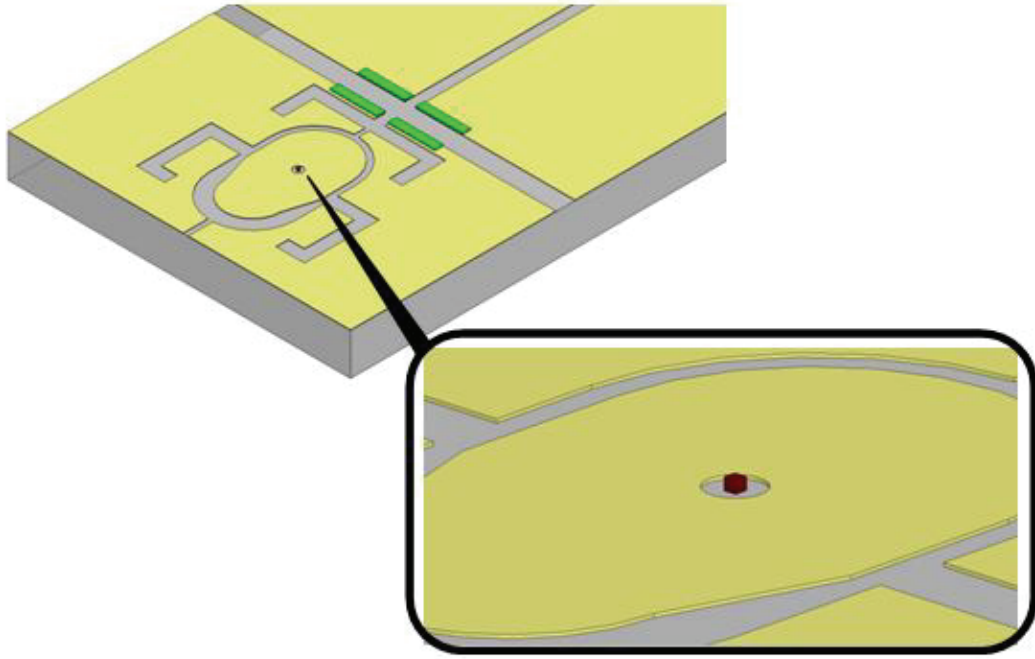
因為欲使「金/錫金」凸塊總高度達 $4.05\mu\text{m}$ ，故掀離光阻的厚度至少需要 $7\mu\text{m}$ ，到時才能夠將非定義區之金屬順利掀離。

- A. 將掀離光阻 (Lift-off resist, LOR) 以細轉 6500 轉，30秒均勻塗佈在 AlN 試片上，此步驟重複四次。

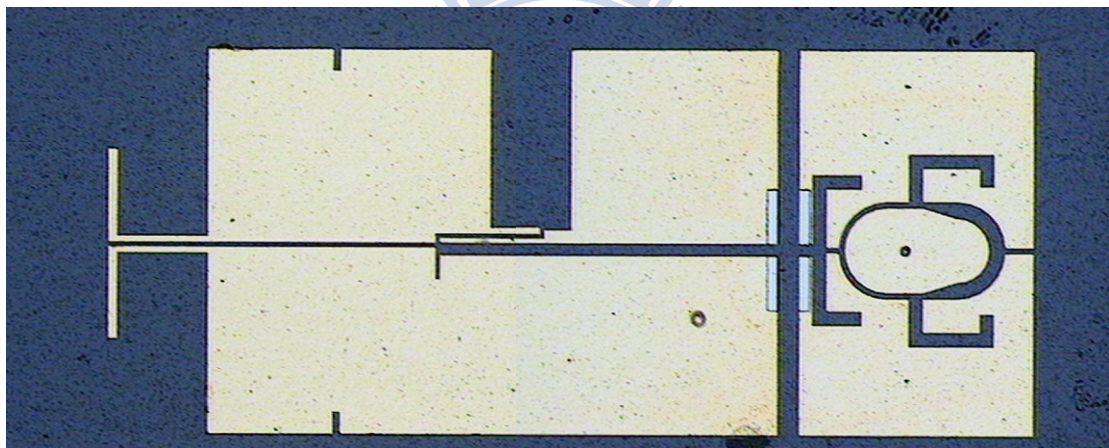
- B. 將AlN試片放在120°C的烤盤上，軟烤5分鐘。
- C. 將正光阻（ShIPLEY1818）以細轉6500轉，30秒均勻塗佈在AlN試片上。
- D. 將AlN試片放在95°C的烤盤上，軟烤2分鐘。
- E. 利用刀子將沾溼的AlN試片周圍堆高之光阻去掉。
- F. 以紫外光曝光10秒後，利用顯影液MP-319顯影120秒，此時接觸區圖案已由光阻定義出來。
- G. 以紫外光臭氧清洗機（UV-Ozone Stripper）去除殘餘光阻。
- H. 再將試片送進電子槍蒸鍍系統（E-Gun）分別將金屬「金/錫金合金」（3000nm/1000nm）蒸鍍在AlN試片上。
- I. 以丙酮將非定義區金屬經由掀離方式去除，並且將光阻溶解乾淨。
- J. 使用顯影液（MF-319）將試片中殘餘之掀離光阻溶解乾淨。



(a)



(b)



(c)

圖 3-11 凸塊製作 (a) Mask 9 (b) 立體示意圖 (c) 成品俯視圖

III. 近彈道單載子傳輸光檢測器與光子傳輸器基板結合(圖 3-12):

為了將兩元件結合在一起，我們需使用覆晶鍵合機來達成此目的。首先將主動元件—近彈道傳輸單載子光檢測器翻面放置在移動式平台，利用吸嘴頭吸住元件背面，再把光子傳輸器底座置於移動式平

