

國立交通大學

電信工程學系

碩士論文

蕈狀結構結合懸置微帶線的多頻 EBG 特性

The multi-band EBG characteristic of the mushroom
structure with the suspending microstrip line

研究生：王士元

指導教授：陳富強 教授

中華民國

九十七年

九月

蕈狀結構結合懸置微帶線的多頻 EBG 特性

The multi-band EBG characteristic of the mushroom structure
with the suspending microstrip line

研 究 生：王士元

Student : Shi-Yung Wang

指 導 教 授：陳富強 博士

Advisor : Dr. Fu-Chiarng Chen

國 立 交 通 大 學

電 信 工 程 學 系 碩 士 班



A Thesis

Submitted to Department of Communication Engineering

College of Electrical and Computer Engineering

National Chiao Tung University

in partial Fulfillment of the Requirements

for the Degree of

Master

in

Communication Engineering

September 2008

Hsinchu, Taiwan, Republic of China

中華民國 九十七 年 九 月


蕈狀結構結合懸置微帶線的多頻 EBG 特性

學生：王士元

指導教授：陳富強 博士

國立交通大學電信工程學系（研究所）碩士班

摘 要



蕈狀結構是一種後設材料，因為它擁有很多獨特的電磁特性，所以近年來被廣泛的應用在微波電路和天線通訊上面。而本論文著重的是，蕈狀結構結合懸置微帶線架構的電磁帶隙特性。而傳統的蕈狀結構的應用，多半只有操作在單一頻率的電磁帶隙特性，而本論文就針對了蕈狀結構結合懸置微帶線架構的電磁帶隙特性研究，並提出了一種新的穿插週期排列的概念，透過電路模擬與實作量測的驗證，我們成功的讓蕈狀結構結合懸置微帶線的架構展現出多頻電磁帶隙的特性，並且，我們利用了這一個新概念設計了一種新型的微波電路。而這個新型的微波電路，我們稱為三頻雙工器。這支三頻雙工器，它結合了三工器和雙工器的功能，透過這支三頻雙工器的完成，我們能讓 GSM 1800MHz、WiFi 2.45GHz 和 WiMAX 3.5GHz，這三種不同頻段的系統，作多頻段與多通道的整合，進而擁有三個系統相互之間的資料傳輸功能，我們相信這可以提升現今的無線通訊產業對於整合型通訊系統技術的發展，也確信這可以為未來通訊科技的進步帶來貢獻。

The multi-band EBG characteristic of the mushroom structure with the suspending microstrip line

Student : Shi-Yung Wang

Advisor : Dr. Fu-Chiarng Chen

Department (Institute) of Communication Engineering
National Chiao Tung University



Mushroom structure, which is one kind of the meta-materials, exhibits unique electromagnetic properties that have led to a wide range of application in microwave and antenna community. This thesis is devoted in the electromagnetic band-gap (EBG) characteristic of the mushroom structure with the suspending microstrip line. But, most of the traditional mushroom structures are restricted to only single EBG frequency design. In this thesis, we propose a novel concept about the interlaced periodic array of the mushroom structure with the suspending microstrip line. By the simulation and measurement result, it is verified that the mushroom structure with the suspending microstrip line can reveal multi-band EBG characteristic. Moreover, we use the new concept to design a novel microwave circuit called Tri-duplexer, which composites both the capability of the Triplexer and the duplexer. The Tri-duplexer can integrate with the systems, which have operating frequency at GSM 1800MHz, WiFi 2.45GHz, and WiMAX 3.5GHz, respectively, and let the systems to transmit the informations with each other. Therefore, the novel Tri-duplexer would be good potential candidate not only for nowadays but also for future applications in communication systems.

誌 謝

論文能夠順利完成，第一個想要感謝的就是我的指導教授—陳富強老師。兩年來，老師耐心地指導我，鼓勵我，並且給予我自由又舒適的研究空間；從個性豪情萬丈卻又聰明內斂的陳老師身上，我學到的不只是作研究的方法，更學到了面對夢想該有的熱情與遇到逆境該有的自信。同時，還要感謝口試委員李育民老師，以及林俊華老師給予論文許多寶貴的意見，讓我的論文能更臻完善。

709 就像我在新竹的家，和研究室裡的學長、同學與學弟朝夕相處，感情融洽就像一家人。我是非電信系畢業的學生，還記得兩年前暑假進實驗室，學長 wells 和小猴子帶著我洗電路，教我使用量測儀器，給了我許多幫助與指導，讓我能快速地熟悉原本毫無任何概念的電信領域。碩一的時候，學長阿南、朋哥、邱仔、Eric、Stanley 還有阿筆，不論是在課業上，還是生活上，都給我很大的幫助，尤其是什麼都會的 Eric 學長，幾乎可以算是我研究所的第二個指導教授。碩二之後，小莊、小潘、小 k 和帥哥坐在我旁邊，我們無話不談，不管是課業上或者是生活上的瑣事，都會一起討論；有的時候還會忙裡偷閒，跑到校外去吃好料。研究室裡，大家遇到有關電腦軟體大小問題，都是靠朋哥學長和小 k 來解決。學弟張榮原、juby 還有天才劉家安，在一整天辛勤工作結束後，謝謝你們陪我打球、跑步，藉由運動和娛樂來調劑身心。而且，我相信實驗室會因為你們的加入而變得更強大。709 感情超好，研究室裡氣氛和諧融洽，學長學弟彼此感情深厚，這份難得情誼讓我非常捨不得離開交大。

爸爸、媽媽、大姐、二姐，感謝你們這些年來的照顧，因為有你們陪伴，我最後一年的學生生涯過的特別精彩有意義。你們對我的包容、付出、與關心，是支持我堅定走每一步的力量，也因為有你們的滿滿的愛包圍著我，所以我是個幸運又幸福的孩子，謝謝你們！有你們真好！

士元謹誌

2008 年 9 月 於新竹交大

目 錄

中文摘要	i
英文摘要	ii
誌謝	iii
目錄	iv
表目錄	vi
圖目錄	vii
第一章	序論.....	1
1.1	研究動機.....	1
1.2	論文架構.....	2
第二章	後設材料.....	4
2.1	概要.....	4
2.2	光子晶體.....	5
2.2.1	光子晶體的光子帶隙.....	5
2.2.2	光子晶體的負折射.....	6
2.3	週期性結構.....	7
2.4	人造傳輸線.....	8
第三章	蕈狀結構.....	10
3.1	概要.....	10
3.2	蕈狀結構的 AMC 特性.....	11
3.2.1	等效電路模組.....	12
3.2.2	AMC 平面的量測方法.....	15
3.3	蕈狀結構的 EBG 特性.....	16
3.3.1	蕈狀結構對表面波的 EBG 特性.....	16
3.3.2	蕈狀結構結合懸置微帶線的 EBG 特性.....	18

第四章	葦狀結構結合懸置微帶線的多頻 EBG 特性.....	21
4.1	概要.....	21
4.2	穿插週期排列葦狀結構的多頻 EBG 新概念.....	21
4.2.1	電路單元的模擬與等效電路的提出.....	21
4.2.2	穿插週期排列概念的引進.....	24
4.3	簡易的三頻帶止濾波器的模擬與實作.....	27
第五章	三頻雙工器的設計.....	30
5.1	設計藍圖.....	30
5.2	一個部份工作的三頻雙工器.....	32
5.3	解決問題—考慮傳輸線的等效開路特性.....	37
5.3.1	測試電路 1—枝幹 EBG 頻率為 WiFi 2.45GHz 和 WiMAX 3.5GHz ...	38
5.3.2	測試電路 2—枝幹 EBG 頻率為 GSM 1800MHz 和 WiMAX 3.5GHz.....	39
5.3.3	測試電路 3—枝幹 EBG 頻率為 GSM 1800MHz 和 WiFi 2.45GHz.....	41
5.4	三頻雙工器的模擬與量測.....	42
第六章	討論.....	50
6.1	概要.....	50
6.2	改用 FR4 板作為板材.....	50
6.3	移除空氣層.....	52
6.3.1	移除空氣層的測試電路 1	52
6.3.2	移除空氣層的測試電路 2	54
6.3.3	移除空氣層的測試電路 3	55
6.3.4	移除空氣層之三頻雙工器的模擬與量測.....	56
第七章	結論.....	61
參考文獻	63

表 目 錄

表 4-1	三頻帶止濾波器的 S11 模擬與量測的對照表.....	29
表 5-1	三頻雙工器的 S 參數波峰模擬值對照表.....	48
表 5-2	三頻雙工器的 S 參數波峰量測值對照表.....	48



圖 目 錄

圖 1-1	後設材料分類圖	2
圖 1-2	葦狀結構功能分類圖	3
圖 2-1	光子晶體與光子帶隙對應圖	5
圖 2-2	利用光子晶體的光子帶隙做成的光波導示意圖	6
圖 2-3	光子晶體平板的聚焦示意圖	7
圖 2-4	週期性結構的裂隙環形共振器的實體圖	8
圖 2-5	人造傳輸線的電路單元模組	8
圖 3-1	葦狀結構的俯視圖與側視圖	10
圖 3-2	完美電導的等效電路模組	11
圖 3-3	完美磁導的等效電路模組	12
圖 3-4	葦狀結構的 AMC 等效電路模組	12
圖 3-5	改良型葦狀結構的俯視圖與側視圖	13
圖 3-6	改良型葦狀結構的等效電路模組	14
圖 3-7	AMC 平面的量測示意圖	15
圖 3-8	葦狀結構的電磁帶隙對應圖	16
圖 3-9	EBG 平面的量測示意圖	17
圖 3-10	葦狀結構結合懸置微帶線的俯視圖與側視圖	18
圖 3-11	葦狀結構結合的懸置微帶線量測圖	19
圖 4-1	葦狀結構結合懸置微帶線電路單元的俯視圖與側視圖	22
圖 4-2	葦狀結構結合懸置微帶線電路單元的模擬圖	23
圖 4-3	葦狀結構結合懸置微帶線電路單元的等效 LC 電路圖	23
圖 4-4	放置兩種不同尺寸電路單元的等效 LC 電路圖	24
圖 4-5	葦狀結構的傳統週期排列與穿插週期排列示意圖	25
圖 4-6	傳統週期排列的 S 參數模擬與量測圖	26
圖 4-7	穿插週期排列的 S 參數模擬與量測圖	26
圖 4-8	三頻帶止濾波器的俯視圖與側視圖	28
圖 4-9	三頻帶止濾波器的 S 參數模擬與量測圖	28

圖 5-1	簡易的 duplexer 和 diplexer 功能區分示意圖	30
圖 5-2	三工器的功能示意圖	31
圖 5-3	三頻雙工器的功能示意圖	32
圖 5-4	三頻雙工器的原型電路圖	33
圖 5-5	原型三頻雙工器從埠 1 輸入的 S 參數模擬圖	34
圖 5-6	原型三頻雙工器從埠 2 輸入的 S 參數模擬圖	35
圖 5-7	原型三頻雙工器從埠 3 輸入的 S 參數模擬圖	35
圖 5-8	原型三頻雙工器從埠 4 輸入的 S 參數模擬圖	36
圖 5-9	考慮傳輸線效應的阻抗匹配示意圖	37
圖 5-10	測試電路 1 的示意圖	38
圖 5-11	測試電路 1 的 S 參數模擬圖	39
圖 5-12	測試電路 2 的示意圖	40
圖 5-13	測試電路 2 的 S 參數模擬圖	40
圖 5-14	測試電路 3 的示意圖	41
圖 5-15	測試電路 3 的 S 參數模擬圖	41
圖 5-16	三頻雙工器的電路圖	42
圖 5-17	三頻雙工器從埠 1 輸入的 S 參數模擬圖	44
圖 5-18	三頻雙工器從埠 1 輸入的 S 參數量測圖	44
圖 5-19	三頻雙工器從埠 2 輸入的 S 參數模擬圖	45
圖 5-20	三頻雙工器從埠 2 輸入的 S 參數量測圖	45
圖 5-21	三頻雙工器從埠 3 輸入的 S 參數模擬圖	46
圖 5-22	三頻雙工器從埠 3 輸入的 S 參數量測圖	46
圖 5-23	三頻雙工器從埠 4 輸入的 S 參數模擬圖	47
圖 5-24	三頻雙工器從埠 4 輸入的 S 參數量測圖	47
圖 6-1	使用 FR4 板的葦狀結構結合懸置微帶線電路單元的俯視圖與側視圖	51
圖 6-2	FR4 板與 RT/Duroid 5880 板的葦狀結構結合懸置微帶線電路單元的模擬 對照圖	51
圖 6-3	移除空氣層的測試電路 1 的示意圖	53
圖 6-4	移除空氣層的測試電路 1 的 S 參數模擬圖	53

圖 6-5	移除空氣層的測試電路 2 的示意圖.....	54
圖 6-6	移除空氣層的測試電路 2 的 S 參數模擬圖.....	55
圖 6-7	移除空氣層的測試電路 3 的示意圖.....	55
圖 6-8	移除空氣層的測試電路 3 的 S 參數模擬圖.....	56
圖 6-9	移除空氣層的三頻雙工器的電路圖.....	57
圖 6-10	移除空氣層的三頻雙工器從埠 1 輸入的 S 參數模擬圖.....	58
圖 6-11	移除空氣層的三頻雙工器從埠 2 輸入的 S 參數模擬圖.....	58
圖 6-12	移除空氣層的三頻雙工器從埠 3 輸入的 S 參數模擬圖.....	59
圖 6-13	移除空氣層的三頻雙工器從埠 4 輸入的 S 參數模擬圖.....	59
圖 6-14	移除空氣層的葦狀結構結合懸置微帶線電路單元的等效 LC 電路圖	60
圖 7-1	三頻雙工器實作圖.....	62



第一章 序論

1.1 研究動機

後設材料(Metamaterial)，是近幾十年來非常受到重視的研究主題之一，而所謂的『後設材料』就是將材料再設計和加工，使它展現出在未加工前所沒有的特性。後設材料的迷人之處就是它擁有非常多獨特的特性，如左手材料的特性與電磁帶隙的特性，而這些獨特的特性也引起了世界上非常多的研究團隊雨後春筍般的爭相研究。

後設材料的概念，是在 1968 年，由前蘇聯的物理學家 V. G. Veselago 所提出[1]。但是，在當時 Veselago 所提出的概念並不受到重視，直到 1987 年，由 E. Yablonovitch 和 S. John 這兩位科學家一起提出了光子晶體(photonic crystals)以後，後設材料才漸漸的受重視，而後設材料研究的大門正式開啟。之後，隨著光子晶體的誕生，左手材料(left handed material)的概念也接著被提出來。

近年來有很多研究團隊將光子晶體的概念用在微波電路上，成功的設計出一些週期性結構，這些週期性結構擁有與光子晶體類似的特性，但是頻率卻比光子晶體的光频段低了許多，屬於微波频段。與光子晶體一樣，週期性結構有一個很特別的特性，就是它的電磁帶隙特性。但是，傳統的週期性結構，多半只有單一頻率的電磁帶隙特性，無法滿足今日整合型通訊系統對於多频段多通道整合的需求。

為了改良傳統的週期性結構的單一頻率的電磁帶隙特性，本論文針對了蕈狀結構結合懸置微帶線的架構做了研究，並提出了一種讓蕈狀結構穿插週期排列的新概念，透過電路模擬與實作量測的驗證，我們成功的讓蕈狀結構結合懸置微帶線的架構產生多頻電磁帶隙的特性，並且，利用了我們提出的新型穿插週期排列蕈狀結構的概念，我們成功的設計出一種新型的微波電路。

這個新型的微波電路，我們稱為三頻雙工器(Tri-duplexer)。這支三頻雙工器，它結合了三工器(Triplexer)的分頻功能和雙工器(duplexer)的雙向通道功能，而透過這支三頻雙工器的分頻與雙向通道的功能，我們能讓 GSM 1800MHz、WiFi 2.45GHz 和 WiMAX 3.5GHz，這三種不同頻段的系統，作多频段與多通道的整合，進而擁有三個系統相互之間的資料傳輸功能，我們相信這可以提升現今的無線通訊產業對於整合型通訊系統技術的發展，也確信這可以為未來通訊科技的進步帶來貢獻。

1.2 論文架構

本論文提出了穿插週期排列的新概念，使得葦狀結構結合懸置微帶線的架構產生了多頻段的電磁帶隙現象，並利用此概念設計出兼具分頻功能與雙向通道功能的三頻雙工器，藉著此三頻雙工器可達到多頻段多通道的系統整合之目的。本論文內容將會清楚交代葦狀結構結合懸置微帶線的多頻電磁帶隙理論的提出，與三頻雙工器的設計原理，並會針對三頻雙工器研究過程中所遭遇的問題，提出來加以探討。以下，我們把本論文分為七個章節做說明：

第一章 序論，簡單敘述本論文的研究動機與應用價值，並針對本論文內容摘要整理。

第二章 後設材料，內容簡介後設材料的發展歷史，並把後設材料依操作頻段與其應用的不同做分類，再針對各分類項目作簡單的介紹，圖 1-1 為我們對後設材料作簡易的分類圖。

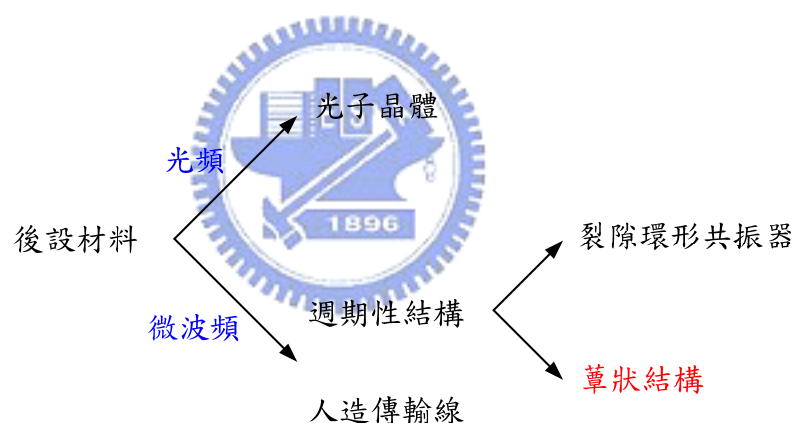


圖 1-1 後設材料分類圖

第三章 葦狀結構，內容承接上一章，將週期性結構中的葦狀結構抽出來各別討論。討論內容包括：葦狀結構的左手材料特性、葦狀結構的人造磁導特性，與葦狀結構的電磁帶隙特性。最後，再將葦狀結構的電磁帶隙特性細分成兩類：普通的葦狀結構面，用來抑制表面波的特性；和葦狀結構結合懸置傳輸線，用來抑制傳輸線行波的特性。下頁的圖 1-2 是我們依葦狀結構不同的功能應用，所作的簡易分類圖。

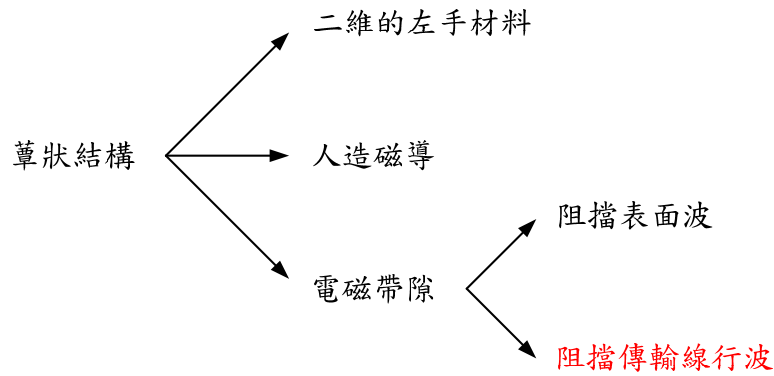


圖 1-2 草狀結構功能分類圖

- 第四章 草狀結構結合懸置微帶線的多頻 EBG 特性，本章從模擬一階的草狀結構結合懸置微帶線架構的電路單元做開場，藉由模擬的結果提出合理的 LC 等效電路。接著由 LC 等效電路的獨立共振腔概念，我們提出了草狀結構穿插週期排列的新概念，透過了模擬與實作的驗證，我們成功的讓草狀結構結合懸置微帶線擁有多頻的電磁帶隙特性。本章的最後，我們這此概念設計了一支三頻帶止濾波器，此濾波器是作為第五章的伏筆。
- 第五章 三頻雙工器的設計，本章一開始先各別介紹雙工器與三工器的功能，接著提出了一種新型的微波電路—三頻雙工器。然後，承接上一章的三頻帶止濾波器，我們利用此三頻帶止濾波器設計出了三頻雙工器。而在設計的過程中，我們遭遇了部份工作(partial work)的問題，但是經由我們分析傳輸線阻抗匹配的基本概念，我們再設計出三組測試電路來將阻抗匹配的因素加以考慮進去，最後我們終於成功的設計出我們所要的三頻雙工器。
- 第六章 討論，針對三頻雙工器研究過程中，我們對於板材與電路架構有額外的想法，藉著這一章，我們把這些想法提出來加以實驗與探討。
- 第七章 結論，將本論文所提出的三頻雙工器設計作一總結。