台。最後選擇機台內建之 recipe 來加熱以結合近彈道單載子傳輸光檢測器與被動電路底座，經由覆晶鍵合後即為高功率超寬頻光子傳輸器，成品如圖 3-12 所示。

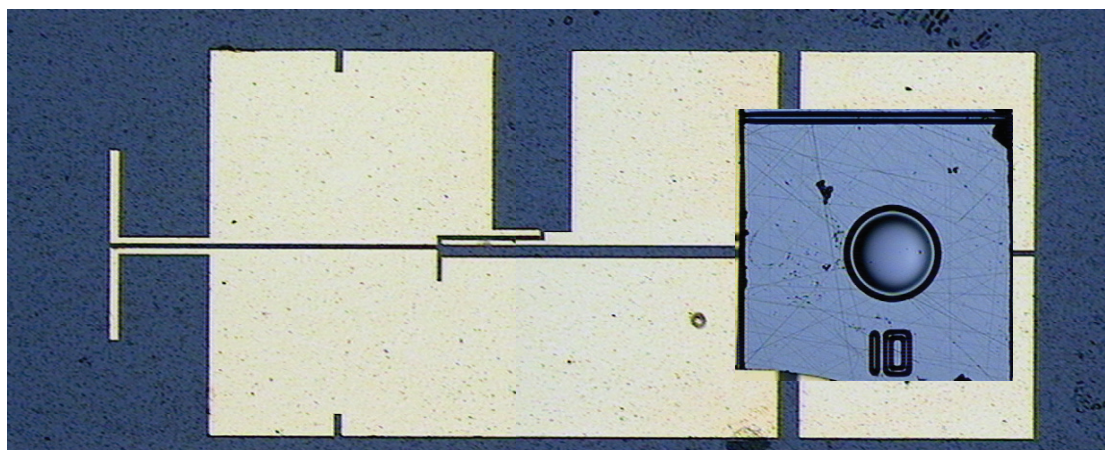


圖 3-12 近彈道單載子傳輸光檢測器與被動電路底座覆晶鍵合後之俯視圖

第四章

高效率超寬頻光子傳輸器之量測結果討論

於第四章中，我們將探討光子傳輸器的量測結果，內容先是討論 Heterodyne-beating 量測系統的原理與架設，然後再分別討論元件的光電響應與 IF 頻率響應量測結果。

§4.1 Heterodyne-Beating 量測系統之架設

為了要量測元件的頻寬以及光電頻率響應 (Optical-to-electrical frequency response, O-E response)，我們採用外插節拍量測系統 (Heterodyne - beating system)，此量測方式是利用兩個具有波長差之雷射使其產生差頻訊號。實際系統設置是以兩組可調式雷射經過 3 分貝耦合器 (3-dB coupler) 做為量測頻率之入射光源，其中一支雷射在耦合前必須接上極化控制器 (Polarization controller, PC) 使兩入射光源之極化方向一致，且強度相同，以獲得最大的調變深度。由於雷射光源的輸出功率有限，因此必須多加一臺摻鉕光纖放大器 (Erbium-doped fiber amplifier, EDFA) 以及一臺衰減器 (Attenuator) 相互配合，使得雷射的輸出功率可調的範圍加大。而在衰減器之後再

Optical MMW source (Heterodyne-beating)

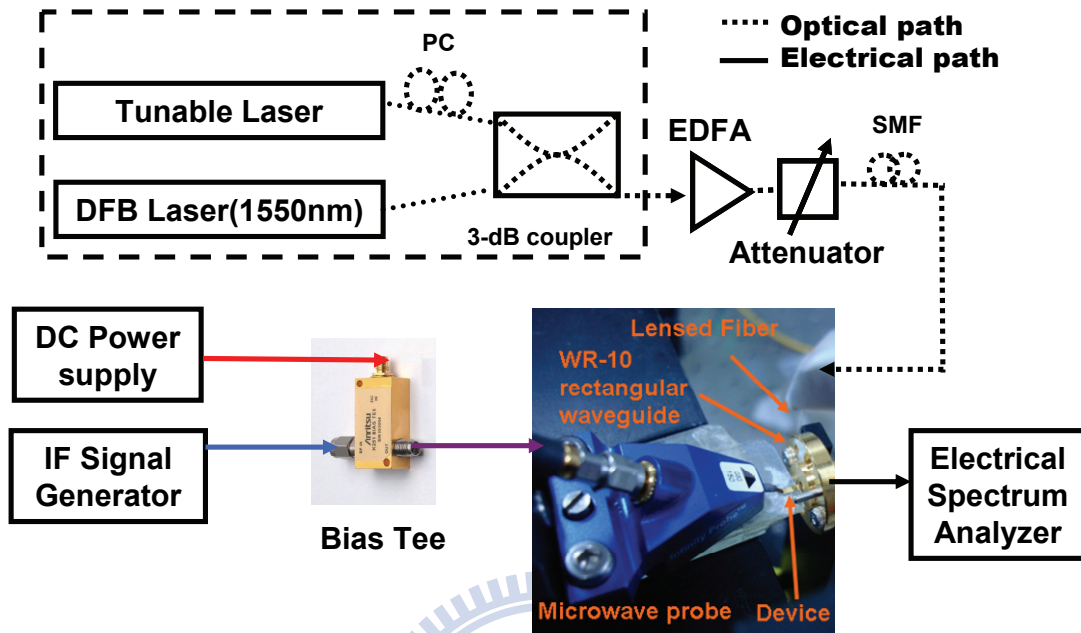


圖4-1 Heterodyne-beating量測系統使用於IF頻率響應示意圖

經由透鏡光纖 (Lens fiber) 與三軸平移臺的位置調整，將光訊號聚焦至光檢測器，且吾人為了使光子傳輸器能輸出最佳功率而將氮化鋁被動電路底座懸空至空氣中，因為空氣的相對介電係數 ϵ_r 等於1，表示將底座懸空，即能減少功率損耗。反之，若底座底部是置於其他介質材質上，那將會使部分功率從該介質輸出而造成損耗。所以實際作法是將被動電路底座切割成長條狀，使得底座尾端可置於附有真空吸附裝置之平台上，因此含有被動電路部分的前半段底座就懸在空氣中，然後再以光子傳輸器的記號為準，將光子傳輸器轉接器端之準八木宇田天線準確饋入至 WR-10 波導內 (圖4-2)，待試片吸附妥當且饋入