第二章 後設材料

2.1 概要

所謂『後設材料(Metamaterial)』就是將材料再設計和加工，使它展現出在未加工前所沒有的特性。如果我們把電波領域比擬成銀河，那麼『後設材料』可以說是目前銀河裡最閃耀的星星。後設材料的起源，最早可追溯至西元 1968 年，由前蘇聯的物理學家 V. G. Veselago 所提出。他認為，如果有一種材料同時具有負的介電常數和負的磁導係數，這種物質將能夠顛覆光學世界，它能夠使光波看起來如同倒流一般，並且在許多方面表現出有違常理的行為。在當時，Veselago 的論點並不受到重視，因為大眾普遍的認知，覺得這樣的物質在自然界並不存在。但是，料誰也沒想到，40 年前的一把鑰匙，卻意外的打開近十幾年來『後設材料』的大門。

在 1987 年，首先由 E. Yablonovitch 和 S. John 兩位科學家一起提出了後設材料中的光子晶體(photonic crystals)，立刻引起熱烈的迴響和討論，光子晶體早期的光子帶隙(photonic bandgap, PBG)和後期發現的負折射(negative refraction)的現象[2]，使得不少人爭相研究，尤其是負折射現象恰與 Veselago 所提出的論點相穩合，接著而來，左手材料(left handed material)的概念也被提出來，左手材料因而誕生了。

但是，光的頻率對一般做微波電路的人來說，算是極高的頻率，使得光子晶體無法應用在一般簡單的微波電路上。因此，近年來有很多科學家想仿照光子晶體，絞盡腦汁地設計了一些電路結構與形狀，想要得到微波電路所對應的電磁帶隙(electromagnetic bandgap, EBG)和左手材料操作頻段的頻率，在其間有不少的週期性結構(periodic structure)被提出。之後，T. Itoh 和他的學生 C. Caloz 將週期性結構的左手材料特性，和傳輸線理論做結合，引進一種新的人造傳輸線的理論概念[3]，創造出結合左右手的傳輸線(composite right/left-handed transmission lines)，寫下了左手材料輝煌的一頁。

後設材料的發展是一個連續的過程，從光學發展至電磁學，從光頻段發展至微波頻段，對於後設材料，我們很難將它很仔細的分類。在此，我們將它依其操作頻段與應用，大略分成三類：**光子晶體**、**週期性結構**，與**人造傳輸線**。接下來我們分別對這三類後設材料做些約略概述。

2.2 光子晶體

光子晶體，顧名思義就知道它操作的頻段在光頻段，它通常是由週期性的晶格排列而成，而最常被使用的兩大特性是它的光子帶隙和負折射現象。接著下來，我們就簡單的敘述一下光子晶體的光子帶隙和負折射。

2.2.1 光子晶體的光子帶隙

當光通過週期性結構排列的介質時，某些頻率的光波強度會因發生破壞性干涉而衰減，導致光無法在該介質中傳播，相當於形成了能量帶隙，無法讓光通過，這種能量帶隙被稱之為光子帶隙(PBG)。

光子晶體可以是一維、二維，或是三維週期性結構排列，如圖 2-1 就是一個典型的二維光子晶體結構，由晶格理論，科學家們可以求出它的 PBG 頻段。從圖中我們可發現頻段 0.3~0.4 之間，不存在任何傳波常數，表示光波在這頻段內無法被傳播，此頻段就是這個二維光子晶體結構的 PBG 頻段。

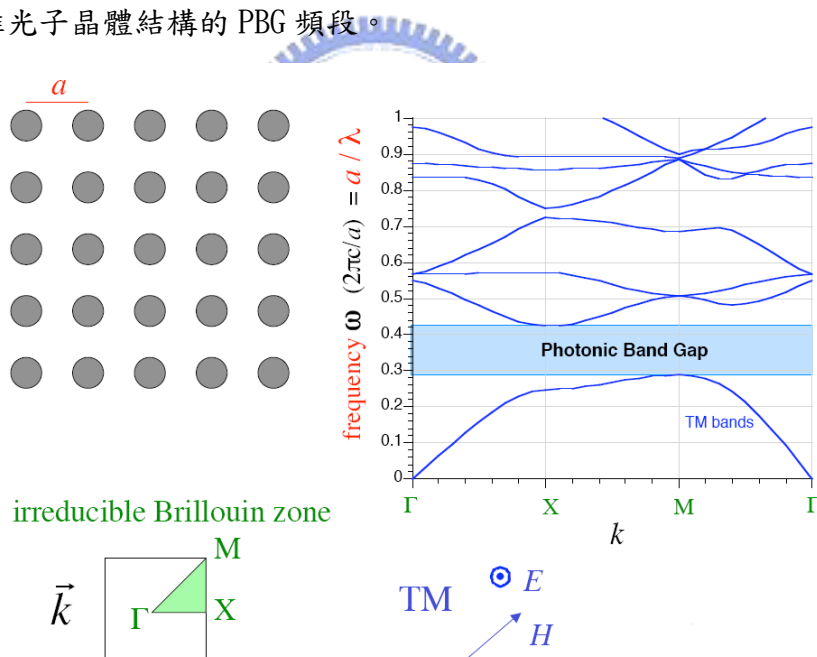


圖 2-1 光子晶體與光子帶隙對應圖

PBG 最典型的應用就是拿來做光波導，如圖 2-2，在二維光子晶體陣列中挖出一條通道，在光子晶體的 PBG 頻段內，光波在流經通道時，因為光子晶體能量帶隙的效果，而讓光波無法穿透過，形成類似通道的外屏障，使得光波被限制在通道內傳播，而形成了光波導。

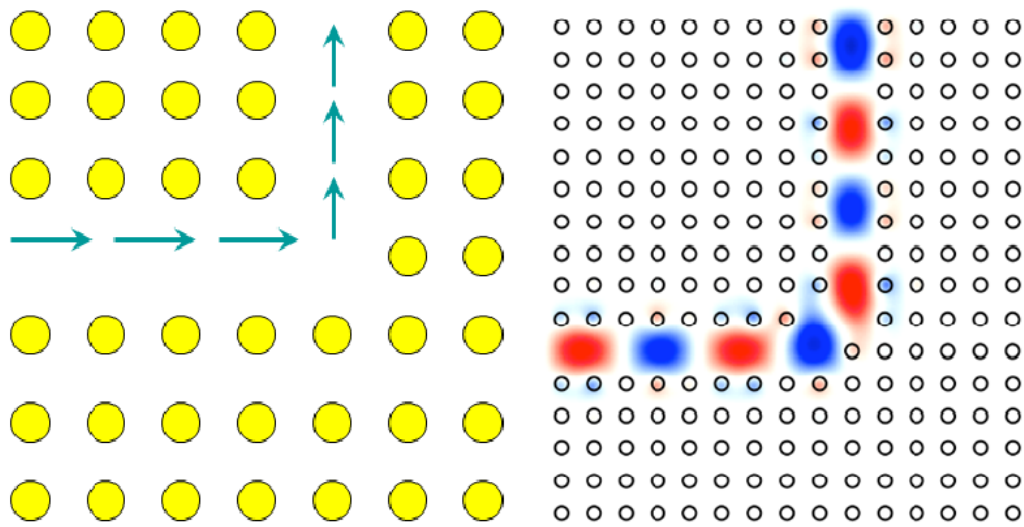


圖 2-2 利用光子晶體的光子帶隙做成的光波導示意圖

(圖 2-1，圖 2-2 取材自 “Photonic Crystals: Periodic Surprises in Electromagnetism,” Steven G. Johnson, MIT.)

2.2.2 光子晶體的負折射

光子晶體的另一大特色就是它的負折射現象。負折射是光子晶體在帶隙邊緣所形成的特殊色散關係，製造出負群速，以導致負折射現象的產生。雖然 PBG 也是光子晶體的特色，但是負折射和 PBG 所存在的頻帶不一樣，一般初學者如果沒有仔細區分，會以為它們是在同一頻段，其實不然。簡單的說，如果光波是一台一台的汽車，那 PBG 頻段就是一面牆，車子不准通過；而負折射的頻段就是一個神奇的路面，在這個路面的汽車都會自動倒著開，而且方向盤左右顛倒。

負折射最典型的應用就是用來聚焦，如圖 2-3 所示，在普通材質中間放上一光子晶體材質，操作在光子晶體的負折射頻段，光波在光子晶體材質內將會產生負折射傳播，最後在普通材質的另一端聚焦。用光子晶體做聚焦透鏡，取代一般凸透鏡最大的好處就是，用光子晶體聚焦，不會有能量散射的問題，最理想的狀況是可以達成完美透鏡。

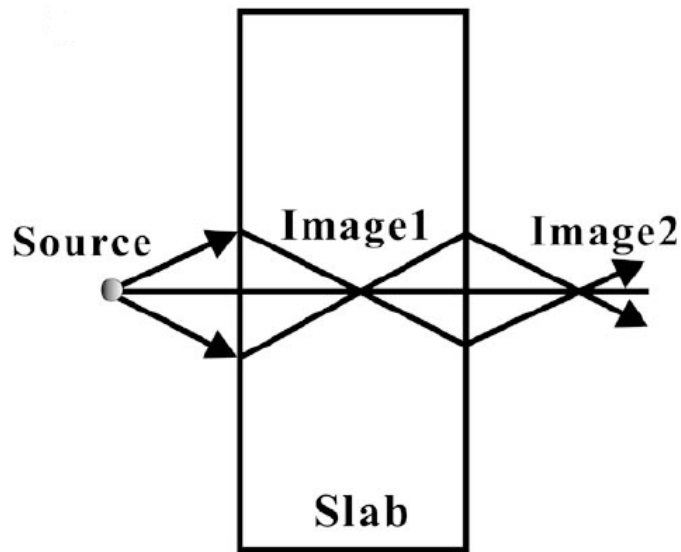


圖 2-3 光子晶體平板的聚焦示意圖

2.3 週期性結構

本節所描述的週期性結構，是針對操作在微波頻段的週期性結構，上一節所描述的光子晶體，雖然也是一種週期性結構，但是頻率是操作在光頻段，所以我們將它獨立出去。已經被提出的週期性結構有很多種，其中以裂隙環形共振器(split ring resonator, SRR)，和蕈狀結構(mushroom-like structure)為最典型的例子，也是引起最多人爭相研究的對象。

SRR 是最先被發現，同時具有等效的負介電常數和負磁導係數的週期性結構。SRR 通常是由幾個裂隙環和一條帶狀金屬或是一根金屬棒所組成的週期性結構，如圖 2-4 就是一個典型的一維 SRR 週期性結構。當然，SRR 結構跟光子晶體一樣，也有它自己相對應的 EBG 頻段和負折射頻段，而負折射頻段在微波領域裡，我們稱它為左手頻段；而操作在左手頻段的電路價架構，就稱為左手材料。

Mushroom結構最初是設計來做為高阻抗面的一種週期性結構，但是這種神奇的結構恰好又有EBG的特徵和左手材料的特徵，所以mushroom結構在一些知名的國際期刊、論文，和研討會都一直被持續的研究和討論著。同時，mushroom結構也是我這篇論文的主軸核心，有關於mushroom的理論、分析與應用，將在下一章有較為詳細的描述。



圖 2-4 週期性結構的裂隙環形共振器的實體圖

(圖 2-4 取材自 “Beauty and Application of Periodic Structures,
” Tianxia Zhao, IPFW.)

2.4 人造傳輸線

人造傳輸線的概念最先由T. Itoh和C. Caloz所提出，他們在傳統的傳輸線電路單元模組(unit cell model)裡，加入了等效於左手材料特性的左手電容(C_L)和左手電感(L_L)，圖 2-5 即為人造傳輸線的電路單元模組。

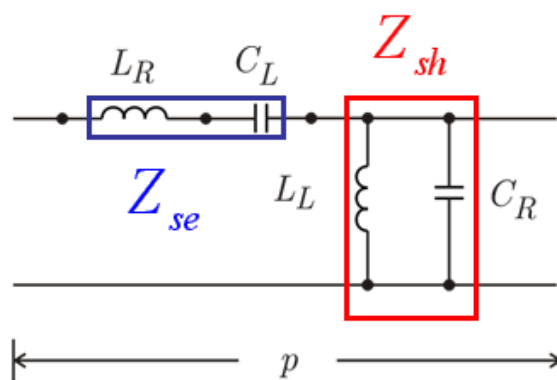


圖 2-5 人造傳輸線的電路單元模組

由文獻[4]對人造傳輸線的理论推導，我們可以得到介電常数和磁導係數的公式，表示成下列兩個式子：

$$\mu = \frac{Z_{se}}{j\omega} = L_R - \frac{1}{\omega^2 C_L} \quad (2-1a)$$

$$\varepsilon = \frac{Y_{sh}}{j\omega} = C_R - \frac{1}{\omega^2 L_L} \quad (2-1b)$$

其中 $Y_{sh} = 1/Z_{sh}$ ，而這兩個式子便是左手材料故事的開始。

仔細思考這兩個式子的電機意義，我們不難發現，兩個式子表示：在有些頻段，介電常數和磁導係數是正的；而在某些頻段，介電常數和磁導係數可以是負的。聰明的Itoh馬上聯想到，這與週期性結構的左手特性類似，就將此模組與週期性結構做結合，發現它們特性穩合，因此左手材料的模組就定下來了。

人造傳輸線的建立，開啟了微波領域新的研究方向，人造傳輸線在各種被動元件的應用由如雨後春筍般的被提出。目前為止，其應用我們大致分為四類：第一種就是利用傳統右手傳輸線的相位落後和左手傳輸線的相位領先特性，合併做成的**移相器**(phase shifter)，文獻[5]就是一個很典型的例子，裡面清楚的說明左手材料移相器的原理和其應用。第二類就是利用左手材料傳播常數與頻率的非線性關係，所設計的**任意雙頻微波電路**，最有名的例子是文獻[6]，裡面描述左手材料傳播常數與頻率非線性的完整理論，文獻裡也實作了兩個被動電路，分別是任意雙頻分枝耦合器(branch line coupler)和任意雙頻鼠競耦合器(rat-race coupler)的應用。而第三類是左手材料的**共振器應用**，如文獻[7]就是應用左手材料的0階共振點，利用其0階共振點，波長無限大的特性做成的多埠分波器。最後一類就是利用左手材料在平衡條件發生時，在快波區，能量洩漏的特性設計成的**洩漏波天線**[8]。

人造傳輸線的應用可說是包山包海，但絕大部份都是利用到這四類的特性，只是電路架構不太一樣，但原理還是一樣。因為人造傳輸線不是本論文的重點，所以我們對人造傳輸線只是淺談，不做深入描述。

第三章 蕈狀結構

3.1 概要

最常見的蕈狀結構(mushroom-like structure)是由上層的金屬片(蕈傘)、中間層連接的金屬棒(蕈柄)，和下層的金屬地(蕈絲)所組成，如圖 3-1 所示。最初是為了實現高阻抗面(High-impedance surface)，在 1999 年由 D. Sievenpiper 在他的博士論文所提出[9]。接著，有許多研究團隊對此結構做進一步的研究，集眾人的成果，我們可以歸納這個結構存在著三大特性。

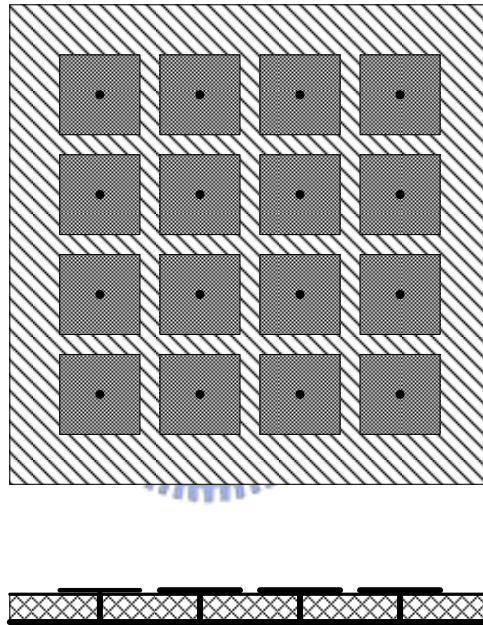


圖 3-1 蕈狀結構的俯視圖與側視圖

第一種特性就是蕈狀結構原先被設計出來，為了實現高阻抗面的目的，這個特性我們稱為**人造磁導**(artificial magnetic conductor, AMC)特性。第二種特性如同大部份週期性結構所共有的特徵，**電磁帶隙**(electromagnetic bandgap, EBG)特性。而第三類特性是蕈狀結構被視為二維週期性結構，或是二維人造傳輸線的**左手材料特性**。直到今日，有關於蕈狀結構的文獻所探討的理論或應用，絕大部份皆包含於這三大特性之內。

作為二維左手材料的蕈狀結構，其分析和原理與一維左手材料類似，這裡我們舉例 Itoh 的兩篇著作，而其餘的不再贅述。第一篇是文獻[10]，Itoh 把蕈狀結構當作二維週期性結構，運用其左手材料的特性，探討蕈狀結構的負折射現象；第二篇是文獻[11]，

Itoh 將葦狀結構看成兩條獨立正交的人造傳輸線結構，利用它擁有兩個正交方向且獨立的-1 階共振點，達成雙頻的類平面天線。

當年，D. Sievenpiper 發明了葦狀結構來實現 AMC 的同時，也發現它具有 EBG 的特徵。隨後，就將他的博士論文的研究成果發表在 IEEE 期刊上面[12]。但是後來發現，D. Sievenpiper 的論點有兩個小瑕疵，第一，他那時是將 AMC 的頻率和 EBG 的頻率視為同一個頻率。可是，後來有一些研究團隊進一步用模擬的方式發現，AMC 與 EBG 的操作頻率其實不會落在同一個頻率[13][14]。第二，對於葦狀結構作用在 AMC 的等效電路模組有錯誤(3.2.1 將會解釋)。儘管 D. Sievenpiper 的論點有瑕疵，但卻不影響葦狀結構在微波電路上的應用與成就。在下兩節，我們將分別討論葦狀結構的 AMC 特性和葦狀結構的 EBG 特性。

3.2 葦狀結構的 AMC 特性

什麼是人造磁導(artificial magnetic conductor, AMC)? 要解釋 AMC 是什麼，那就要從大家都知道的完美電導(perfect electrical conductor, PEC)講起。磁通量連續和切線電場為零，是 PEC 最重要的兩大特性，而從這兩個特性出發，我們可以很容易的得到 PEC 的等效電路模組。

如圖 3-2 所示，我們假設有一垂直平面波正向入射至 PEC 平面，因為在 PEC 平面上切線電場為零，利用傳輸線理論我們可以知道 PEC 的特徵阻抗為零，所以 PEC 是一種**低阻抗面**。我們可用串聯電容與電感的電路結構，作為 PEC 的等效電路模組，因為在電容與電感串聯共振時，阻抗為零。換句話說，當串聯電容與電感的電路結構共振時，在這個共振頻率下，我們可以視它為一個等效的 PEC 平面。

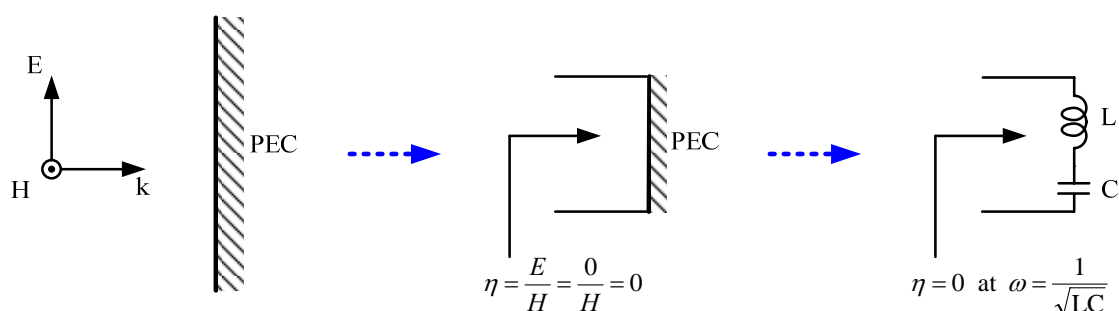


圖 3-2 完美電導的等效電路模組

完美磁導(perfect magnetic conductor, PMC)的特性恰好與 PEC 相反, PMC 平面上切線磁場為零, 其特徵阻抗無限大, 所以 PMC 是一種**高阻抗面**, 其等效電路為並聯電容與電感, 因為在電容與電感並聯共振時, 阻抗無限大, 如圖 3-3 所示。

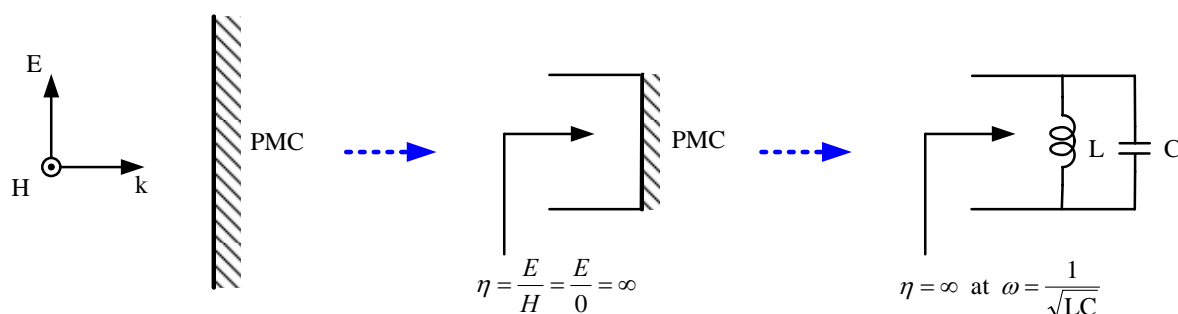


圖 3-3 完美磁導的等效電路模組

在自然界中, PMC 當然不存在, 可是如果我們利用一連串週期性排列的並聯 LC 電路, 在共振發生時, 此共振頻率下的並聯 LC 電路架構, 我們就可以視它為一個 PMC 平面。這種以人為加工的方式, 設計出的 PMC 電路架構, 後來就稱為人造磁導(artificial magnetic conductor, AMC)。至於為什麼蕈狀結構可以作為一種 AMC, 又怎麼驗證它真的是 AMC? 我們將在下兩小節分別討論蕈狀結構作為 AMC 的等效電路模組, 與它的量測驗證的方法。

3.2.1 等效電路模組

由前面的討論, 我們知道要實現一個 AMC, 最簡單的方式就是創造一個並聯的 LC 電路。而 D. Sievenpiper 所提出的蕈狀結構的 AMC 等效電路模組, 即為一種並聯 LC 電路。圖 3-4 就是當初 D. Sievenpiper 提出的等效電路, 他認為兩個蕈狀結構相鄰的金屬片之間形成等效電容, 而兩個蕈狀結構的金屬棒和接地面的迴路形成等效電感, 所以整個結構就相當於用並聯的 LC 來模組化。

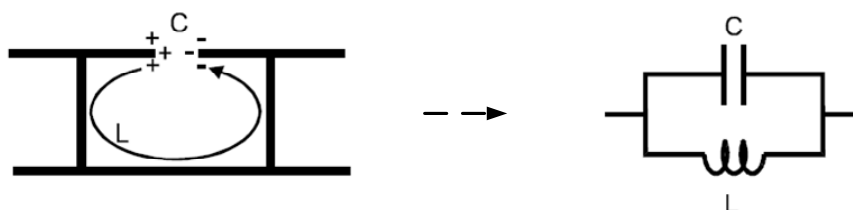


圖 3-4 蕈狀結構的 AMC 等效電路模組

D. Sievenpiper 提出的等效電路模組看似合理，但是事實上他的論點出了點小問題，可是對整體電路模組影響不大。那麼到底是出了什麼問題，為何又影響不大呢？在回答這個問題前，我們先介紹一篇文獻[15]當作伏筆。文獻[15]是 2004 年，由 H. Mosallaei 提出的一種改良型葷狀結構，和原始葷狀結構不同的是，他將原始葷狀結構中的金屬棒除去，只保留金屬面和金屬地，如圖 3-5 所表示。

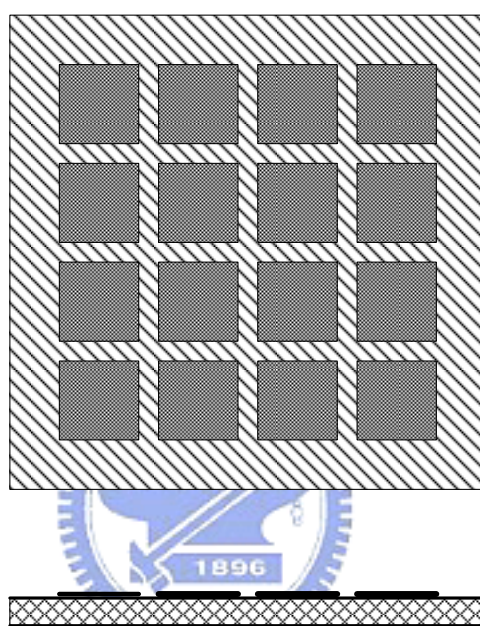


圖 3-5 改良型葷狀結構的俯視圖與側視圖

而這種改良型葷狀結構的等效電路模組分析流程，如圖 3-6 所示，圖中假設有一正向平面波入射至改良型葷狀結構面，考慮金屬片上正負電荷受到極化所分佈的對稱性，H. Mosallaei 取出一電路單元(unit cell)來分析，此電路單元包括了空間與結構面，想像整體猶如一條傳輸線。對於其等效電路模組而言，我們發現也是一組並聯的 LC 電路，其中等效電容與 D. Sievenpiper 的論點相同，是由兩個葷狀結構相鄰的金屬片所形成，但是等效電感卻與 D. Sievenpiper 的論點不同。

H. Mosallaei 提出的架構，其等效電感是由金屬地，走了一小段傳輸線距離(圖 3-6 中的板厚 d)，所等效出的電感值，與 D. Sievenpiper 的論點不一樣。但是，畢竟 H. Mosallaei 和 D. Sievenpiper 所提出結構本來就不一樣，理論會不同是非常合情合理的，為什麼我們會拿來討論呢？因為文獻[16]做了一個實驗，得到的結果可以將他們兩位的文獻串聯整合起來。

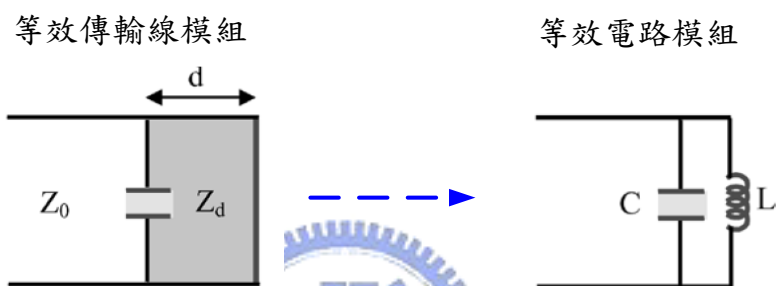
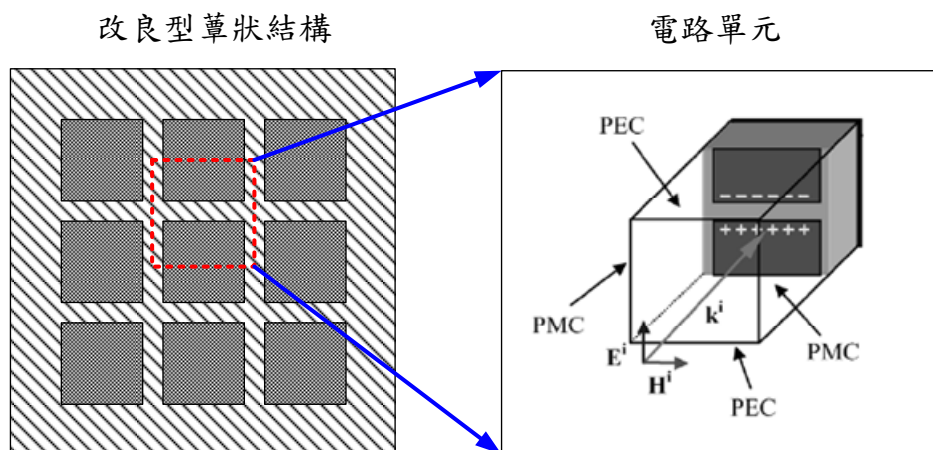


圖 3-6 改良型蕈狀結構的等效電路模組

文獻[16]分別尺寸一模一樣的傳統蕈狀結構面和改良型蕈狀結構面，分別以相同的正向平面波入射至平面，所得到的共振頻率一樣。這就怪了，為什麼不一樣的結構，得到的共振頻率卻一樣？原來，當正向平面波入射時，D. Sievenpiper 所提的傳統蕈狀結構中的金屬棒，因為與電場呈 90 度，並沒有被電場激發，沒有電流通過，所以等於是

不存在，所以這兩個結構才會得到相同的 AMC 的共振頻率，這就是 D. Sievenpiper 的電路模組在 AMC 頻率時，需要被修正的地方。簡單的說，當傳統蕈狀結構面操作在 AMC 特性時，因為金屬棒無作用，其架構就可以簡化成改良型蕈狀結構面。

那麼，傳統蕈狀結構中的金屬棒全然無作用嗎？這也不盡然，對於作用 EBG 頻繁時，金屬棒將會有電流通過，所以傳統蕈狀結構操作 EBG 特性時，金屬棒將發揮功能。值得注意的是，H. Mosallaei 這篇文獻的主軸放在設計 AMC，所以他的改良型蕈狀結構只針對特性操作在 AMC 的原始蕈狀結構做討論，裡面沒提到改良型蕈狀結構的 EBG 特性。而此改良型蕈狀結構的 EBG 特性和 AMC 特性之間的關係，是一直到了 2006 年，才在文獻 [13] 中被討論。

3.2.2 AMC 平面的量測方法

從上面的論述，我們知道葦狀結構的 AMC 等效電路模組是一組並聯的 LC 電路。但是要怎麼驗證它具有磁導的功能呢？或是，我們已知有一片 AMC 平面，要如何知道它的共振頻率點呢？在這一小節，讓我們來簡易地說明一下 AMC 平面的量測方法。

要量測 AMC 平面，用最典型的方式，需要兩支寬頻天線，一支作為發射天線，一支作為接收天線，將兩支天線置於待測板的同一邊，由發射天線發射平面波至待測板，撞擊待測板產生反射波，反射波再讓接收天線接收，量測反射波的相位。那麼為什麼是量測反射波的相位？因為，我們知道，如果一個平面波打到 PEC，相位會反向(out of phase)回來；如果平面波打到 PMC，相位會同向(in phase)回來。而 AMC 是人造的 PMC，所以 AMC 的相位將會量測到同相。

圖 3-7 為 AMC 平面的量測示意圖，圖中我們可以發現，當還未達到共振點時，相位是 180 度，也就是說，這時待測板只是一般的金屬板，屬於低阻抗面；當共振發生時，相位來到了 0 度，此時待測板則搖身一變，變成 AMC 面，屬於高阻面；當共振過去時，相位來到 -180 度，此時又回到了普通金屬面了。所以要驗證待測板有無 AMC 特性，或是想知道待測板的 AMC 頻率，只要看它有沒有相位 0 度的產生，和抓出相位 0 度產生時的頻率點就可以了。

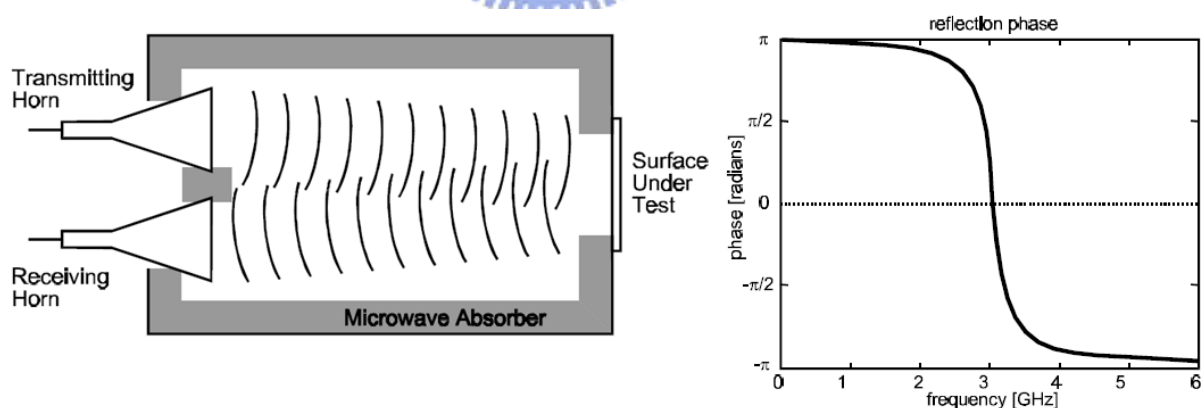


圖 3-7 AMC 平面的量測示意圖

(圖 3-7 取材自文獻[9])

3.3 蕈狀結構的 EBG 特性

上節介紹完蕈狀結構的 AMC 頻率，這節我們介紹蕈狀結構的另一大特性，蕈狀結構的 EBG 特性。目前我們所知道的 EBG 特性有兩類，第一類是用於普通的蕈狀結構平面，抑制或阻擋平面上的表面波，最典型的應用就是與平面式天線(patch antenna) 作結合。平面式天線常會因為表面波的邊緣輻射的效應，使得往後(backward)的輻射場型的波束很大，如果我們利用蕈狀結構平面抑制表面波的特性來壓抑表面波的生成，將可以有效的減少往後的輻射波束。

第二類是蕈狀結構結合懸置微帶線的 EBG 特性，此結構可壓抑特性頻率的行進波，達到濾波的效果。目前在文獻上所研究的蕈狀結構 EBG 特性，大致就是這兩類，下面兩小節我們將分別描述蕈狀結構這兩種 EBG 特性。

3.3.1 蕈狀結構對表面波的 EBG 特性

蕈狀結構對表面波的 EBG 特性，非常類似光子晶體的 PBG 特性，它的 EBG 頻帶也是用類似晶格理論去計算。圖 3-8 取材自文獻[17]，圖中畫出了蕈狀結構的前兩個特徵模態(eigen mode)的頻率對傳播常數的曲線，藉此可以得到蕈狀結構對表面波的 EBG 頻段。

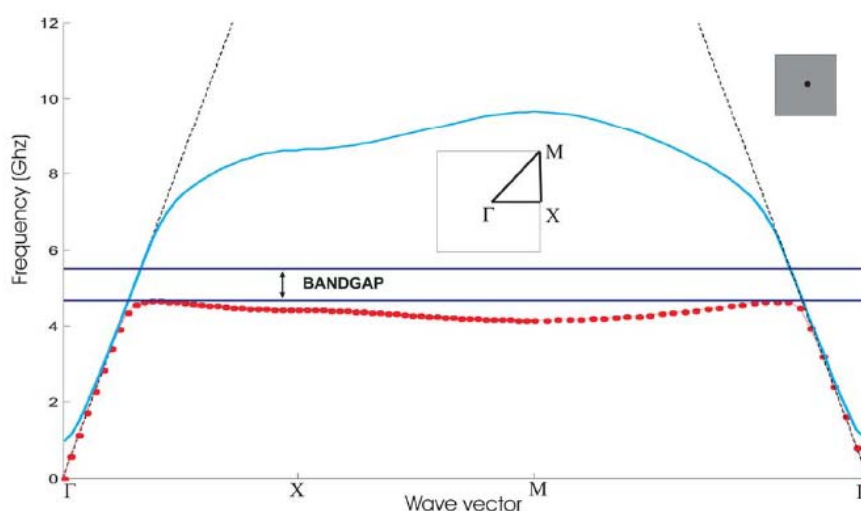


圖 3-8 蕈狀結構的電磁帶隙對應圖

(圖 3-8 取材自文獻[17])

至於蕈狀結構對表面波的EBG頻率要如何量測？在這裡我們介紹一種最典型的量測方法，這個方法也是當初蕈狀結構的發明者 D. Sievenpiper 在他發表的文獻上所提供的方法[9]。

首先，我們需要兩條同軸電纜，在電纜前端分別接上一個微探針，把探針當作是微小天線，用精密的機械手臂將同軸電纜固定住且分別放置在待測面的兩端，讓微探針非常非常地靠近待測面，如圖 3-9 所示。

再來，由其中一支微小天線當發射源，另一支微小天線當接收端，當發射天線發射出能量給接收天線，接收天線除了會收到發射天線在空間中的輻射能量外，發射天線還會有一部份能量藉由表面波的形式耦合傳遞至接收天線。

接著，當待測面作用於 EBG 頻率時，藉由表面波形式傳遞的能量將會被待測面阻隔掉。因為原本會被接收的表面波能量被阻隔掉，於是接收到的能量變少，所以在圖 3-9 的量測圖上的穿透係數(S21)出現了能量波谷，此段波谷就是這個待測面的能量帶隙 (band gap)。

最後，我們只要量測待測面的能量波谷，我們就可以得到它的能量帶隙分佈的頻段，也就是所謂表面波的 EBG 頻段，表面波的 EBG 量測也就大功告成。

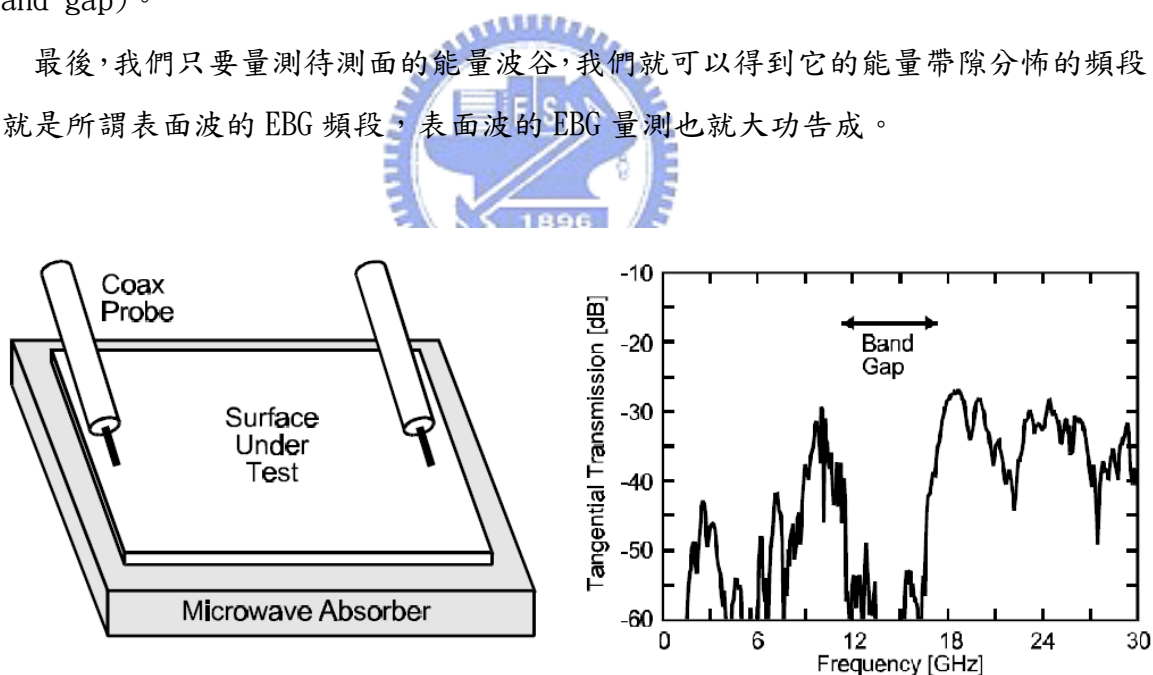


圖 3-9 EBG 平面的量測示意圖

(圖 3-9 取材自文獻[9])

3.3.2 蕈狀結構結合懸置微帶線的 EBG 特性

蕈狀結構結合懸置微帶線的架構，是 2003 年由中國清華大學的研究團隊所提出來的[18]。整體的架構是由一個蕈狀結構面、一條懸置的金屬微帶線，和兩個 SMA 接頭所組成，如圖 3-10。

當初這個架構是他們為了要簡化量測表面波的 EBG 特性所提出來的，由上面的小節，我們知道要量測表面波的 EBG 特性需要有很精密，而且非常貴的機械和儀器才可能做到。於是，中國清華大學的研究團隊就想出了這個架構，想以一條金屬微帶線，取代昂貴的機械和儀器。