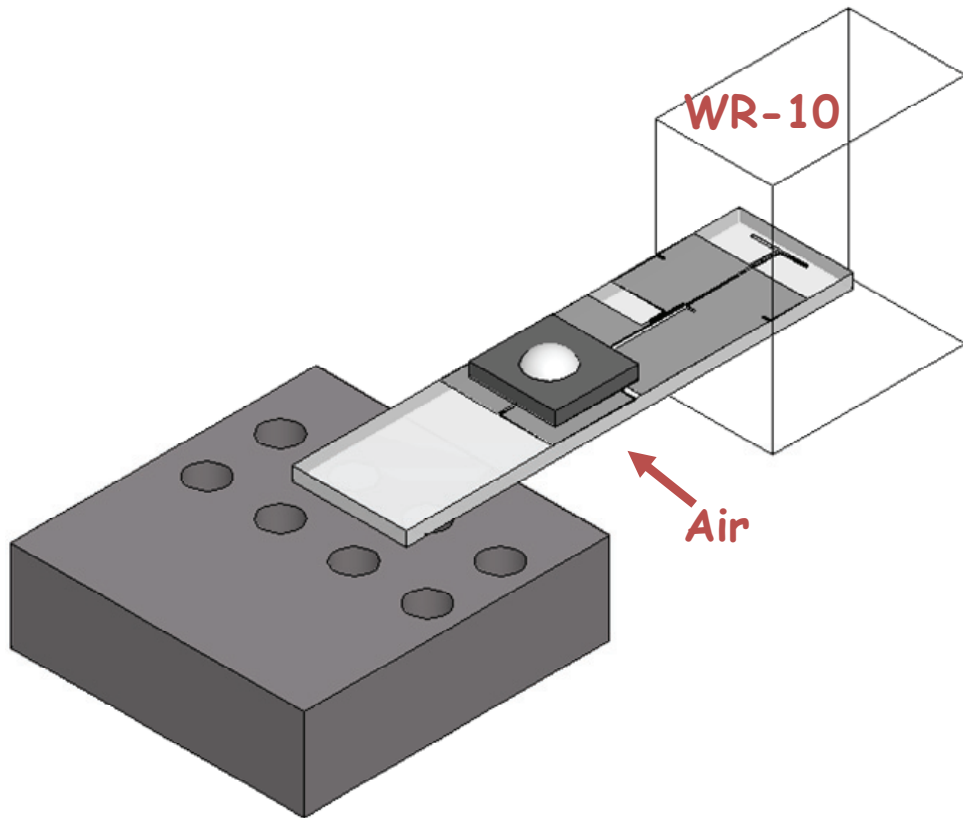


圖4-2 元件懸在空氣中量測示意圖

WR-10 位置確認後，再架設GS高頻量測探針並以Bias tee給予直流逆向偏壓且同時擷取射頻高頻訊號，最後再透過WR-10波導激發號角天線將高頻電訊號傳遞至電子頻譜分析儀 (Electrical spectrum analyzer) 以測量頻率響應。Heterodyne - beating量測系統如圖4-1所示。在此系統中我們做了光電頻率響應 (O-E response) 與中頻 (Intermediate frequency, IF) 頻率響應之量測與分析，以下將逐一說明。

§4.2 光電響應量測結果

光電響應的頻寬量測結果代表光子傳輸器所能使用的頻段範圍。亦即在無線傳輸時所能夠接受的載波範圍。若頻寬夠寬，亦可適用於超寬頻通訊或展頻調變等應用。

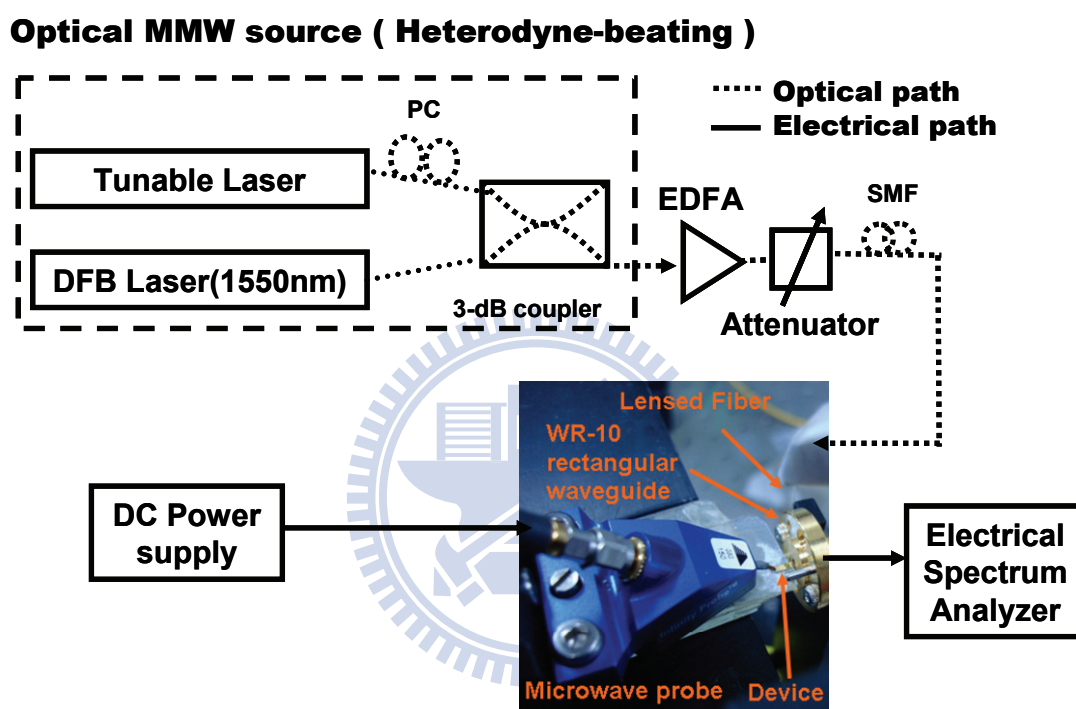


圖 4-3 光電響應量測系統架設示意圖

光電響應的量測系統如圖 4-3 所示，整體系統原理如 4.1 節所述。在量測光電頻率響應時，只需輸入直流電訊號至 GS 探針，而光電流部分則是採用 Heterodyne - beating 系統，使兩支雷射產生頻率差，依序從相差 75GHz 至相差 110GHz。量測時輸入之直流逆偏偏壓是 -3V，而近彈道單載子傳輸光檢測器產生的光電流是 4mA，量測到的光電頻率響應結果如圖 4-4 所示。