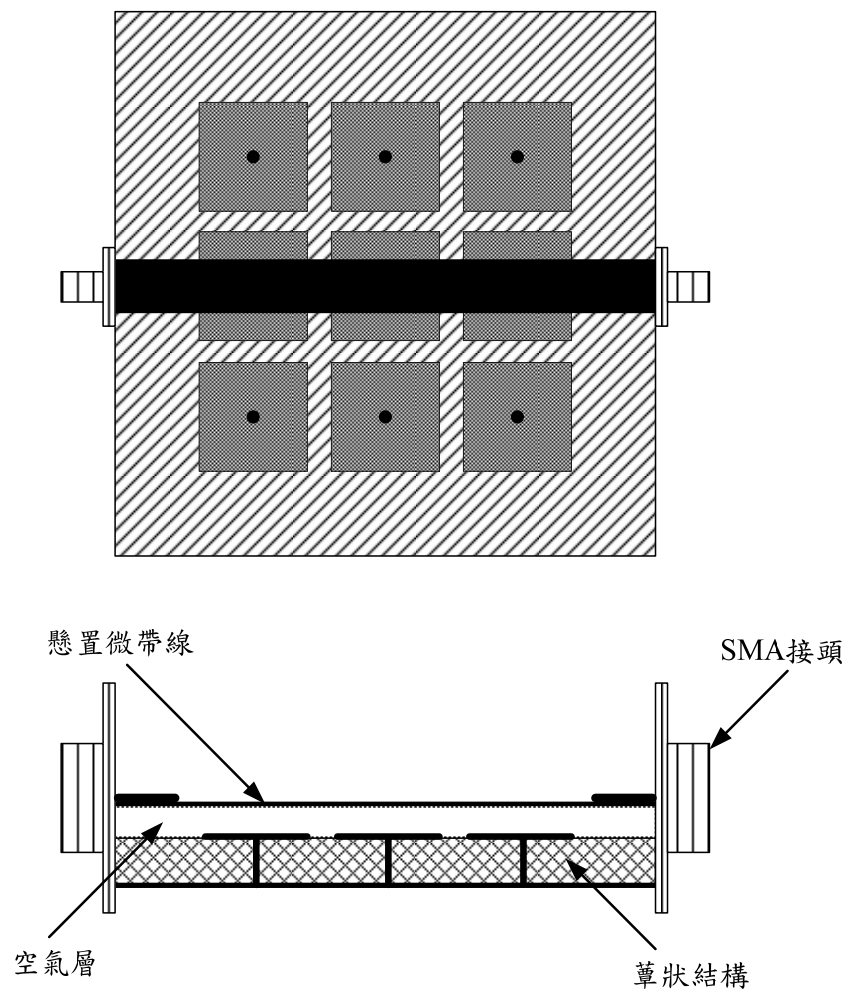


圖 3-10 蕈狀結構結合懸置微帶線的俯視圖與側視圖

圖 3-11 是從他們發表的文獻[18]所截取出來的，圖中我們可以很明顯得看出，用他們提出的懸置微帶線量測法，的確可以得到一段 EBG 頻段，而且比傳統量測表面波 EBG 的方法還要容易判別 EBG 頻段的位置。

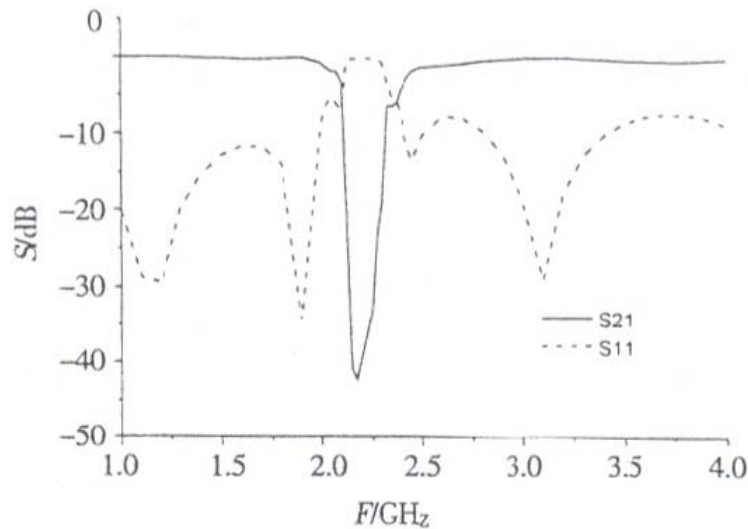


圖 3-11 蕈狀結構結合的懸置微帶線量測圖

(圖 3-11 取材自文獻[18])

可惜的是，中國清華大學的研究團隊沒注意到他們量錯了對象。我們研究發現，用他們的架構所量測的 EBG 頻率，會隨著懸置微帶線寬度與高度的改變而改變，這是不太合理的。

照理來說，表面波的 EBG 頻率應該不會隨著只是作為輔助量測用的微帶線而變動，但是實際上，所量測到的 EBG 頻率卻會隨著微帶線的改變而改變，所以這條懸置微帶線所扮演的角色應該與 EBG 的頻率相當有關，而且密不可分，簡單的說，整個架構應該看成一體，懸置微帶線也是決定 EBG 頻率落點的一部份，不僅僅只是當作輔助量測用。從另一個角度來看，表面波的 EBG 頻率是抑制了 TE、TM 模的傳輸模態；而這種運用懸置傳輸線方法所量測的 EBG 頻率，卻是抑制了類 TEM(quasi-TEM)模的傳輸模態。

因為這兩種量測方法所針對的模態不一樣，所量測的 EBG 頻率當然也會不一樣，所以中國清華大學的研究團隊認為這兩種方法所量測的都是表面波 EBG 頻率的觀點有謬誤。因此我們把這兩種不一樣的 EBG 特性分類：普通的蕈狀結構面，用來抑制表面波的特性，

我們稱為葦狀結構對表面波的 EBG 特性；而葦狀結構結合懸置傳輸線，用來抑制傳輸線行波的特性，我們稱之為**葦狀結構結合懸置微帶線的 EBG 特性**。

雖然，這種葦狀結構結合懸置微帶線的量測法不能取代傳統表面波 EBG 的量測方式，但是，此架構卻足以另成一片天，在微波領域占一席之地。而此架構也是本論文的重點所在，從下一章開始，我們將會把葦狀結構結合懸置微帶線的架構抽出來討論，加入我們的新見解，給予以理論與分析，最後把此架構應用在微波電路上，將它模擬與實作出來。



第四章 蕈狀結構結合懸置微帶線的多頻 EBG 特性

4.1 概要

蕈狀結構雖然開啟了微波研究的新天地，但是卻苦於原始的蕈狀結構尺寸略嫌太大，一般尺寸小的蕈狀結構，其操作頻率約略落在高頻的 10 幾 GHz 附近，若要維持小尺寸，則原始的蕈狀結構將難以與低頻的微波元件作結合。所以，近年來有些人提出了一些改良型的蕈狀結構，為的是能有效的縮小原始蕈狀結構的尺寸，以利於蕈狀結構與低頻的微波元件作整合，如文獻[19][20]就是改良型的蕈狀結構結合懸置微帶線架構的尺寸縮小化應用。

當大家都著眼於尺寸縮小化的同時，我們注意到了另一項更誘人的研究方向—蕈狀結構的 EBG 特性是否可以操作在多頻段？這個想法開啟了本篇論文的大門，經過我們的研究，發現答案是肯定的，我們只要跳脫一般週期性結構的框架，改變一下蕈狀結構結合懸置微帶線架構的蕈狀結構排列方式，我們可以輕易地將 EBG 頻段從傳統的單頻延伸至多頻。

下一節，我們將提出一種新的週期排列概念，用於蕈狀結構結合懸置微帶線架構，使它的 EBG 頻段不再只有單頻。接著，我們會說明在此概念下，整體結構所對應的等效電路，並且用電路模擬與實作量測來證明我們新概念的正確性。

4.2 穿插週期排列蕈狀結構的多頻 EBG 新概念

單純地使用同一種電路單元(unit cell)作週期性排列，是傳統的週期性結構給人的刻板印象。這節開始，我們將從最簡單的單一個蕈狀結構結合懸置微帶線架構的電路單元出發，從模擬的結果找到合理的等效電路，並提出獨立共振腔的概念。最後，由獨立共振腔的概念，我們引進了穿插週期排列的概念，並且由電路模擬與實作量測的結果，驗證了我們的新概念。

4.2.1 電路單元的模擬與等效電路的提出

正所謂九層之臺，起於累土；千里之行，始終足下。所以我們知道，想要研究一件複雜的事情，總是得從頭做起，接著逐步進行而成。對於週期性的結構而言，我們也可以經由萃取出一個電路單元，研究找出這個電路單元的一些本質特性，進而推廣到多個

週期的電路。於是，我們模擬設計了一個電路單元的架構，如圖 4-1 所示。

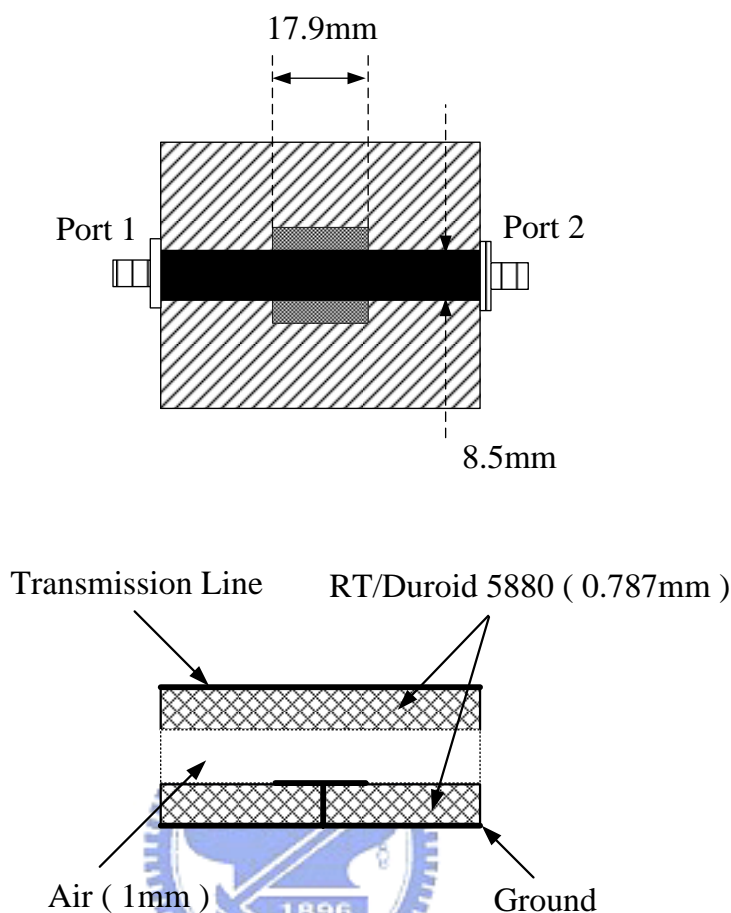


圖 4-1 蕈狀結構結合懸置微帶線電路單元的俯視圖與側視圖

首先我們選用了兩塊 Rogers RT/Duroid 5880 的高頻電路板，其板厚為 0.787mm，分別做為懸置微帶線的支撐板，與蕈狀結構板。在上下兩板中間，利用塑膠墊片支撐出高度為 1mm 的空氣層，整體結構猶如一個三明治結構。傳輸線寬度設計在這個三明治板所對應的 50 歐姆匹配寬度，其寬度為 8.5mm，然後我們用的模擬軟體用的是 Ansoft HFSS。

當蕈狀結構的蕈傘金屬片設計在 17.95mm，而蕈柄金屬棒的半徑為 0.45mm，我們發現，此蕈狀結構的電路單元在頻率為 WiFi 2.45GHz 的地方出現了 EBG 現象。在圖 4-2 的 S 參數的模擬圖中，我們看到在 2.45GHz 的頻段，S₂₁ 出現波谷，而 S₁₁ 頂到波峰，這表示傳輸線在這頻段裡，能量被蕈狀結構阻隔而無法傳遞，此現象即為傳輸線上的電磁帶隙(EBG)現象。

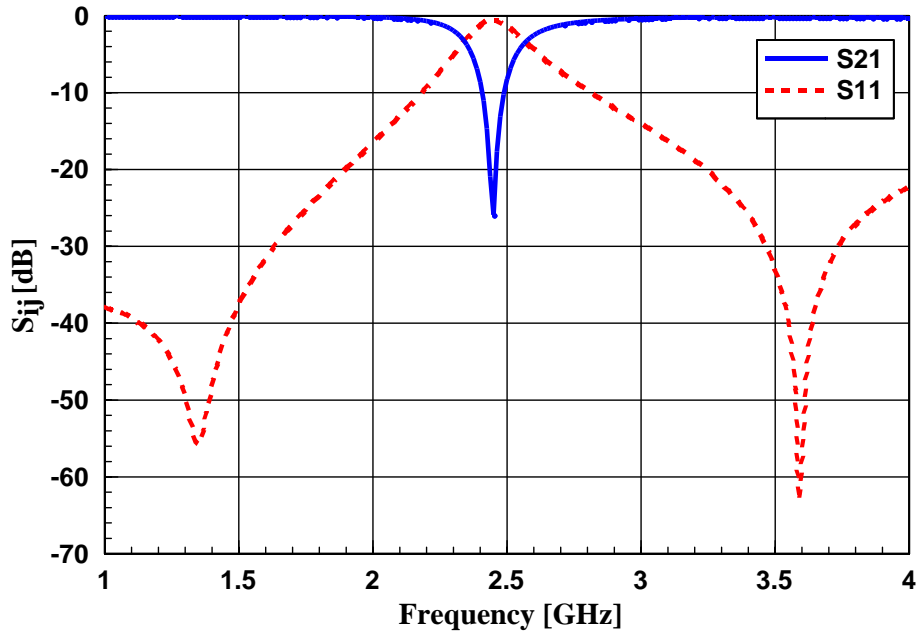


圖 4-2 蕈狀結構結合懸置微帶線電路單元的模擬圖

由這個模擬，我們得到了一個重要的結論：單一的電路單元，即可在傳輸線上產生 EBG 的效果，而且其 EBG 的效果還不錯，S21 最低深度有 -25dB。

但是問題是，為什麼單一的蕈狀結構電路單元，就可以達成傳輸線 EBG 的效果？為了研究這個問題，我們試著畫出此電路單元的等效 LC 電路，圖 4-3 即為我們所建立的等效電路圖。

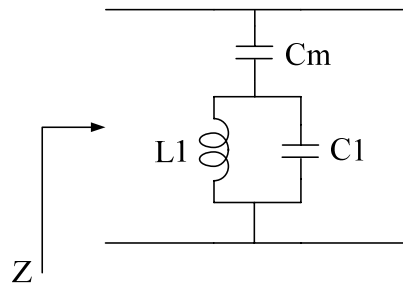


圖 4-3 蕈狀結構結合懸置微帶線電路單元的等效 LC 電路圖

圖中的 C_m 為傳輸線和蕈傘金屬片之間的電容， L_1 為蕈柄金屬棒所等效的電感，而 C_1 為蕈傘金屬片與金屬地之間的電容。我們可以發現，基於此等效電路架構，蕈狀結構的部份形成了一個 LC 並聯的共振腔，所以當共振頻率發生時，輸入阻抗 Z 為等效開路。其共振頻率為

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}} \quad (4-1)$$

當能量在共振頻率下傳遞至葦狀結構時，能量視同遇到開路而反彈，所以我們可以從圖 4-2 看到 S21 的能量波谷和 S11 的能量波峰，這就是此葦狀結構結合懸置微帶線電路單元的 EBG 現象產生的物理機制。

此時，我們知道了電路單元 EBG 現象產生的本質特性，於是，我們下一步就思考：基於這種獨立共振腔的概念，我們是否能放置兩種以上的不同尺寸的葦狀結構在傳輸線下方，進而產生多頻 EBG 的結果呢？為什麼得到這個想法的答案，於是我們設計了下一小節的實驗。

4.2.2 穿插週期排列概念的引進

我們先想像，假如我們在傳輸線下方，放置兩個尺寸不一樣的葦狀結構電路單元，由上一小節我們得到的獨立共振腔概念，我們可以預料，其等效 LC 電路結構為圖 4-4 所示。

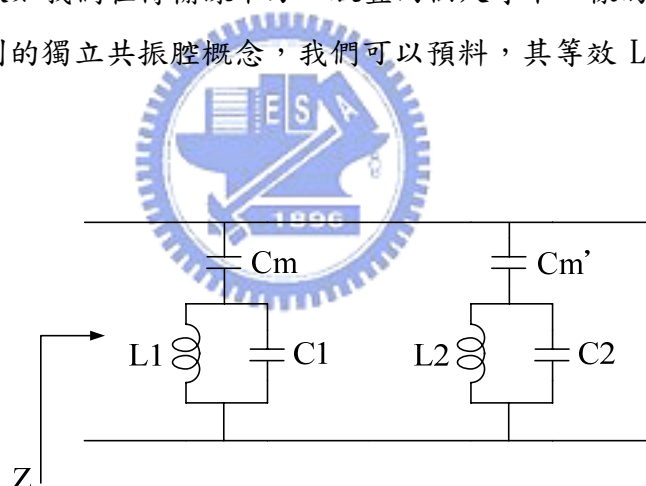


圖 4-4 放置兩種不同尺寸電路單元的等效 LC 電路圖

此時，我們看到了兩個獨立共振腔，且它們的共振頻率分別為

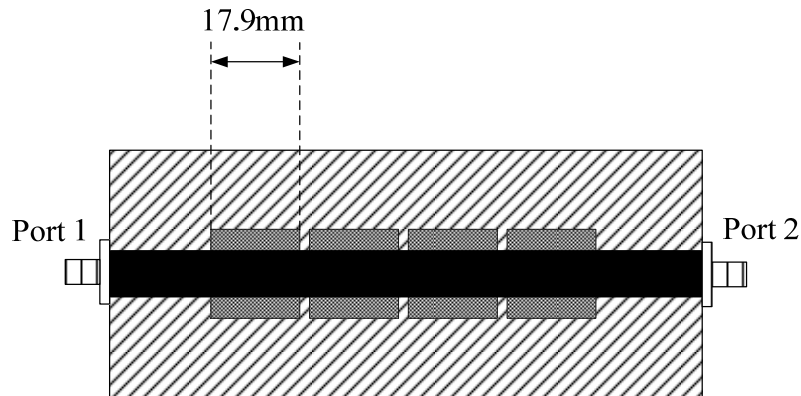
$$\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}} \quad (4-2a)$$

$$\omega_2 = \frac{1}{\sqrt{L_2 C_2}} \quad (4-2b)$$

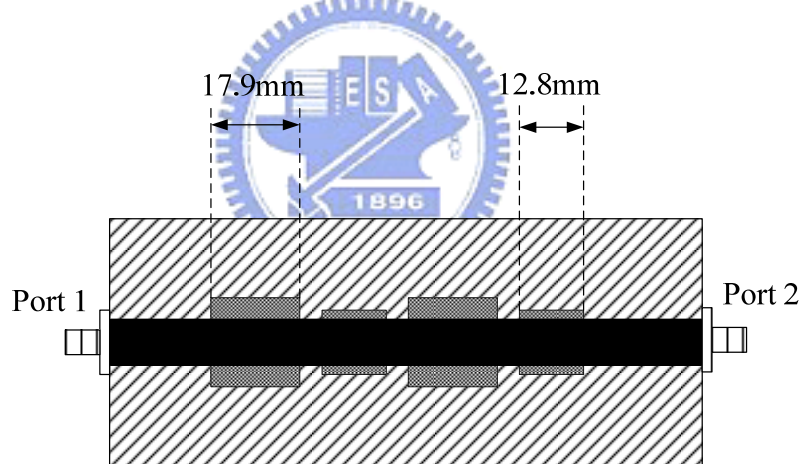
這裡，我們得到了一個推論：若在傳輸線下方，放置兩個尺寸不一樣的葦狀結構電路單元，我們將會得到兩個 EBG 頻率。但是，這只是推論，口說無憑，於是我們做了下

面的一個實驗來驗證我們的推論。

這個實驗，我們設計了兩組電路，一組當實驗組，另一組當對照組，用了與圖 4-1 一模一樣的板材與三明治架構。不一樣的是，對照組從一個單元電路增加到四個電路單元，也就是說，排列了四個週期。而實驗組是用兩組不同尺寸的電路單元，穿插排列成四個週期的結構，如圖 4-5 所示，其中圖 4-5(a)為對照組，而圖 4-5(b)為實驗組。



(a) 傳統週期排列



(b) 穿插週期排列

圖 4-5 蕈狀結構的傳統週期排列與穿插週期排列示意圖

從我們提出的獨立共振腔概念出發，我們預期穿插週期排列的架構將會出現雙頻 EBG 現象；而傳統週期排列的架構，只會出現單頻的 EBG 現象，但是因為它排了四個週期，所以 S21 的波谷深度將比單一個單元電路的深很多。