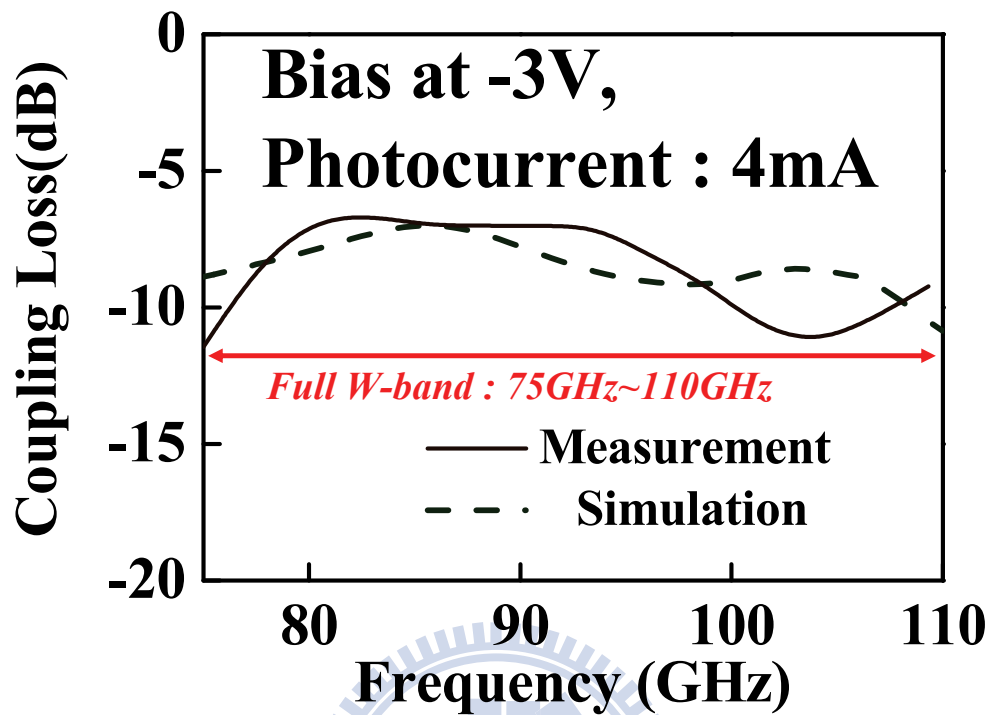


圖 4-4 光電頻率響應量測結果

從量測結果（圖 4-4）可知此次製作的光子傳輸器之光電頻率響應非常平坦且相當寬頻，整體 3-dB 頻寬接近 35GHz，亦即整個 W 頻段都能涵蓋在內，表示光子傳輸器能在 W 頻段內任何頻率都能順利將光訊號轉變成電訊號。

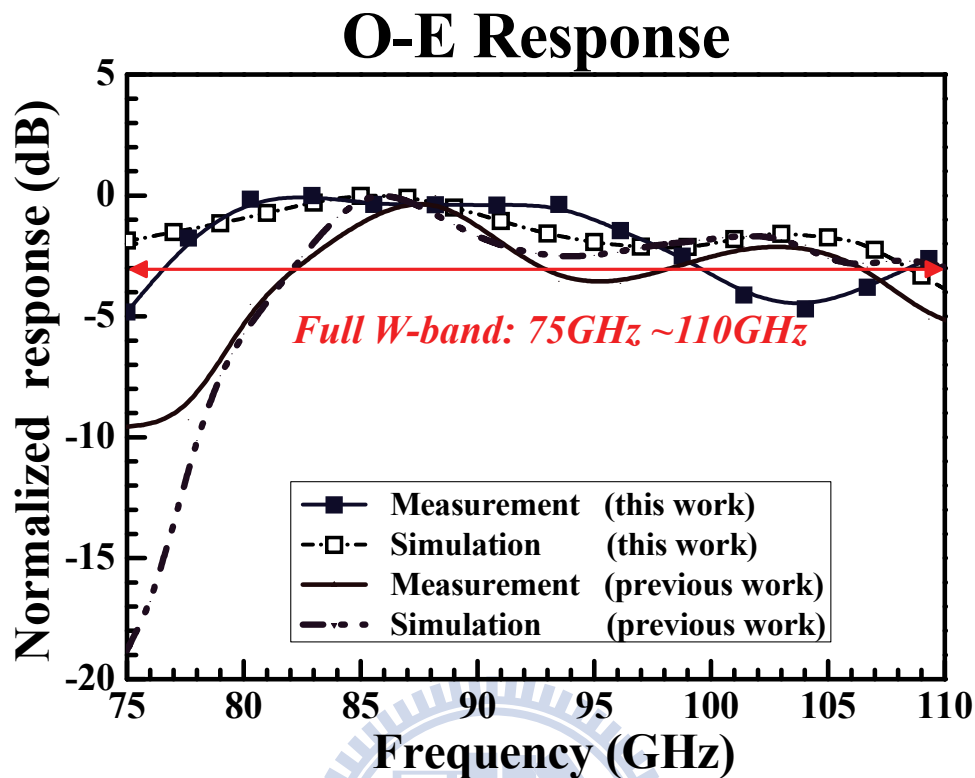


圖 4-5 此次研究與過去研究之光電頻率響應結果比較

圖 4-5 是此次採用「槽線結構」之光子傳輸器與先前使用「共平面波導 (Coplanar-waveguide, CPW) 結構」[33]之光子傳輸器的光電頻率響應數據比較。由量測結果可知此次採用槽線設計與先前使用共平面波導設計的結果皆相當寬頻，不過，此次的頻率響應卻較先前研究來得平坦，且並未為了得到高頻寬而犧牲其功率。由此可見，使用槽線設計確實可以達到更加寬頻的表現，且成果已可涵蓋整個 W 頻段。但是，從模擬結果與實際量測結果又可以發現有些許誤差，這個誤差可能是來自於近彈道單載子傳輸光檢測器的模擬模型，因為先前研究無論是近彈道單載子傳輸光檢測器或被動電路皆採用共平面

波導結構，而該結構已有多次實驗與量測結果可供電磁模型修正，但此次是我們第一次採用槽線結構，因此並無實際量測結果可套用於電磁模型，所以才會造成模擬結果與實際量測結果的誤差。除此之外，在實際量測時，無論是逆偏電壓抑或是近彈道單載子傳輸光檢測器產生的光電流都會隨量測而調整，而整體元件模型的參數並未如此齊全，且模擬時皆將模型設定為線性的，但實際操作元件時卻會遭遇許多非線性的情況。而且在量測時，輸入之毫米波功率以及射頻功率的負載阻抗皆為 50Ω ，而電磁模型卻是模擬在 25Ω 的情況下，所以才會出現耦合損耗（Coupling loss）不一致的情形。因此，若往後研究欲得更加準確之模擬頻率響應，與提升整體系統的頻寬，則需增加模型的參數以及建立出更近似於非線性情況的線性模型。除了模擬之外，實作部分亦需毫米波元件的配合。