我們所使用的模擬軟體是 Ansoft HFSS，量測儀器為 HP/Agilent E5071B 四埠網路分析儀，而我們模擬與量測的結果如下：

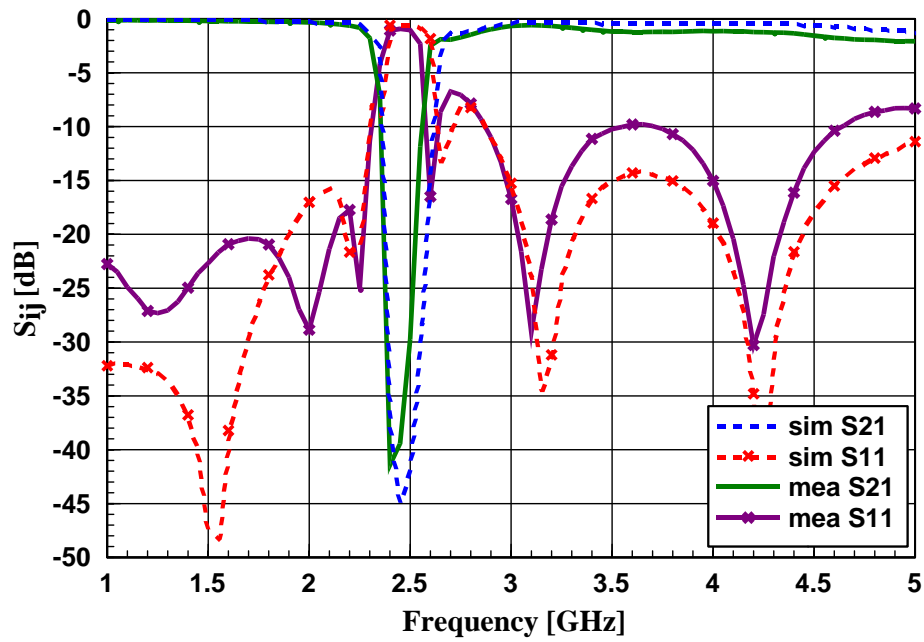


圖 4-6 傳統週期排列的 S 參數模擬與量測圖

圖 4-6 為傳統週期排列的 S 參數模擬與量測圖，圖中我們除了發現模擬與量測穩合之外，還得到了我們預期的兩個結果：第一個是單頻 EBG 的特性，其頻率落在 WiFi 2.45GHz，而第二個是 S21 波谷深度明顯加深。

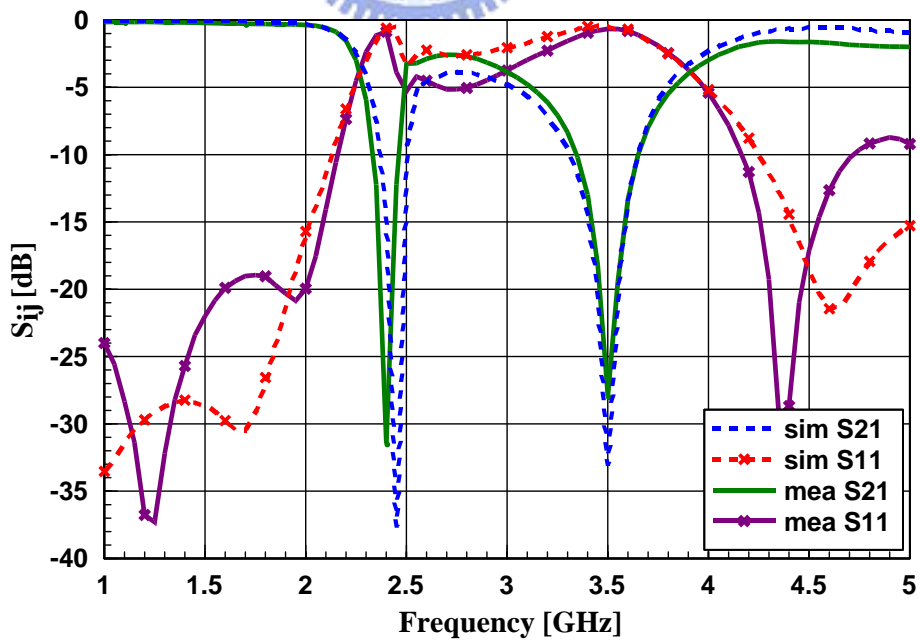


圖 4-7 穿插週期排列的 S 參數模擬與量測圖

圖 4-7 為穿插週期排列的 S 參數模擬與量測圖，我們也發現模擬與量測穩合，但是更重要的是，真的也如我們所預期地出現了雙頻 EBG 的現象，EBG 頻率分別落在 WiFi 2.45GHz 和 WiMAX 3.5GHz。這個結果直接驗證了我們稍早提出的兩個獨立共振腔的推論，證明我們所賦予穿插排列不同尺寸的葷狀結構的等效 LC 電路是正確的。

此小節成功地利用不同尺寸的葷狀結構的穿插排列，來達成微帶線上的雙頻 EBG 現象的效果。但是，這樣依然不夠，因為我們欲將此概念延伸至多頻，只有雙頻似乎站不穩腳步，所以我們勢必要在做一個實驗，驗證有無三頻 EBG 現象，因為嚴格來說，三頻以上才算是真正的多頻，如果我們能成功驗證三頻 EBG 現象，則表示我們的穿插排列的獨立共振腔概念是真正可以推廣至多頻 EBG。下一節，我們將會設計一個簡單的微波電路，而此電路是運用三頻 EBG 的效果，所以完成此電路也恰好將我們的概念推至多頻。

4.3 簡易的三頻帶止濾波器的模擬與實作

從上一節的實驗，我們發現葷狀結構結合懸置微帶線的架構，因為它有 EBG 現象，所以本質上可以看成是一個帶止濾波器(bandstop filter)。因此，這節我們要設計、模擬與實作一個很簡單的三頻帶止濾波器，藉著這個三頻帶止濾波器的實現，我們可以順利的把穿插排列的獨立共振腔概念，從單頻 EBG 真正地推廣至多頻 EBG。

我們的設計概念很簡單：首先，先決定我們欲設計的頻率，我們希望三個獨立共振腔分別操作在 GSM 1800MHz、WiFi 2.45GHz 和 WiMAX 3.5GHz 的三個頻率，接著，我們讓三個獨特共振腔分別穿插排列在同一條懸置微帶線下，希望能藉著三個獨立共振腔的力量，讓懸置微帶線出現三頻濾波的效果。

接著下來，就是模擬與實作的部份：我們也是選用了兩塊 Rogers RT/Duroid 5880 的高頻電路板，其板厚依然為 0.787mm，分別做為懸置微帶線的支撐板，與葷狀結構板。在上下兩板中間，利用塑膠墊片支撐出高度為 1mm 的空氣層，整體結構為一個三明治結構。傳輸線寬度為這個三明治板所對應的 50 歐姆匹配寬度，其寬度為 8.5mm，而葷柄金屬棒的半徑為 0.45mm。這次，我們將三種尺寸不一樣的葷狀結構的葷傘金屬片，分別設計在 GSM 1800MHz、WiFi 2.45GHz 和 WiMAX 3.5GHz，所對金屬片尺寸大小分別是 23.2mm、17.9mm 與 12.8mm，而各個不同尺寸的葷狀結構都只用一個週期，圖 4-8 即為我們設計的三頻帶止濾波器示意圖。

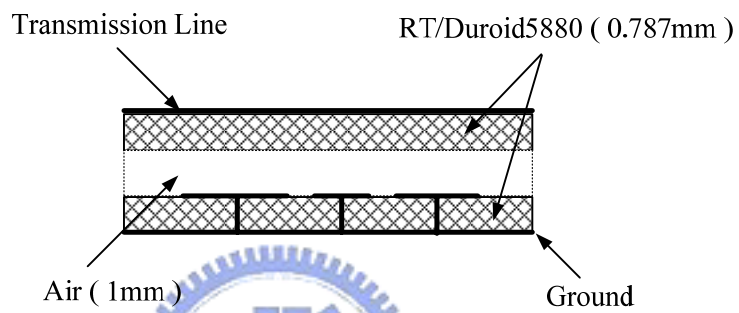
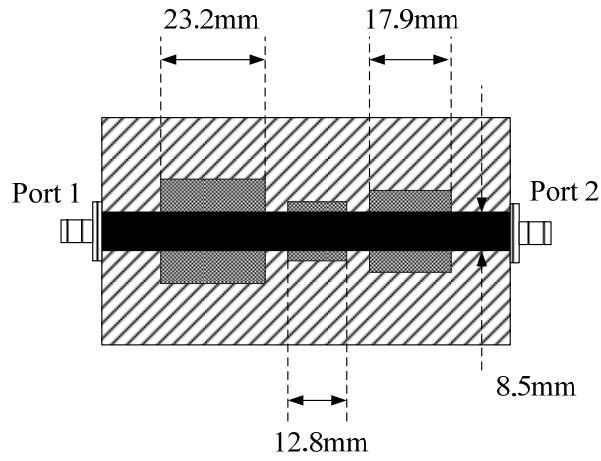


圖 4-8 三頻帶止濾波器的俯視圖與側視圖

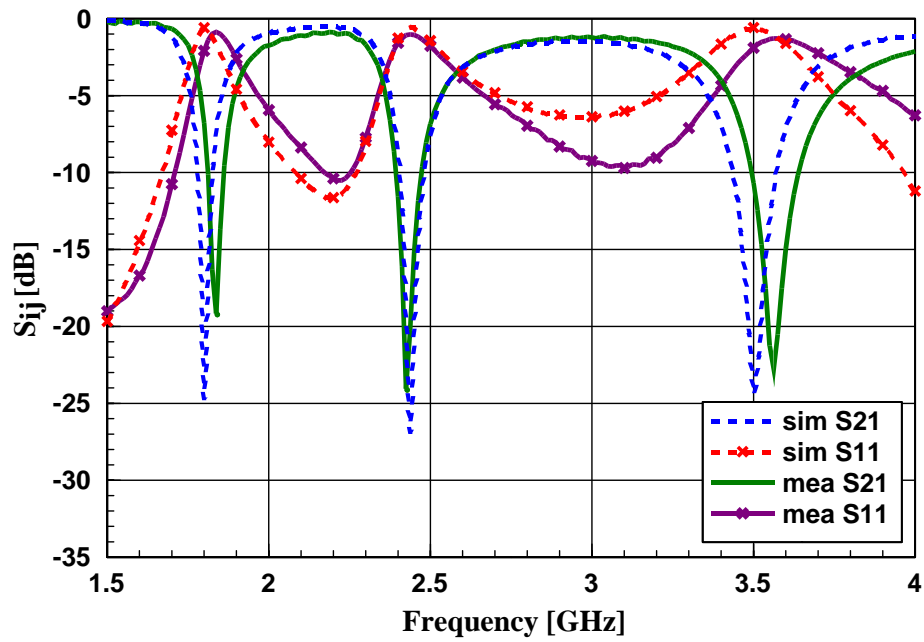


圖 4-9 三頻帶止濾波器的 S 參數模擬與量測圖

圖 4-9 為三頻帶止濾波器的 S 參數模擬與量測圖，我們所使用的模擬軟體是 Ansoft HFSS，量測儀器為 HP/Agilent E5071B 四埠網路分析儀。除了發現模擬與量測穩合外，最重要的是，它真的如我們所預期地出現了三頻 EBG 的現象，而且 EBG 頻率分別落在 GSM 1800MHz、WiFi 2.45GHz 和 WiMAX 3.5GHz。這個結果讓我們順利的把穿插排列的獨立共振腔概念，從單頻 EBG 真正地推廣至多頻 EBG，也直接證明了葷狀結構結合懸置微帶線的多頻 EBG 特性。

這個三頻帶止濾波器雖然不具有非常強大的濾波特性，不過實作了這個濾波器對我們的研究有兩大幫助：第一，我們成功的把穿插排列的獨立共振腔概念，從單頻 EBG 推廣至多頻 EBG。第二，我們得到它的頻率與葷狀結構尺寸的關係、S11 反射量大小(如表 4-1)和 S21 的波谷深度(約-20 dB)。

S11 頻率	模擬	量測
1.8 GHz	-0.59 dB	-0.86 dB
2.45 GHz	-0.56 dB	-1.06 dB
3.5 GHz	-0.58 dB	-1.28 dB

表 4-1 三頻帶止濾波器的 S11 模擬與量測的對照表

這節所設計之三頻帶止濾波器，將會是下一章所設計微波電路的一個伏筆。這節我們知道了這個三頻帶止濾波器的：

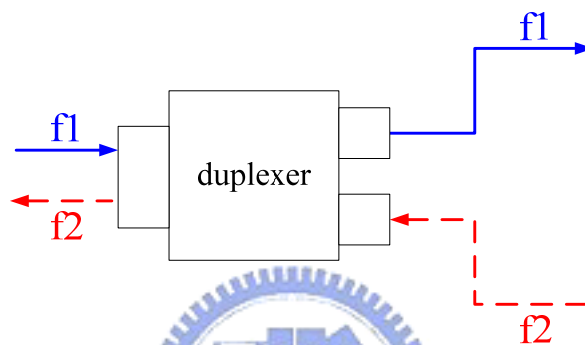
1. 多頻獨立共振腔特性。
2. GSM 1800MHz、WiFi 2.45GHz 和 WiMAX 3.5GHz 所對應的葷狀結構尺寸。
3. 單一個葷狀結構電路單元的有不錯的 S 參數特性。

而下一章，我們將更往前一步，站在這個三頻帶止濾波器肩上，看著更遠。我們要從這個三頻帶止濾波器的概念出發，設計出葷狀結構結合懸置微帶線架構的更高階應用——三頻雙工器。

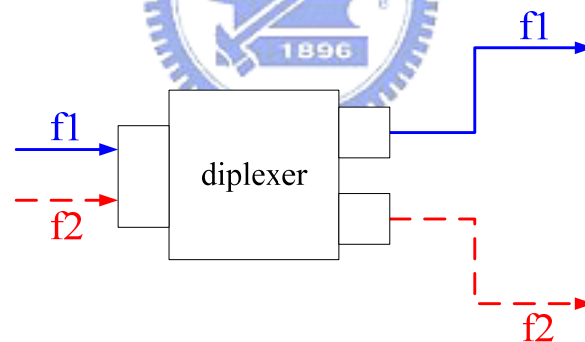
第五章 三頻雙工器的設計

5.1 設計藍圖

三頻雙工器(Tri-duplexer)是本論文的最終應用，在闡述三頻雙工器的想法與概念之前，我們先來介紹幾個我們知道的微波電路。第一個我們要介紹的就是雙工器(duplexer & diplexer)，我們可以發現 duplexer 和 diplexer 的中文都翻譯成雙工器。但是，經過仔細區分，我們能發現其實 duplexer 和 diplexer 在功能上有著些許程度上的不同。



(a) duplexer功能示意圖



(b) diplexer功能示意圖

圖 5-1 簡易的 duplexer 和 diplexer 功能區分示意圖

圖 5-1 為簡易的 duplexer 和 diplexer 功能區分示意圖，其中圖 5-1(a)為 duplexer，而圖 5-1(b)為 diplexer。從圖中我們可以發現，duplexer 所表示的是一種雙向通道的概念，訊號藉由 f_1 的頻率通道傳出去，回傳的訊號藉由 f_2 的頻率通道傳回來。舉個例子來說，就像是手機在通話時的收發通道，說話是用 f_1 的通道，而聽話是用 f_2 的通道，這就是 duplexer 雙向通道的概念。

而不同於 duplexer 的是，我們看到 diplexer 所表示的是一種分頻的概念。原本訊號有 f_1 和 f_2 兩個頻率，經由 diplexer 將 f_1 頻率和 f_2 頻率分開傳送出去，而訊號不會回傳，視為一種單向通道。舉一個例子，文獻[21]是我們實驗室所發表的一篇期刊論文，文獻中設計了一支雙頻雙極化的發射天線，其中，前端的雙頻饋入網路設計即為一個 diplexer，其作用就是將兩個頻率分開，再由發射天線將頻率發射出去。

接著，第二個我們要介紹的微波電路就是三工器(Triplexer)。三工器說穿了只是三頻的 diplexer，其作用與 diplexer 類似，而三工器是將三個頻率分頻，如圖 5-2 所示。此概念可類推至多工器，多工器可視為多頻 diplexer。

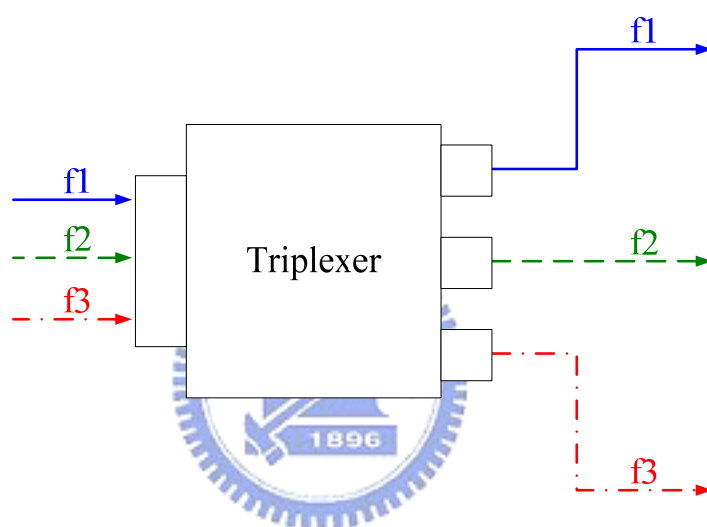


圖 5-2 三工器的功能示意圖

接下來就進入主題，我們覺得利用葦狀結構結合懸置微帶線的架構，可以達成結合 duplexer 和 diplexer 的一種微波電路，這種電路我們稱為 di-duplexer。但是，本篇論文的目的是驗證我們所提出的多頻 EBG 概念，而 di-duplexer 無法滿足多頻概念，所以我們決定走到更前面，要設計實作比 di-duplexer 更高階的 Tri-duplexer，中文我們翻譯為三頻雙工器。

三頻雙工器，是我們想利用葦狀結構結合懸置微帶線架構的 EBG 特性來設計的一種新型微波電路，我們希望它能結合三工器(Triplexer)的分頻功能和雙工器(duplexer)的雙向通道功能，希望藉由它能让不同頻段，如 GSM、WiFi，與 WiMAX 的系統，擁有互相之間的資料傳輸整合之功能，以滿足現今無線通訊產業的趨勢走向，可將多頻段與多通道作整合的需求。

圖 5-3 為我們所提出的三頻雙工器的功能示意圖，我們除了看到它擁有與三工器類似分頻功能外，還擁有類似雙工器(duplexer)的雙向通道功能，而且右邊的三個埠，任意一個皆可作為訊號傳去的埠，或是訊號傳回的埠。接著，三頻雙工器的設計與實作，將會從下一節開始說明。

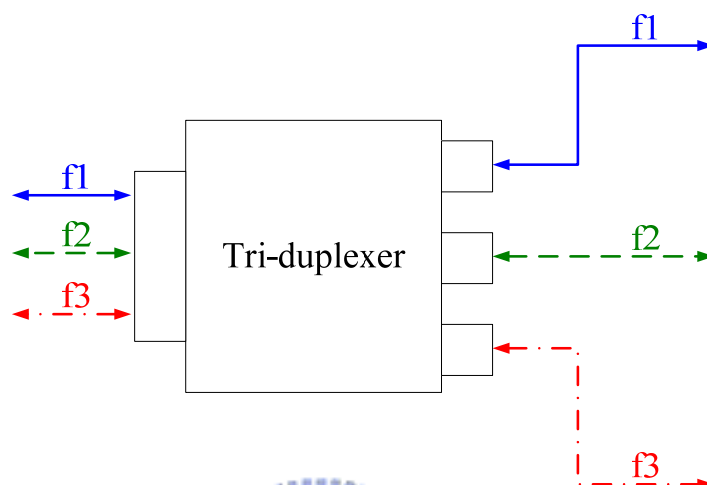


圖 5-3 三頻雙工器的功能示意圖

5.2 一個部份工作的三頻雙工器

一開始，我們的想法很簡單，我們想拿三支在 4.3 節所做的三頻帶止濾波器，分別拿掉一個不同尺寸蕈狀結構，使這三支帶止濾波器分別只讓 GSM 1800MHz、WiFi 2.45GHz 和 WiMAX 3.5GHz 通過，再將三支濾波器組裝起來。

圖 5-4 即為三支濾波器組裝後的三頻雙工器的原型(prototype)電路圖。圖中可以看到在埠 1 和埠 2 之間，我們移除了蕈傘金屬片尺寸大小為 23.2mm，所對應的 EBG 頻率為 GSM 1800MHz 的蕈狀結構，所以我們可以預測，當埠 1 發送 GSM 1800MHz、WiFi 2.45GHz 和 WiMAX 3.5GHz 的訊號至埠 2 時，會因為路徑中間兩個蕈狀結構的 EBG 效果，而將 WiFi 2.45GHz 和 WiMAX 3.5GHz 的頻率阻擋掉，最後只剩下 GSM 1800MHz 的訊號傳到埠 2。

但是，GSM 1800MHz 的訊號會傳到埠 3 和埠 4 嗎？答案是否定的，因為我們可以看到，在埠 1 到埠 3 的路徑上和埠 1 到埠 4 的路徑上，各有一個蕈傘金屬片尺寸大小為 23.2mm 的蕈狀結構，其 EBG 頻率為 GSM 1800MHz，會將 GSM 1800MHz 的訊號阻擋住，所以 GSM 1800MHz 的訊號不會傳至埠 3 和埠 4。

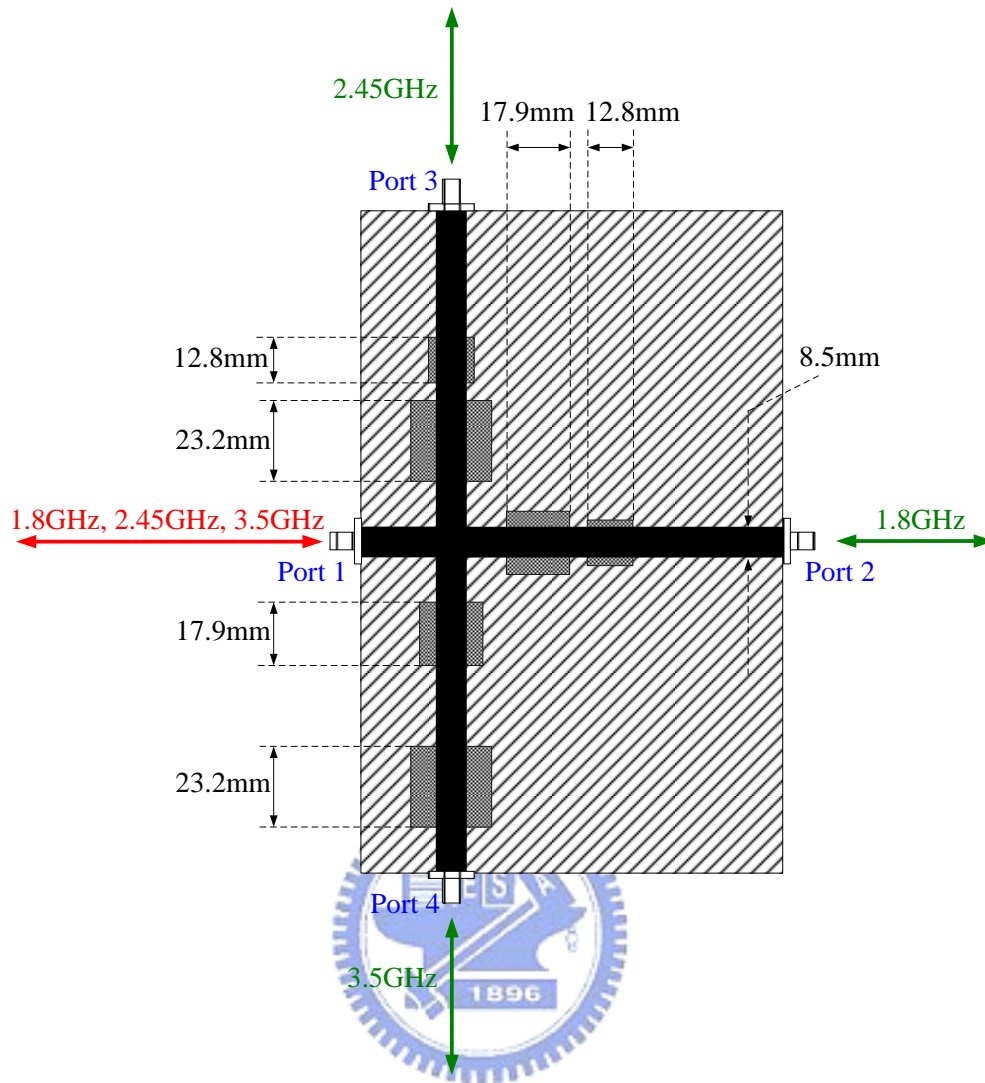


圖 5-4 三頻雙工器的原型電路圖

我們知道按照同樣的原理，與埠 2 一樣的事情也會發生在埠 3 和埠 4。只是，埠 3 和埠 4 所接收到的頻率，都會分別與埠 2 不一樣，埠 3 收到的頻率為 WiFi 2.45GHz，而埠 4 收到的頻率為 WiMAX 3.5GHz。在這裡，我們可以發現我們所設計的電路已經擁有上節說描述的三工器的分頻功能，接著，我們將檢查它是否具有雙工器(duplexer)的雙向通道功能。

要看是否有雙向通道功能，最直接的作法就是檢查訊號的傳出和回傳。從上面的分析，我們知道訊號已經可以從埠 1 傳送到埠 2、埠 3 和埠 4。而現在我們只需檢查，埠 2、埠 3 和埠 4 是否可以順利的傳回埠 1。

這裡，我們先分析埠 2。我們知道，當 GSM 1800MHz 的訊號要從埠 2 回傳時，訊號可能有三種路徑：可能會傳到埠 1，也可能會傳到埠 3，當然也很有可能傳到埠 4。但是，

我們仔細檢查，訊號從埠 2 傳到埠 3 和訊號從埠 2 傳到埠 4 的兩條訊號路徑，分別也都有一個蕈傘金屬片尺寸大小為 23.2mm，其 EBG 頻率為 GSM 1800MHz 的蕈狀結構將訊號擋住，毫無疑問地，GSM 1800MHz 的訊號會完整的回到埠 1。同樣的道理，埠 3 的 WiFi 2.45GHz 的訊號也會完整傳回埠 1，而埠 4 的 WiMAX 3.5GHz 的訊號也會會完整傳回埠 1，所以我們所設計的電路，應該有將擁有雙工器(duplexer)的雙向通道功能。

於是，我們將我們初步的想法付諸實行。我們先用 Ansoft 的模擬軟體 HFSS 來模擬，看看是否有我們預期的特性。其結果如下：

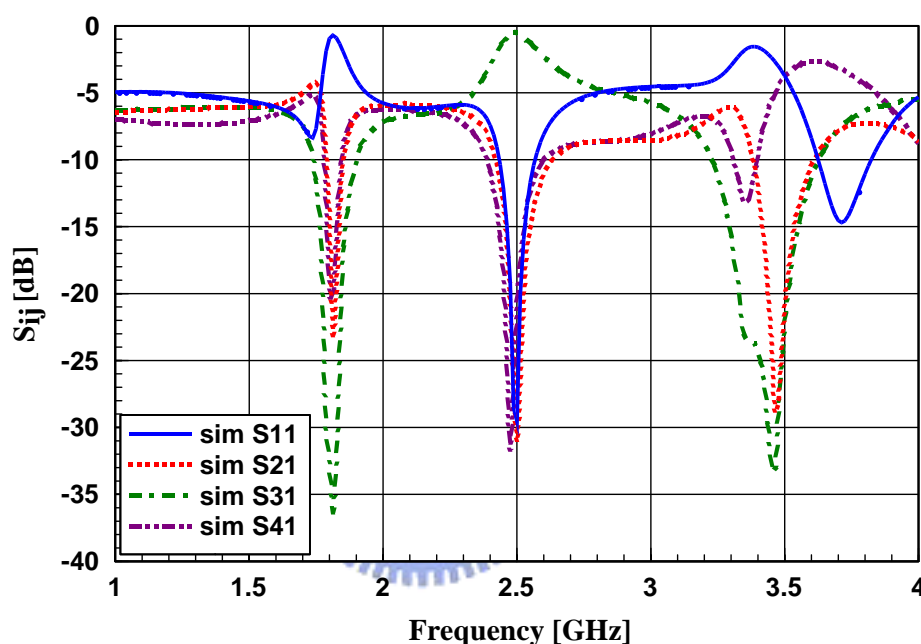


圖 5-5 原型三頻雙工器從埠 1 輸入的 S 參數模擬圖

圖 5-5 是我們設計的原型三頻雙工器，從埠 1 輸入的 S 參數模擬圖，從這張模擬圖我們得到它是否擁有三工器(Triplexer)的分頻功能。若真的具有分頻功能，我們預期頻率在 GSM 1800MHz、WiFi 2.45GHz 和 WiMAX 3.5GHz，分別會得到 S21、S31 和 S41 的能量波峰，這也表示埠 2、埠 3 和埠 4，可以收到來自於埠 1 且頻率分別為 GSM 1800MHz、WiFi 2.45GHz 和 WiMAX 3.5GHz 的訊號。

可惜的是，在圖 5-5 中，我們只看到頻率在 WiFi 2.45GHz 的地方，成功的出現 S31 的波峰，而頻率在 GSM 1800MHz 和 WiMAX 3.5GHz 的地方，卻分別出現了 S21 的波谷和 S41 的波峰中段。我們發現，這個原型三頻雙工器的分頻功能並沒有完全的展現出來，出現了部份工作(partial work)的情況。這裡我們暫且將分頻功能擱置，接著先檢查它

的雙向通道功能。

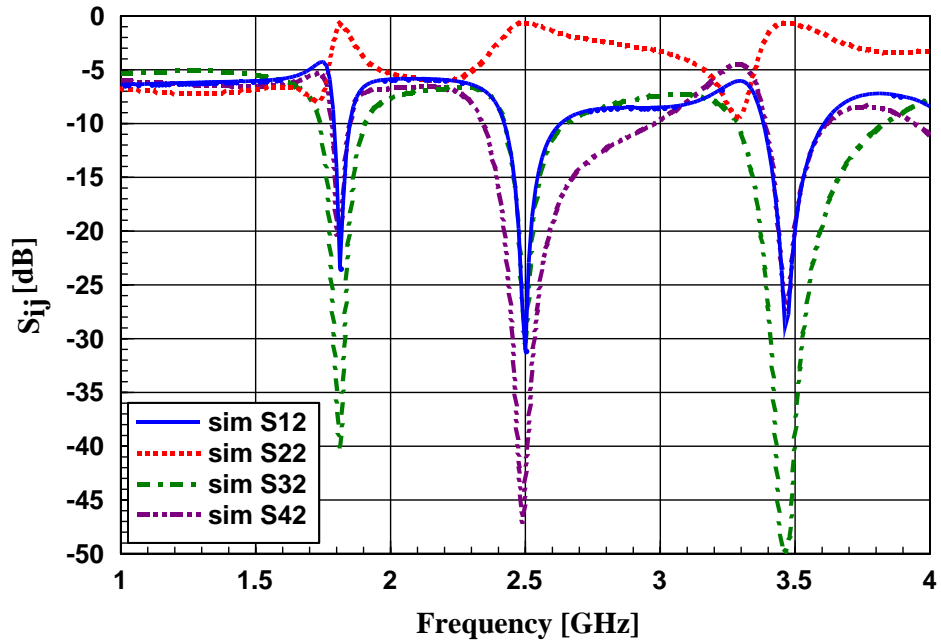


圖 5-6 原型三頻雙工器從埠 2 輸入的 S 參數模擬圖

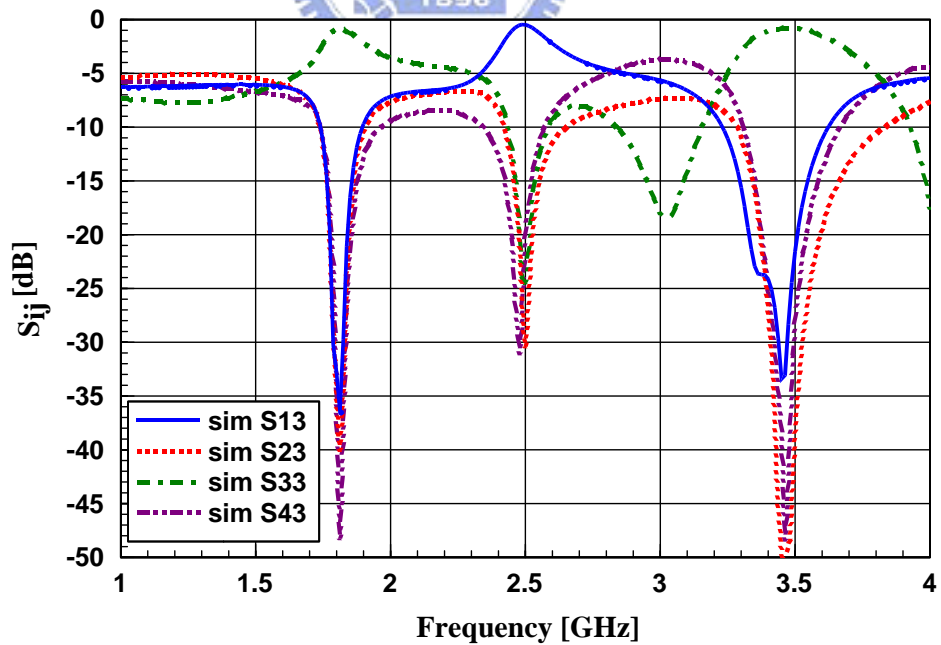


圖 5-7 原型三頻雙工器從埠 3 輸入的 S 參數模擬圖

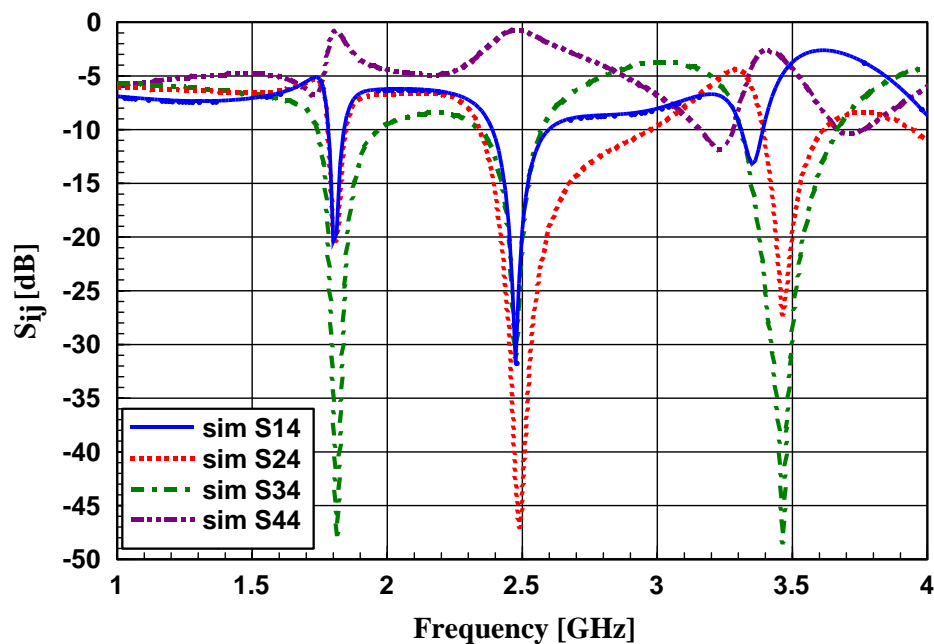


圖 5-8 原型三頻雙工器從埠 4 輸入的 S 參數模擬圖

圖 5-6、圖 5-7 和圖 5-8，分別為原型三頻雙工器從埠 2、埠 3 和埠 4 輸入訊號的 S 參數模擬圖，從這三張模擬圖我們得到它是否擁有雙工器(duplexer)的雙向通道功能。如果真的具有雙向通道功能，我們期望圖 5-6 在頻率 GSM 1800MHz 地方、和圖 5-7 在頻率 WiFi 2.45GHz 的地方，還有圖 5-8 在頻率 WiMAX 3.5GHz 的地方，會分別得到 S12、S13 和 S14 的能量波峰，這表示埠 2、埠 3 和埠 4，可以分別將 GSM 1800MHz、WiFi 2.45GHz 和 WiMAX 3.5GHz 的訊號回傳至埠 1。

但是事實上，從圖 5-6、圖 5-7 和圖 5-8 的模擬圖來看，結果依然讓我們失望。我們只看到圖 5-7 在頻率 WiFi 2.45GHz 的地方，成功的出現 S13 的波峰，而圖 5-6 在頻率 GSM 1800MHz 的地方和圖 5-8 在頻率 WiMAX 3.5GHz 的地方，卻分別出現了 S12 的波谷和 S14 的波峰中段。因此，我們知道，這個原型三頻雙工器的雙向通道的功能也沒有完全的展現出來，也是出現了部份工作(partial work)的情形。

這是一個失敗的作品嗎？我們覺得不盡然，或許我們少考慮了什麼關鍵點，而造成這個原型三頻雙工器的部份工作(partial work)。仔細觀察這四張模擬圖(圖 5-5、圖 5-6、圖 5-7 和圖 5-8)，我們可以發現，問題都是出在訊號通過的路徑上；而訊號該被阻絕的路徑上，訊號都確實的被阻斷，也就是說，葦狀結構的 EBG 特性都有完整的展現出來。所以，這個電路的 EBG 效果，基本上是沒有問題的。既然，問題都是出在訊號通過的路徑上，於是我們開始猜想，因為傳輸線的路徑上出現分支，所以會不會是傳輸線

阻抗匹配的問題？於是，我們在下一節將傳輸線的阻抗匹配加入考慮。

5.3 解決問題—考慮傳輸線的等效開路特性

在前面 4.2.1 節，我們曾經提到，葦狀結構的等效 LC 電路為一組並聯共振，其輸入阻抗在共振頻率時為無限大，在傳輸線上視為等效開路。有了此等效開路的概念，我們大致可以猜到上一節我們所設計的三頻雙工器部份工作(partial work)的原因，其原因我們可以用下面的圖 5-9 來做說明。

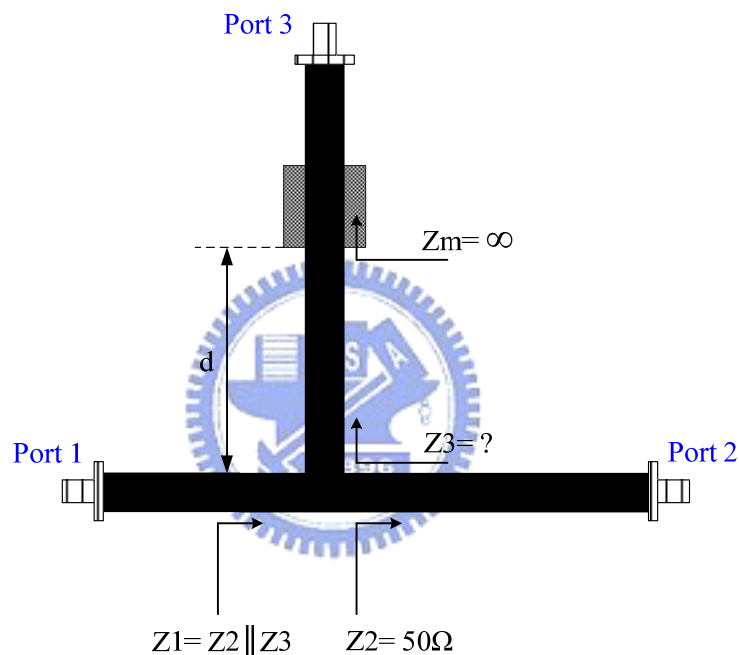


圖 5-9 考慮傳輸線效應的阻抗匹配示意圖

圖 5-9 當中，我們可以看到在埠 1 到埠 3 的路徑上，我們擺置了一個葦狀結構，我們假設葦狀結構的共振頻率為 f_m 。當我們從埠 1 輸入一個頻率為 f_m 的訊號進去時，由上節的實驗模擬我們知道，因為葦狀結構的 EBG 效果，訊號被阻絕，所以埠 3 將收不到訊號。但是重點是，訊號不見得會完全傳至埠 2，為什麼？理由是，這個架構雖然具有 EBG 效果，但還同時兼具傳輸線特性，因為訊號可能會因為輸入阻抗的不匹配而反彈回埠 1，以下是我們的分析。

首先，我們知道在頻率為 f_m 時，從葦狀結構看進去的輸入阻抗 Z_m 為無限大，但是，我們也發現，從葦狀結構到傳輸路徑的交界處還有一段距離 d ，而從傳輸路徑的交界處

往埠 3 看進去的輸入阻抗 Z_3 ，其阻抗值應該為 Z_m 再走一段傳輸線距離 d ，所以 Z_3 的阻抗值會因為 d 的不同而不同，可能是無限大、可能是零，或許可能是某值。

接著，從傳輸路徑的交界處往埠 2 看進去的輸入阻抗 Z_2 ，其阻抗值為 50 歐姆；而從埠 1 往電路看進去的輸入阻抗為 Z_1 ，其值為 Z_2 並聯 Z_3 。所以，為了要確保訊號完全地從埠 1 傳至埠 2，我們需要讓 Z_3 的輸入阻抗為無限大。那麼，該如何得到無限大的輸入阻抗 Z_3 呢？答案是，我們可以從葷狀結構到傳輸路徑的交界處的距離 d 下手。於是，下面三個小節，我們又分別設計了三組電路來測試我們的三頻雙工器所需的 d 值，也就是說，我們要找出每一個葷狀結構所合適的等效開路位置。