§4.3 IF 頻率響應量測結果

量測 IF 頻率響應實質上是量測元件的偏壓調變響應 (Bias modulation response)，亦即固定光載波頻率，量測以不同頻率的電信號調變元件時，其相應的升頻 (Up-converted) 信號強度。若 IF 訊號調變的頻段越寬，則可負載更寬頻的訊號，表示元件才有更高的資料傳輸速率。於量測 IF 頻率響應時，輸入光訊號部分是使用 Heterodyne-beating 量測系統的兩支雷射，使其頻率固定並產生頻率差 92.5GHz 之光訊號，亦即將光訊號固定於 W 頻段的中心頻率。而輸入電訊號部分則是使用 Bias tee 將直流電源供應器輸出的直流偏壓以及訊號產生器輸出之 IF 訊號個別獨立並且一起透過 GS 探針饋入至光子傳輸器 IF 端 (圖 4-6)，其餘量測原理同 4.1 節所述，量測系統則見圖 4-1。

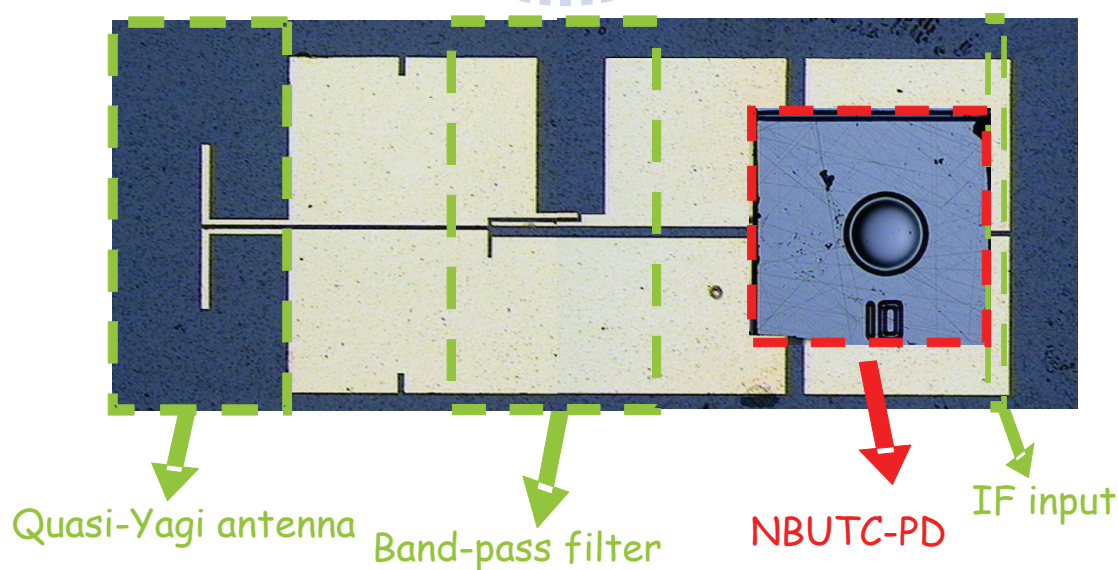


圖 4-6 光子傳輸器結構與 IF 訊號輸入端示意圖

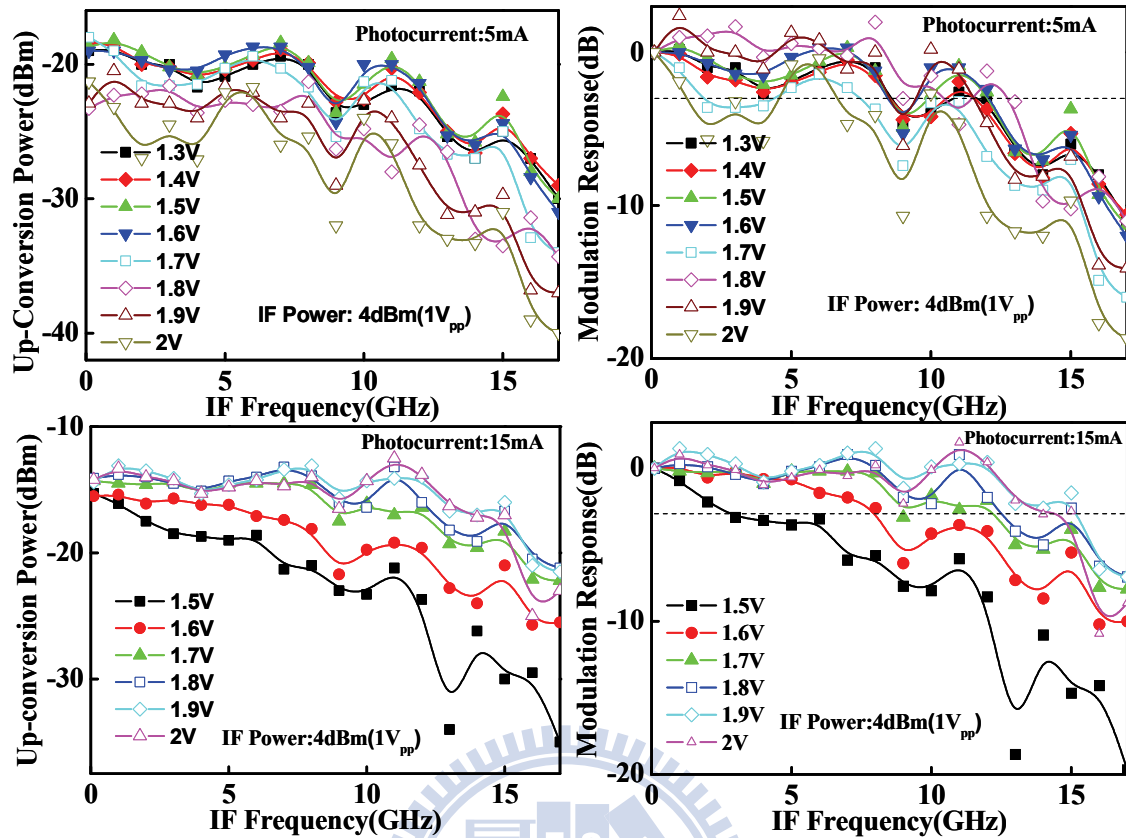


圖 4-7 IF 頻率響應量測結果

由圖 4-7 IF 頻率響應之量測結果可知此次元件的偏壓調變頻寬相當寬，在大部分偏壓下，IF 頻率響應都將近 10GHz，而最佳結果更將近 15GHz（圖 4-8）。再由 IF 量測結果可知元件在低頻處可以快速開關光電響應產生之電訊號，即不需電訊號時，能完全抑制住電訊號之產生，而需要時又能在一瞬間將電訊號百分之百輸出。並且在 IF 頻率接近至高頻處 11GHz~14GHz 時，電訊號之抑制與輸出效能才逐漸衰減至一半。與先前研究[33]相比，此次 IF 頻率響應寬頻了許多（~15GHz V.S. ~5GHz），表示此次設計之光子傳輸器電訊號開關速