5.3.1 測試電路 1—枝幹 EBG 頻率為 WiFi 2.45GHz 和 WiMAX 3.5GHz

圖 5-10 為測試電路 1 的示意圖，與之前一模一樣，整體電路結構是用了兩塊 Rogers RT/Duroid 5880 的高頻電路板所組成，其板厚也為 0.787mm，分別做為懸置微帶線的支撐板，與葷狀結構板。在上下兩板中間，利用塑膠墊片支撐出高度為 1mm 的空氣層，整體結構為一個三明治結構。傳輸線寬度 8.5mm 為 50 歐姆匹配寬度，而葷柄金屬棒的半徑為 0.45mm。電路是由兩條傳輸線交叉組成，呈現 T 形界面(T-junction)結構，我們放置了兩個 EBG 頻率分別為 WiFi 2.45GHz 和 WiMAX 3.5GHz 的葷狀結構在傳輸線交界處到埠 3 的路徑上。我們試圖用模擬的方式找出這兩個葷狀結構，相對於傳輸線交界處的合適的等效開路位置。

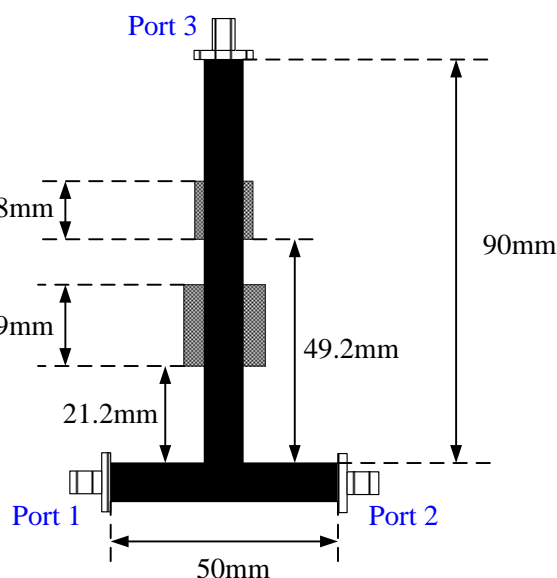


圖 5-10 測試電路 1 的示意圖

那麼，從模擬結果，我們要怎麼得到我們所需要的葦狀結構的等效開路位置呢？方法很簡單，我們只要調整葦狀結構的位置，去模擬每個位置的 S 參數，當我們發現，在我們所設計的頻率點，反射係數 S11 很小、穿透係數 S31 也很小，而穿透係數 S21 很大，這就代表我們找到了我們所需要的葦狀結構的等效開路位置了。這是為什麼呢？因為 S11 很小，代表埠 1 的能量完全輸入；S31 很小，代表埠 3 沒有收到埠 1 能量；而 S21 很大，這代表埠 2 完全收到能量埠 1。當上述情形發生時，只有一個可能性，也就是對整體電路而言，埠 3 所在的這段傳輸線枝幹，因為找到了葦狀結構合適的位置，可視為開路。

圖 5-11 為測試電路 1 的 S 參數模擬圖，我們所使用的模擬軟體是 Ansoft HFSS。從模擬結果我們可以發現，在 WiFi 2.45GHz 和 WiMAX 3.5GHz 的 S21 的波峰分別為 -0.26dB 和 -0.44dB，而 S11 和 S31 都有 -20dB 以下，模擬結果展現相當好的等效開路特性。所以，我們成功的找到了測試電路 1 當中，兩個葦狀結構的等效開路位置。

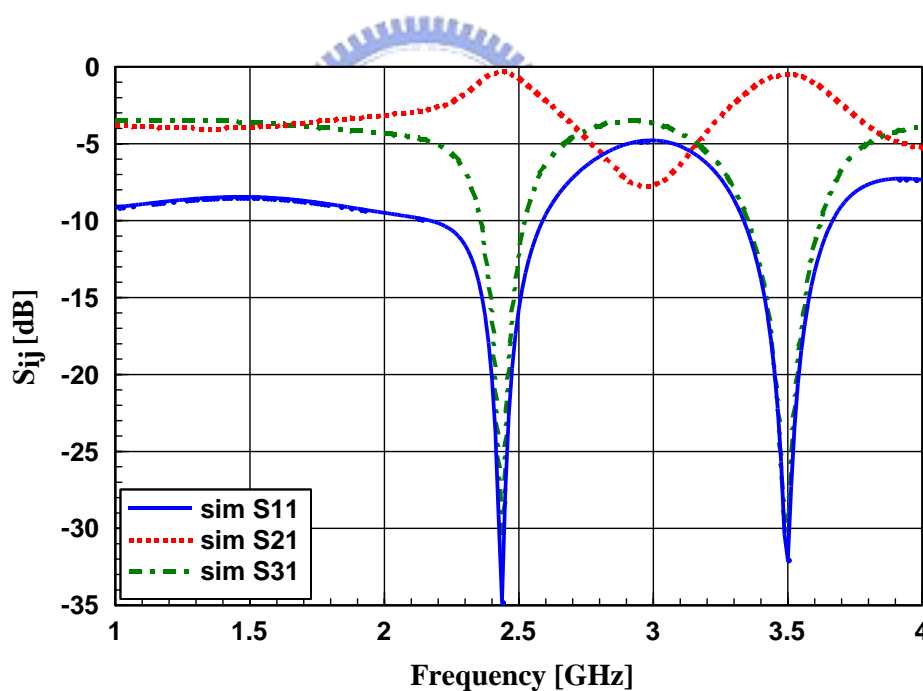


圖 5-11 測試電路 1 的 S 參數模擬圖

5.3.2 測試電路 2—枝幹 EBG 頻率為 GSM 1800MHz 和 WiMAX 3.5GHz

圖 5-12 為測試電路 2 的示意圖，所有的板材、結構，和傳輸線線寬都與測試電路 1 一樣，不同的是葦狀結構的尺寸換成 EBG 頻率為 GSM 1800MHz 和 WiMAX 3.5GHz 的尺寸；還有，往埠 3 的路徑也稍做彎折，這是為了考慮組裝為三頻雙工器時的縮小化。

而測試電路 2 的目的，是為了找出 GSM 1800MHz 和 WiMAX 3.5GHz 的葷狀結構的等效開路位置，其原理和 5.3.1 節一模一樣，在這裡不再贅述。

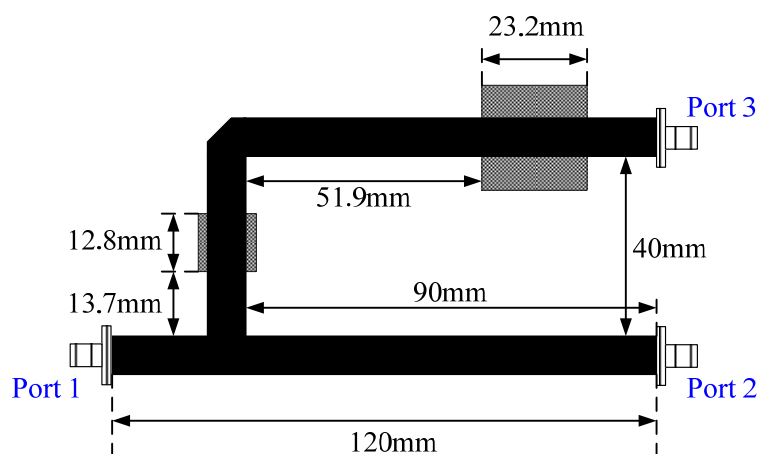


圖 5-12 測試電路 2 的示意圖

圖 5-13 為測試電路 2 的 S 參數模擬圖，我們使用的模擬軟體也是 Ansoft HFSS。從模擬結果我們可以發現，GSM 1800MHz 和 WiMAX 3.5GHz 的 S21 的波峰分別為 -0.27dB 和 -0.39dB，而 S11 和 S31 都有 -20dB 以下，模擬結果展現相當好的等效開路特性。所以，我們成功的找到了測試電路 2 當中，兩個葷狀結構的等效開路位置。

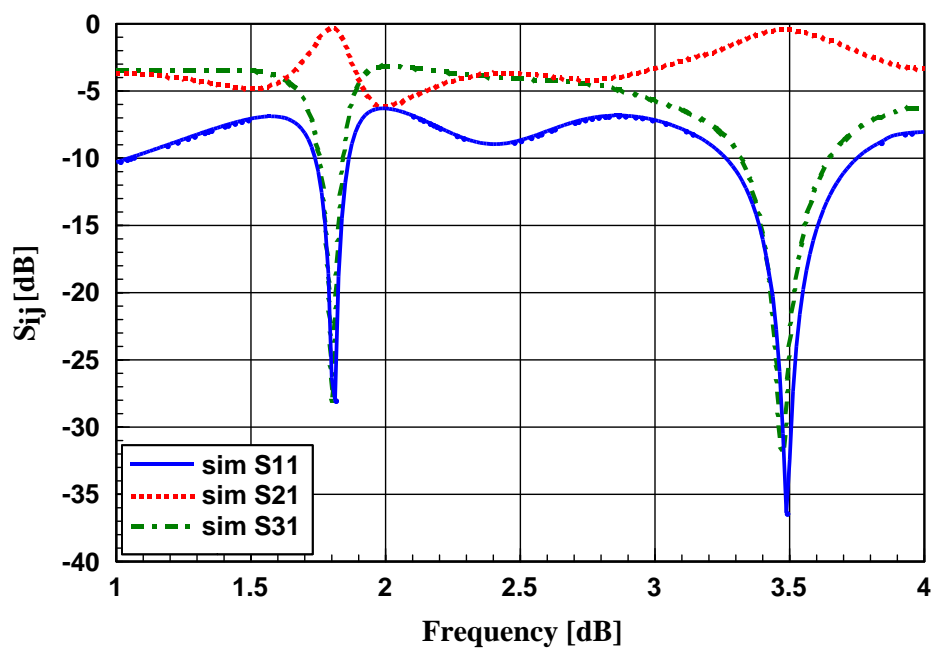


圖 5-13 測試電路 2 的 S 參數模擬圖

5.3.3 測試電路 3—枝幹 EBG 頻率為 GSM 1800MHz 和 WiFi 2.45GHz

圖 5-14 為測試電路 3 的示意圖，所有的板材、結構，和傳輸線線寬都與測試電路 1 和測試電路 2 一樣，不同的是葦狀結構的尺寸換成 EBG 頻率為 GSM 1800MHz 和 WiFi 2.45GHz 的尺寸；跟上小節一樣，往埠 3 的路徑也稍做彎折了，這也是為了考慮組裝為三頻雙工器時的縮小化。而測試電路 3 的目的，也是為了找出 GSM 1800MHz 和 WiFi 2.45GHz 的葦狀結構的等效開路位置，其原理和 5.3.1 節一模一樣，在這裡也不再贅述。

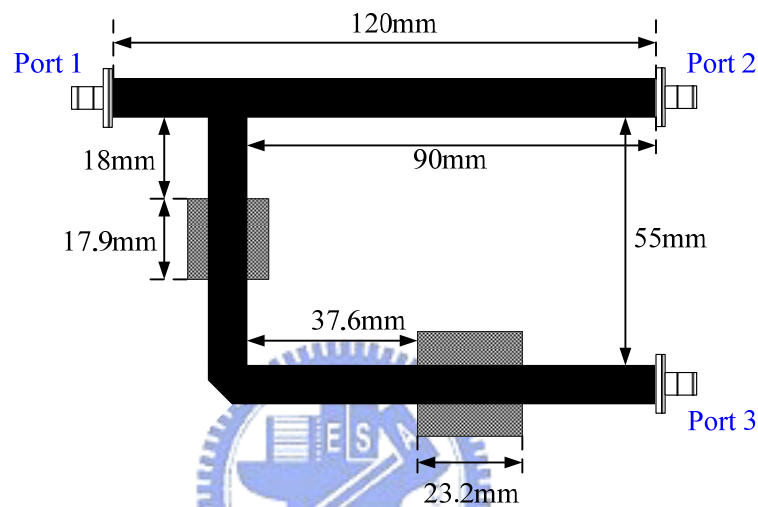


圖 5-14 測試電路 3 的示意圖

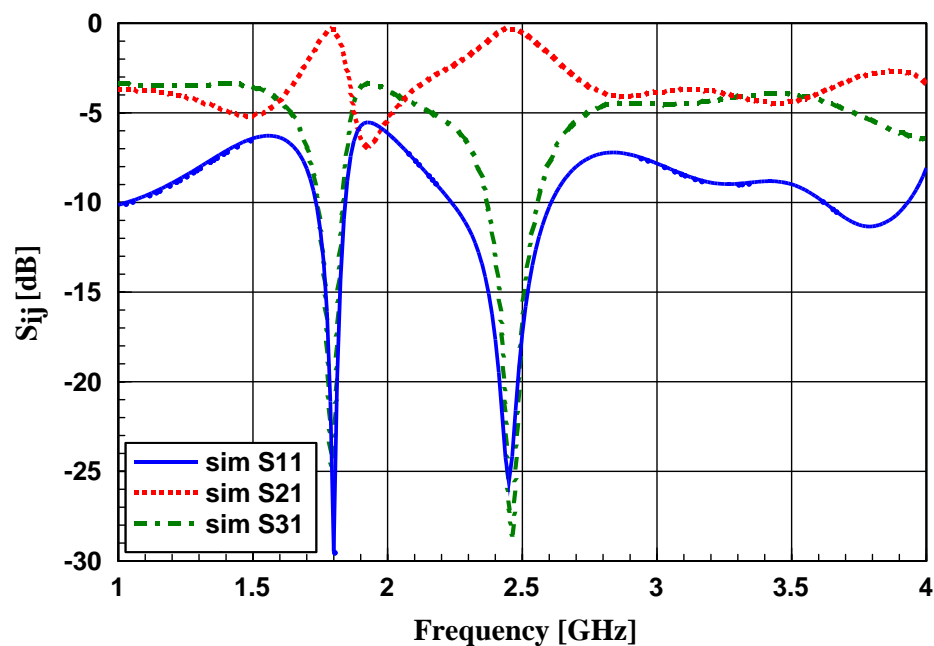


圖 5-15 測試電路 3 的 S 參數模擬圖

圖 5-15 為測試電路 3 的 S 參數模擬圖，使用的模擬軟體還是 Ansoft HFSS。從模擬結果我們看到，GSM 1800MHz 和 WiFi 2.45GHz 的 S21 的波峰都為-0.32dB，而 S11 和 S31 也都有-20dB 以下，模擬結果展現相當好的等效開路特性。所以，我們成功的找到了測試電路 3 當中，兩個葷狀結構的等效開路位置。

5.4 三頻雙工器的模擬與量測

有了上面三小節的測試電路，這次我們比 5.2 節多考慮了傳輸線的阻抗效應。接下來，我們再一次嘗試將這三條測試電路的 EBG 枝幹組裝起來，成為三頻雙工器，看看是否能解決之前部份工作(partial work)的問題。

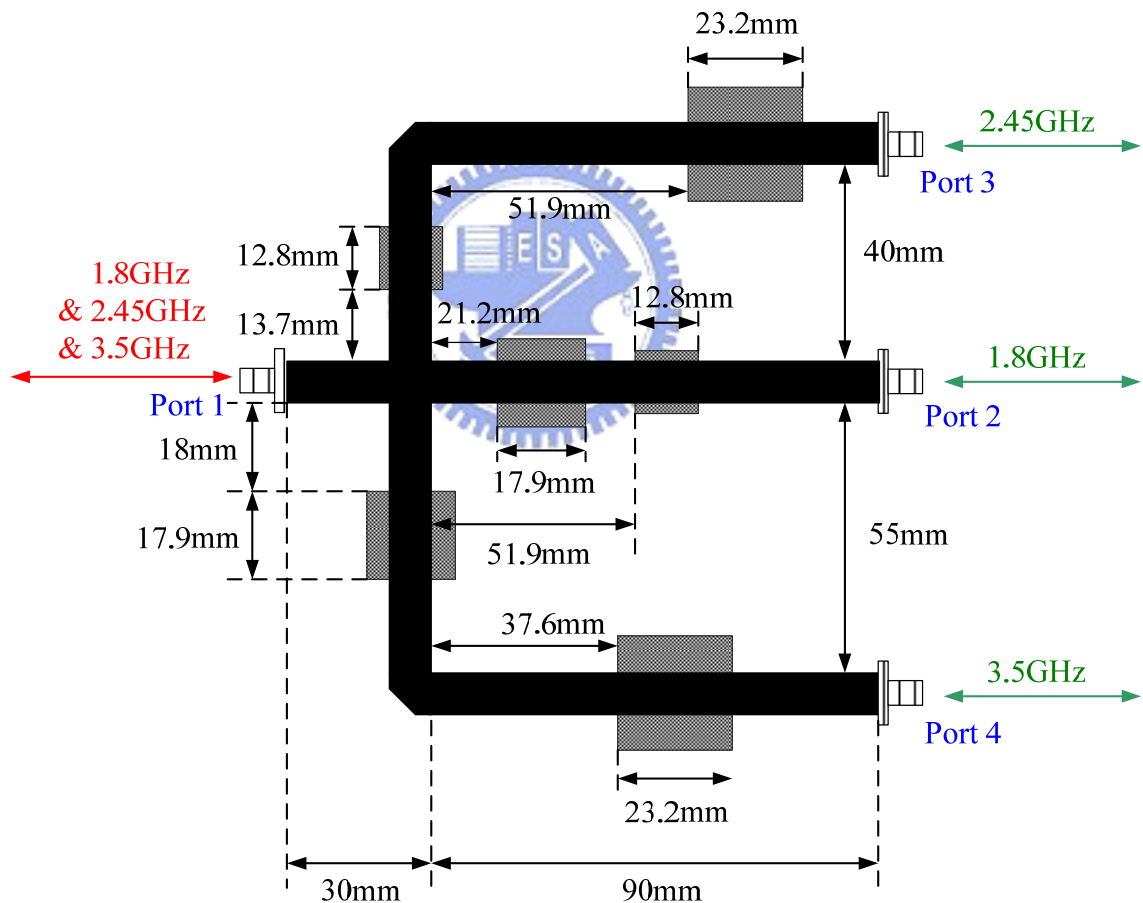


圖 5-16 三頻雙工器的電路圖

圖 5-16 為三條測試電路的 EBG 枝幹組裝後的改良三頻雙工器的電路圖，與之前一模一樣，整體電路結構也是用兩塊 Rogers RT/Duroid 5880 的高頻電路板所組成，其板厚也為 0.787mm，分別做為懸置微帶線的支撐板，與葷狀結構板。在上下兩板中間，利

用塑膠墊片支撐出高度為 1mm 的空氣層，整體結構為一個三明治結構。傳輸線寬度為 8.5mm 為 50 歐姆匹配寬度，而葦柄金屬棒的半徑為 0.45mm。其他的物理尺寸，如傳輸線長短和葦狀結構的尺寸如圖所標示。

這裡，我們期望當 GSM 1800MHz、WiFi 2.45GHz 和 WiMAX 3.5GHz 的訊號從埠 1 輸入時，會各別分頻至埠 2、埠 3，和埠 4。相反地，當 GSM 1800MHz、WiFi 2.45GHz 和 WiMAX 3.5GHz 的訊號，分別由埠 2、埠 3，和埠 4 輸入時，訊號會完全的傳回埠 1。

與 5.2 節一樣，我們從埠 1 輸入的 S 參數圖(圖 5-17 和圖 5-18)來檢查三頻雙工器的分頻功能；還有，我們從埠 2 輸入的 S 參數圖(圖 5-19 和圖 5-20)、埠 3 輸入的 S 參數圖(圖 5-21 和圖 5-22)，和埠 4 輸入的 S 參數圖(圖 5-23 和圖 5-24)來檢查三頻雙工器的雙向通道功能