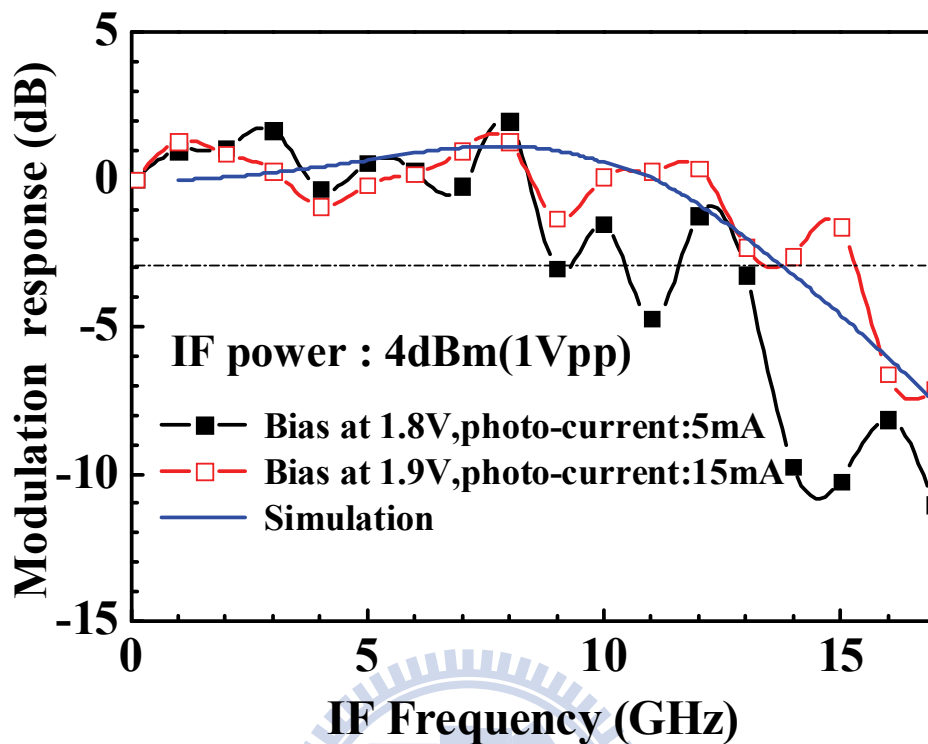


圖 4-8 於不同偏壓、不同光電流情形下之最佳 IF 頻率響應量測結果

度非常快，因此我們能以偏壓調變控制電訊號之輸出，使得由雷射頻率差 92.5GHz 產生之高頻載波能被 IF 訊號控制，近而將高頻載波訊號調變成與寬頻資料一致以傳輸至天線端。由此可知，本次製作之光子傳輸器擁有相當高的資料傳輸速率。而且從圖 4-8 又可知模擬結果與量測結果非常一致，這是因為 IF 頻率響應會受到 IF 高通濾波器(W 頻段之帶通濾波器)的低三分貝頻率以及 IF 低通濾波器(W 頻段之射頻箍流器)的高三分貝頻率影響，由量測結果趨勢，確實驗證了模擬的假設。

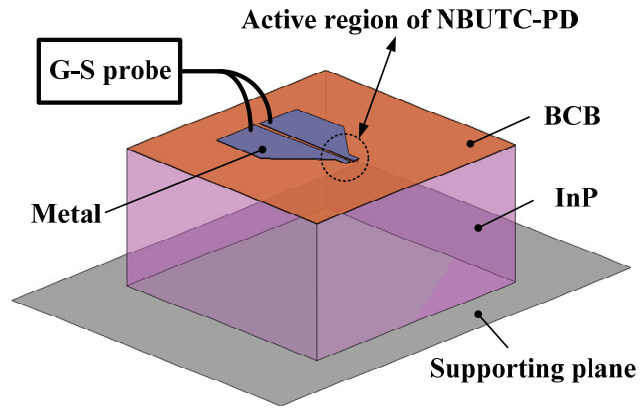


圖 4-9 被動電路模擬示意圖

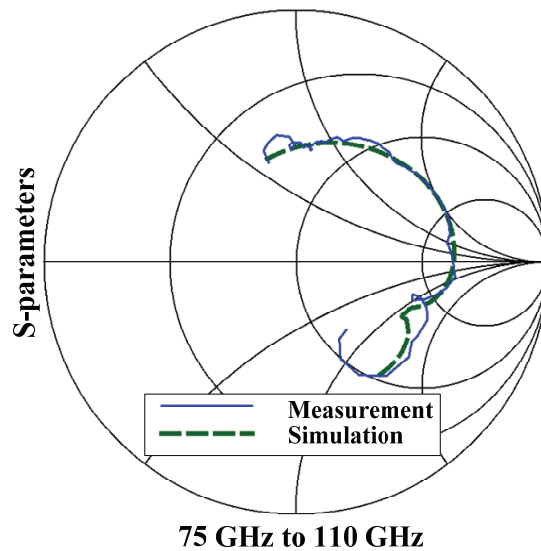


圖 4-10 被動電路 $|S_{11}|$ 模擬與量測結果

為了驗證模擬模型與實際量測結果準確與否，我們模擬了被動電路的 $|S_{11}|$ ，模擬方式是將近彈道單載子傳輸光檢測器之特性關閉，模擬 GS 探針下在主動元件的金屬墊片 (Pad) 上 (見圖 4-9)，以此模擬 AlN 被動電路之 $|S_{11}|$ ，而由量測結果 (圖 4-10) 可知，此次模擬所建立之等效電路模型確實與實際結果非常吻合。

第五章

結論與未來展望

§5.1 結論

在本論文中，我們證實了近彈道單載子傳輸光檢測器運用覆晶鍵合技術與附有金柱基的氮化鋁光子傳輸器做垂直整合，擁有非常好的特性與量測結果，不僅光電響應之3-dB頻寬有將近35GHz的超寬頻可以涵蓋整個W頻段在內，且沒有為了獲得高頻寬而因此犧牲掉功率，故相當適合用於超寬頻通訊以及展頻調變等應用。另外，光子傳輸器在IF頻率響應頻寬量測亦得到相當良好的結果，最佳的IF頻率響應頻寬甚至將近15GHz，成功達到了以中低頻輸入訊號控制高頻訊號的目的，表示元件能非常快速地開關經近彈道單載子傳輸光檢測器光電轉換後之W頻段電訊號，因此元件具有非常高的資料傳輸速率可供運用。此次研究成功地達成了高速、超寬頻傳輸，以及無線存取的目標。

§5.2 未來展望

因為有了此次使用槽線結構的研究成果，所以未來若需要設計槽線結構的元件，電磁模型即可以此次之研究成果為基礎，並且隨著實

際量測結果的增加，電磁模型亦可隨之調整，所以在往後的實驗上就可以建立出幾近現實成果的模擬，如此便可預先避免實驗上會遭遇的問題與困難，因此就可以提高實驗成功率。

此外，在未來實作上，被動電路方面可以設計成串聯兩個近彈道單載子傳輸光檢測器的形式，即被動電路先設計成串聯結構，最後再以覆晶鍵合技術分別將兩個近彈道單載子傳輸光檢測器結合於被動電路。將兩個光檢測器串聯在一起的元件即為 Balanced photodetector (圖 5-1)，此元件的訊號可以操作於差模 (Differential mode) 輸出，或共模 (Common mode) 輸出。當 Balanced photodetector 操作於差模輸出時，因為兩個光檢測器的訊號相位差 180 度，所以相減後即可以消掉隨機產生之雜訊，並且不會影響輸出訊號之波形與相位，即可同時達成壓抑雜訊與增加訊號雜訊比等功能。

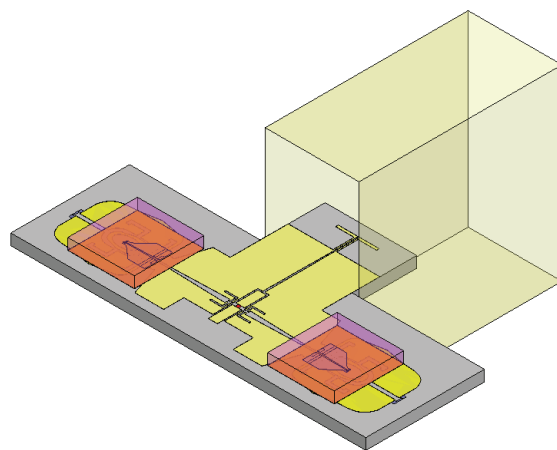


圖 5-1 Balanced photodetector 示意圖

參考文獻

- [1] Y.-S. Wu, J.-W. Shi, J.-Y. Wu, F.-H. Huang, Y.-J. Chan, Y.-L. Huang, and R. Xuan “High-Performance Evanescently Edge Coupled Photodiodes with Partially p-Doped Photoabsorption Layer at 1.55- μ m Wavelength,” *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 17, no. 4, pp. 878–880, Apr. 2005.
- [2] Jonathan Wells “Faster Than Fiber: The Future of Multi-Gb/s Wireless,” *IEEE Microwave Magazine*, pp.104–112, May 2009.
- [3] Mario Weiß, Mathieu Huchard, Andreas Stöhr, Benoît Charbonnier, Sascha Fedderwitz, and Dieter Stefan Jäger, “60-GHz Photonic Millimeter-Wave Link for Short-to Medium-Range Wireless Transmission Up to 12.5 Gb/s” *Journal Of Lightwave Technology*, vol. 26, no. 15, pp. 2424–2429, August 1 2008.
- [4] J. J. Vegas Olmos, Toshiaki Kuri, and Ken-Ichi Kitayama, “60-GHz-Band 155-Mb/s and 1.5-Gb/s Baseband Time-Slotted Full-Duplex Radio-Over-Fiber Access Network,” *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 20, no.8, pp. 617–619, Apr. 15 2008.
- [5] A. Hirata, T. Kosugi, H. Takahashi, R. Yamaguchi, F. Nakajima, T. Furuta, H. Ito, H. Sugahara, Y. Sato, and T. Nagatsuma, “120-GHz-Band Millimeter-Wave Photonic Wireless Link for 10-Gb/s Data Transmission,” *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 54, no.5, pp. 1937–1944, May. 2006.
- [6] K. Kato, “Ultrawide-Band/High-Frequency Photodetectors,” *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 47, no.7, pp. 1265–1281, Jul. 1999.
- [7] J.-W. Shi, H.-C. Hsu, F.-H. Huang, W.-S. Liu, J.-I. Chyi, Ja-Yu Lu, C.-K. Sun, and Ci-Liang Pan, “Separated-Transport-Recombination p-i-n Photodiode for High-speed and High-power Performance” *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 17, no.8, pp. 1722–1724, Aug. 2005.
- [8] T. H. Stievater and K. J. Williams, “Thermally Induced Nonlinearities in High-Speed p-i-n Photodetectors,” *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 16, no.1, pp. 239–241, Jan. 2004.
- [9] N. Li, H. Chen, N. Duan, M. Liu, S. Demiguel, R. Sidhu, A. L. Holmes, Jr., and J. C. Campbell, “High Power Photodiode Wafer Bonded to Si Using Au With Improved Responsivity and Output Power” *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 18, no.23, pp. 2526–2528, Dec. 2006.
- [10] H. Ito, S. Kodama, Y. Muramoto, T. Furuta, T. Nagatsuma, T. Ishibashi, “High-Speed and High-Output InP-InGaAs Unitraveling-Carrier Photodiodes,” *IEEE J. of Sel. Topics in Quantum Electronics*, vol. 10, no.4, pp. 709–727, Jul./ Aug. 2004.
- [11] H. Ito, T. Furuta, F. Nakajima, K. Yoshino, T. Ishibashi, “Photonic Generation

- of Continuous THz Wave Using Uni-Traveling-Carrier Photodiode,” *J. of Lightwave Technol.*, vol. 23, no.12, pp. 4016–4021, Dec. 2005.
- [12] J.-W. Shi, C.-Y. Wu, Y.-S. Wu, P.-H. Chiu, and C.-C. Hong, “High-Speed, High-Responsivity, and High-Power Performance of Near-Ballistic Uni-Traveling-Carrier Photodiode at 1.55 μ m Wavelength,” *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 17, no.9, pp. 1929–1931, Sep. 2005.
- [13] Y.-S. Wu, and J.-W. Shi, “Dynamic Analysis of High-Power and High-Speed Near-Ballistic Unitraveling Carrier Photodiodes at *W*-Band,” *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 20, no.13, pp. 1160–1162, July. 2008.
- [14] Y.-S. Wu, J.-W. Shi, and P.-H. Chiu “Analytical Modeling of a High-Performance Near-Ballistic Uni-Traveling-Carrier Photodiode at a 1.55- μ m Wavelength,” *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 18, no.8, pp. 938–940, Apr. 2006.
- [15] N. Li, X. Li, S. Demiguel, X. Zheng, J. C. Campbell, D. A. Tulchinsky, K. J. Williams, T. D. Isshiki, G. S. Kinsey, and R. Sudharsansan, “High-Saturation-Current Charge-Compensated InGaAs-InP Uni-Traveling-Carrier Photodiode,” *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 16, no.3, pp. 864–866, Mar. 2004.
- [16] Ning Duan, Xin Wang, Ning Li, Han-Din Liu, and Joe C. Campbell “Thermal Analysis of High-Power InGaAs-InP Photodiodes,” *IEEE Journal Of Quantum Electronics*, vol. 42, no. 12, pp. 1255–1258, Dec. 2006.
- [17] Jo Das, Herman Oprins, Hangfeng Ji, Andrei Sarua, Wouter Ruythooren, Joff Derluyn, Martin Kuball, Marianne Germain, and Gustaaf Borghs “Improved Thermal Performance of AlGaIn/GaN HEMTs by an Optimized Flip-Chip Design,” *IEEE Transactions On Electron Device*, vol. 53, no. 11, pp. 2696–2700, Nov. 2006.
- [18] Jianping Yao, Fei Zeng, and Qing Wang, “Photonic Generation of Ultrawideband Signals,” *J. Lightw. Technol.*, vol. 25, no. 11, pp. 3219–3235, Nov.2007.
- [19] H. Togo, P.-C. P. Sah, N. Shimizu, and T. Nagatsuma, “Gigabit Impulse Radio Link Using Photonic Signal-Generation Techniques,” in *Proc. Eur. Microw. Conf. 2005*, Oct. 2005, vol. 1, pp. 4–7.
- [20] Hung-Chang Chien, Arshad Chowdhury, Zhensheng Jia, Yu-Ting Hsueh, and Gee-Kung Chang, “Long-Reach, 60-GHz Mm-Wave Optical-Wireless Access Network Using Remote Signal Regeneration and Upconversion,” in *PROC. ECOC 2008, Brussels, Belgium, Germany, Sep., 2008*, vol. 2, pp.137-138.
- [21] Jae-Young Kim, Chang-Soon Choi, Woo-Young Choi, Hideki Kamitsuna, Minoru Ida, and Kenji Kurishima, “Characteristics of InP-InGaAs HPT-Based Optically Injection-Locked Self-Oscillating Optoelectronic Mixers and Their

- Influence on Radio-Over-Fiber System Performance”, *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 19, no.3, pp.155-157, FEBRUARY 1, 2007.
- [22] F.- M. Kuo, Ho Yen-Lin, Jin-Wei Shi, Nan-Wei Chen, Wen-Jr Jiang, Chun-Ting Lin, Jason (Jyehong) Chen, Ci-Ling Pan, and Sien Chi, “12.5-Gb/s Wireless Data Transmission by Using Bias Modulation of NBUTC-PD Based W-Band Photonic Transmitter-Mixer,” *Proc. OFC 2010, San Diego, CA, USA, March, 2010*, pp. OThF7.
- [23] Akihiko Hirata, Hiroyuki Takahashi, Ryoichi Yamaguchi, Toshihiko Kosugi, Koichi Murata, Tadao Nagatsuma, Naoya Kukutsu, and Yuichi Kado, “Transmission Characteristics of 120-GHz-Band Wireless Link Using Radio-on-Fiber Technologies,” *JOURNAL OF LIGHTWAVE TECHNOLOGY*, VOL. 26, no. 15, pp.2338-2344, AUGUST 1, 2008.
- [24] Akihiko Hirata, Toshihiko Kosugi, Nicholas Meisl, Tsugumichi Shibata, Tadao Nagatsuma, “High-Directivity Photonic Emitter Using Photodiode Module Integrated With HEMT Amplifier for 10-Gbit/s Wireless Link,” *IEEE Trans. Microwave Theory Tech*, vol. 52, no.8, pp.1843-1850, AUGUST 2004
- [25] http://www.quinstar.com/antenna_lens.html.
- [26] Noriaki Kaneda ,Yongxi Qian ,Tatsuo Itoh , "A Broadband CPW-to-Waveguide Transition Using Quasi-Yagi Antenna," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* 47, NO. 12, DECEMBER 1999.
- [27] S. M. Sze, “Physics of Semiconductor devices,” John Wiley & Sons, 2nd Edition.
- [28] Donald A. Neamen, “Semiconductor Physics and Devices Basic Principles,” McGraw-Hill, third edition.
- [29] Hiroshi Ito, Satoshi Kodama, Yoshifumi Muramoto, Tomofumi Furuta, Tadao Nagatsuma, and Tadao Ishibashi, “High-Speed and High-Output InP-InGaAs Unitraveling-Carrier Photodiodes,” *IEEE J. Quantum Electron.*, vol. 10, no.4, pp. 709-727, July/August 2004.
- [30] N. Shimizu, N. Watanabe, T. Furuta, and T. Ishibashi, “InP-InGaA Uni-Traveling-Carrier Photodiode With Improved 3-dB Bandwidth of Over 150 GHz,” *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 10, pp. 412-414, Mar. 1998.
- [31] T. Ishibashi, “Nonequilibrium Electron Transport in HBTs,” *IEEE Trans. Electron Devices*, vol. 48, no.11, pp. 2595-2605, Nov. 2001.
- [32] T. Ishibashi and Y. Yamauchi, “A Possible Near-Ballistic Collection in an AlGaAs/GaAs HBT with a Modified Collector Structure,” *IEEE Trans. on Electron Devices*, vol. 35, no.4, pp. 401-404, April. 1988.
- [33] F.-M. Kuo, Yu-Tai Li, J.-W. Shi, Shao-Ning Wang, Nan-Wei Chen ,and Ci-Ling Pan, "Photonic Impulse-Radio Wireless Link at W-band Using a Near-Ballistic Uni-Traveling-Carrier Photodiode-Based Photonic Transmitter-Mixer,” *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol.22, No.2, pp.82-84, January 2010.