我們所使用的模擬軟體是 Ansoft HFSS，量測儀器為 HP/Agilent E5071B 四埠網路分析儀，而我們模擬與量測的 S 參數結果如下面幾頁所示：



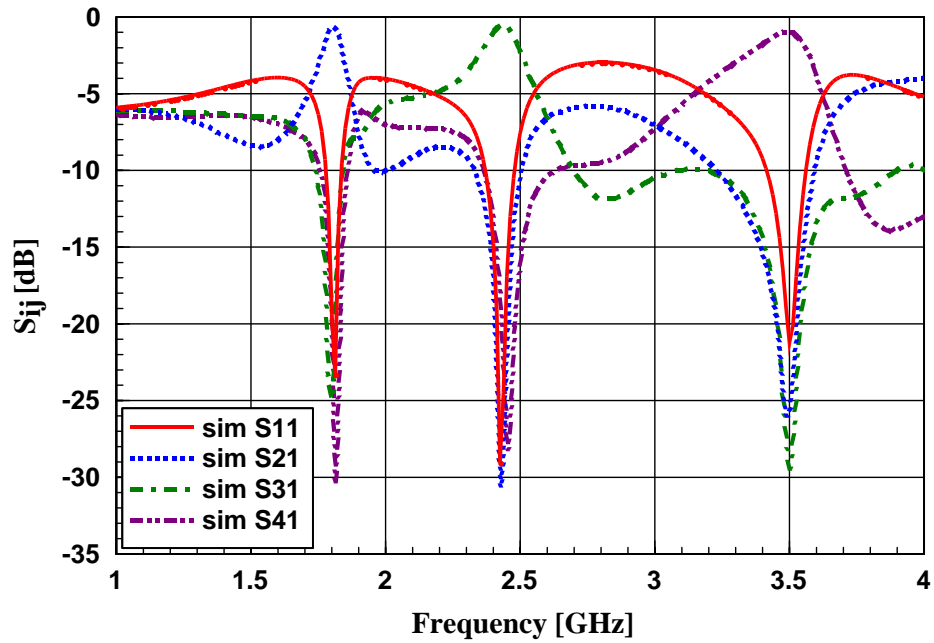


圖 5-17 三頻雙工器從埠 1 輸入的 S 參數模擬圖

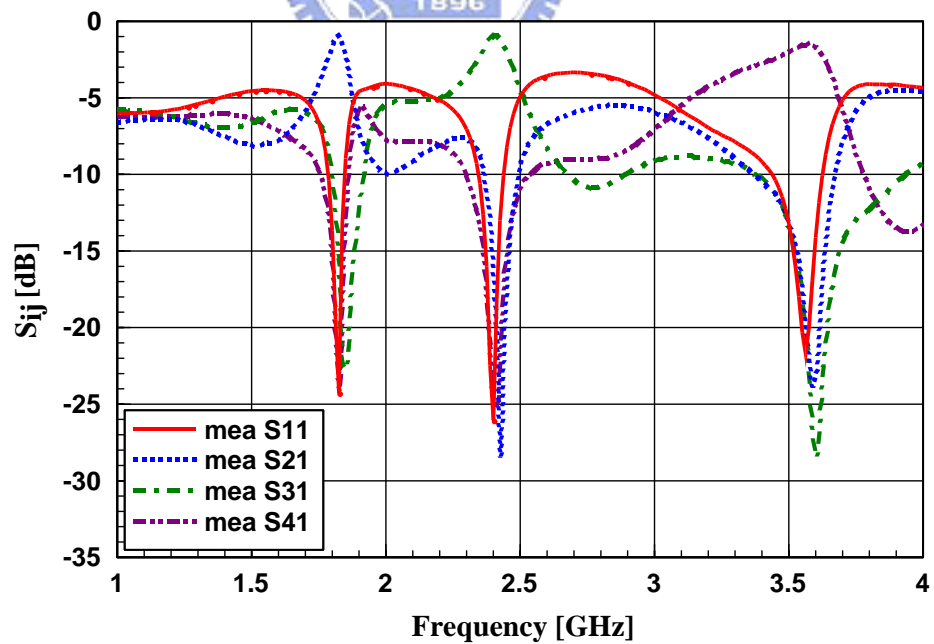


圖 5-18 三頻雙工器從埠 1 輸入的 S 參數量測圖

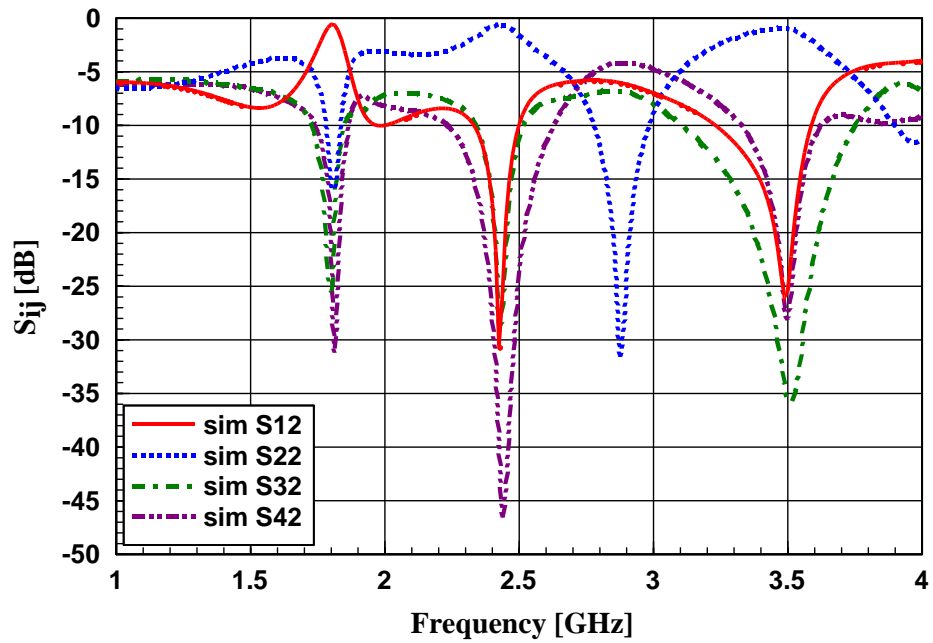


圖 5-19 三頻雙工器從埠 2 輸入的 S 參數模擬圖

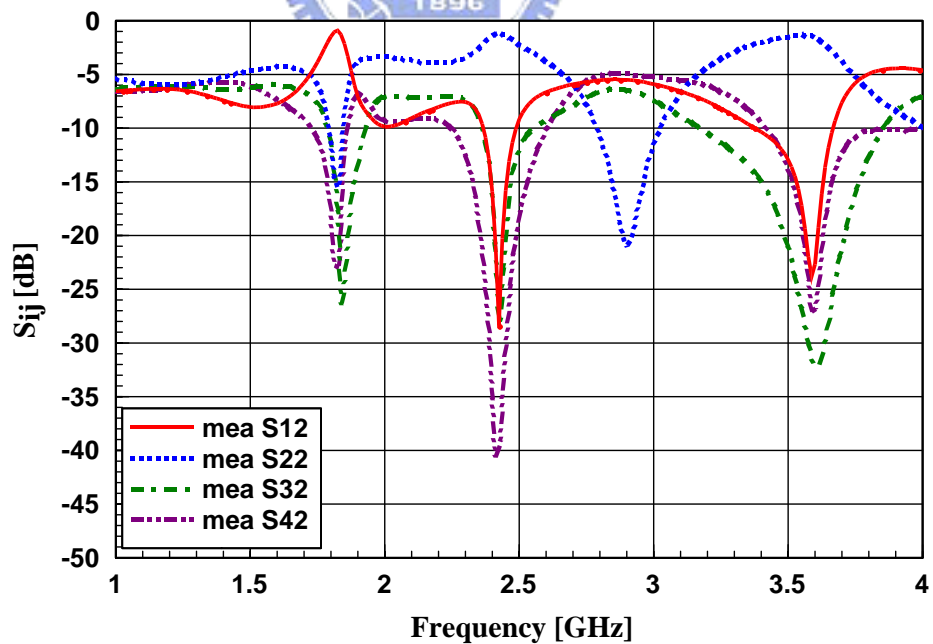


圖 5-20 三頻雙工器從埠 2 輸入的 S 參數量測圖

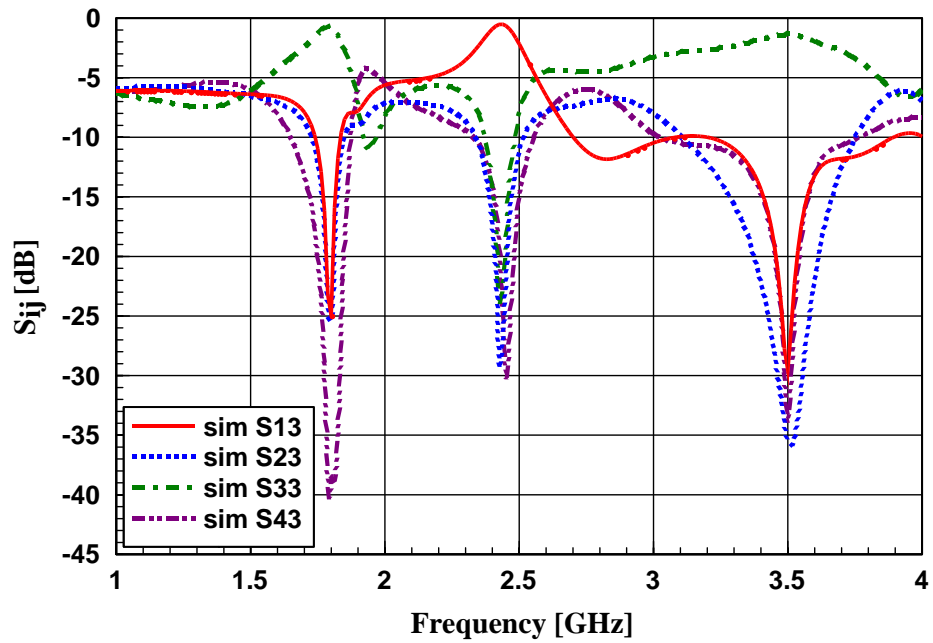


圖 5-21 三頻雙工器從埠 3 輸入的 S 參數模擬圖

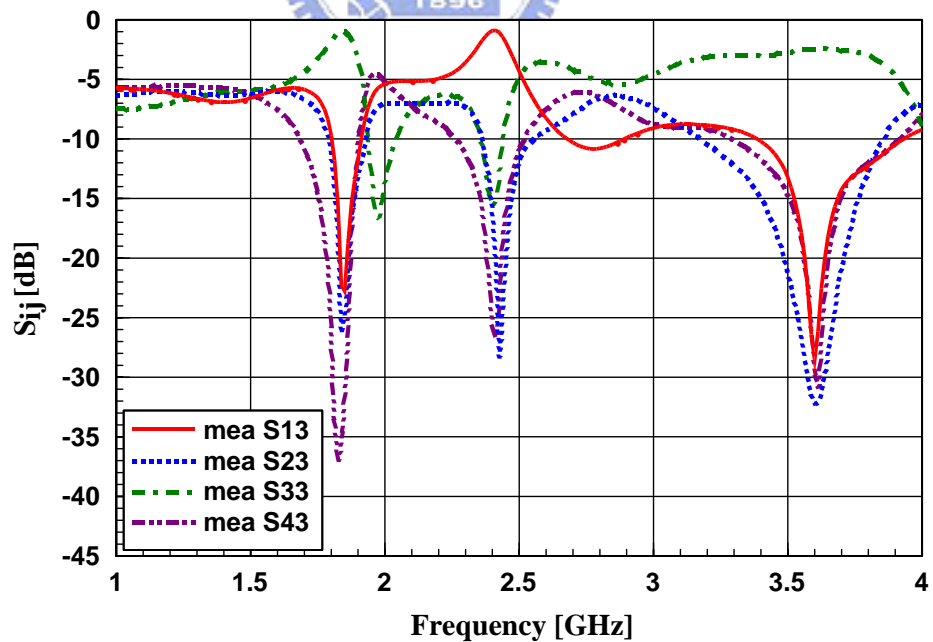


圖 5-22 三頻雙工器從埠 3 輸入的 S 參數量測圖

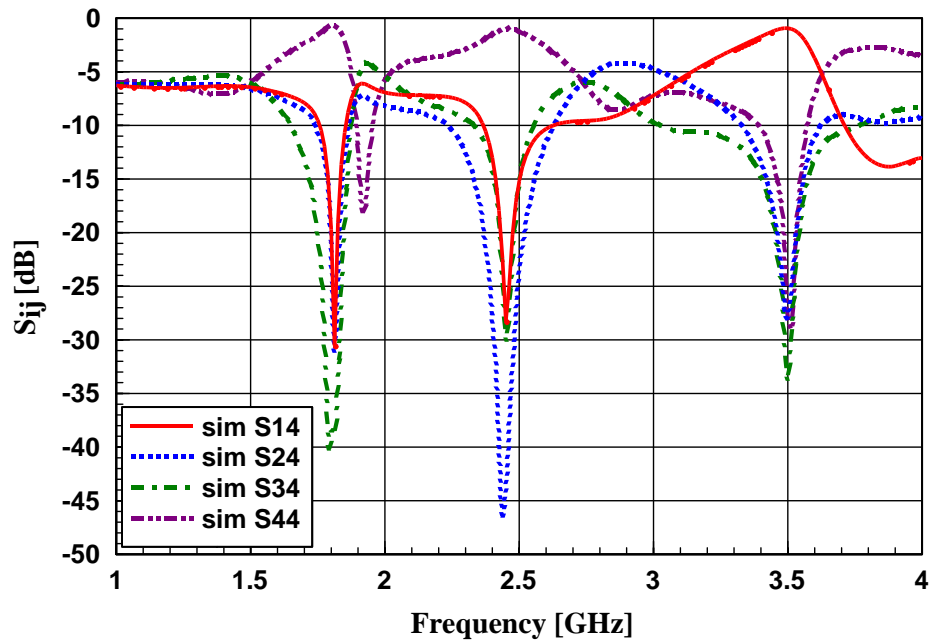


圖 5-23 三頻雙工器從埠 4 輸入的 S 參數模擬圖

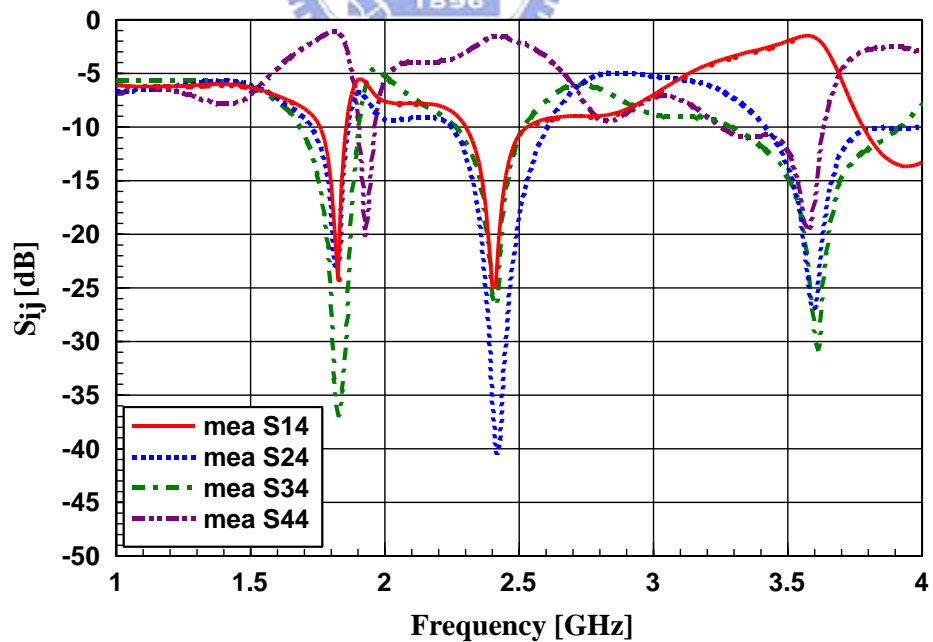


圖 5-24 三頻雙工器從埠 4 輸入的 S 參數量測圖

圖 5-17 與圖 5-18 分別為三頻雙工器從埠 1 輸入的 S 參數模擬圖與量測圖。我們除了發現模擬與量測的曲線特性一致外，更重要的是，從 S 參數的結果來看，真的如我們預期的一樣：當 GSM 1800MHz、WiFi 2.45GHz 和 WiMAX 3.5GHz 的訊號從埠 1 輸入時，會各別分頻至埠 2、埠 3，和埠 4。這個結果直接證明了，我們所設計之三頻雙工器，具有三工器(Triplexer)的分頻功能。

圖 5-19 與圖 5-20 分別為三頻雙工器從埠 2 輸入的 S 參數模擬圖與量測圖；還有圖 5-21 與圖 5-22 分別為三頻雙工器從埠 3 輸入的 S 參數模擬圖與量測圖；還有圖 5-23 與圖 5-24 分別為三頻雙工器從埠 4 輸入的 S 參數模擬圖與量測圖。從這六張圖來看，我們也發現模擬與量測的曲線特性一致；而且最重要的是，從 S 參數的結果來看，真的也如我們預期的一樣：當 GSM 1800MHz、WiFi 2.45GHz 和 WiMAX 3.5GHz 的訊號，分別由埠 2、埠 3，和埠 4 輸入時，訊號會完全的傳回埠 1。這個結果直接證明了，我們所設計之三頻雙工器，具有雙工器(duplexer)的雙向通道功能。

輸入埠 頻率	Port 1	Port 2	Port 3	Port 4
1.8 GHz	-0.6 dB	-0.6 dB		
2.45 GHz	-0.53 dB		-0.53 dB	
3.5 GHz	-0.95 dB			-0.95 dB

表 5-1 三頻雙工器的 S 參數波峰模擬值對照表

輸入埠 頻率	Port 1	Port 2	Port 3	Port 4
1.8 GHz	-0.93 dB	-0.93 dB		
2.45 GHz	-0.89 dB		-0.9 dB	
3.5 GHz	-1.46 dB			-1.48 dB

表 5-2 三頻雙工器的 S 參數波峰量測值對照表

表 5-1 和表 5-2 分別為三頻雙工器的 S 參數波峰模擬值與量測值的對照表，我們發現在我們所設計的頻率 GSM 1800MHz、WiFi 2.45GHz 和 WiMAX 3.5GHz，所有的波峰值都在-1dB 附近；而從圖 5-16~圖 5-23 我們也發現，在我們所設計的頻率 GSM 1800MHz、WiFi 2.45GHz 和 WiMAX 3.5GHz，所有的波谷值低於-10dB，這表示我們所設計的三頻雙工器擁有相當良好的特性，是一支相當成功的三頻雙工器。



第六章 討論

6.1 概要

我們知道，世界上每一項偉大的發明，其發明的過程都需要經過不斷的試驗與改良。而我們所提出的雙頻三工器也是一樣，在研究過程中，我們也是經過不斷的測試與改良，最後才決定用 Rogers RT/Duroid 5880 的高頻電路板當板材，而且使用兩塊板材夾著一層空氣層的三明治結構。

在這一章，我們將會把我們研究的心路歷程與曾經遇到的問題，在這裡加以討論。下兩節將分別討論：

1. 若板材使用 FR4 板，會有怎樣的情況產生。
2. 若是移除空氣層，僅僅用雙層板結構，會有什麼問題產生。

6.2 改用 FR4 板作為板材

因為 Rogers RT/Duroid 5880 的高頻電路板的價格相當昂貴，所以一開始，我們是打算採用較 Rogers RT/Duroid 5880 便宜的 FR4 板來製作我們提出的三頻雙工器。但是，在研究的過程中，我們發現 FR4 板有個致命的缺點，所以我們最後沒使用 FR4 板，至於是什麼缺點，我們用下面的實驗來說明。

這個實驗，我們選用了兩塊一模一樣的 FR4 電路板，電路板的板厚為 0.8mm，分別做為懸置微帶線的支撐板，與蕈狀結構板。在上下兩板中間，利用塑膠墊片支撐出高度為 1mm 的空氣層，整體結構猶如一個三明治結構。圖 6-1 即為我們使用 FR4 板的蕈狀結構結合懸置微帶線的電路單元俯視圖與側視圖。傳輸線寬度設計在這個三明治板所對應的 50 歐姆匹配寬度，其寬度為 6.5mm，蕈狀結構的蕈傘金屬片尺寸為 13mm，而蕈柄金屬棒的半徑為 0.45mm。這個蕈狀結構結合懸置微帶線的電路單元結構的尺寸，所對應的電磁帶隙(EBG)頻率落在 WiFi 2.45GHz 的地方。

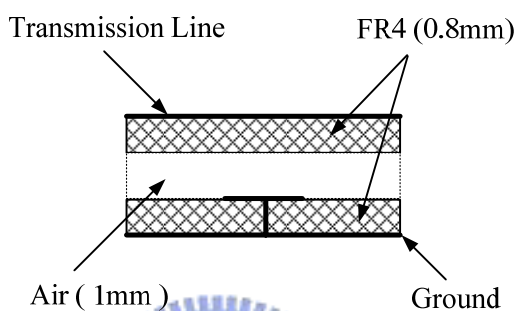
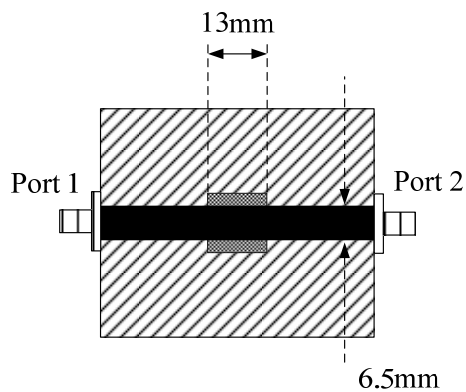


圖 6-1 使用 FR4 板的蕈狀結構結合懸置微帶線電路單元的俯視圖
與側視圖

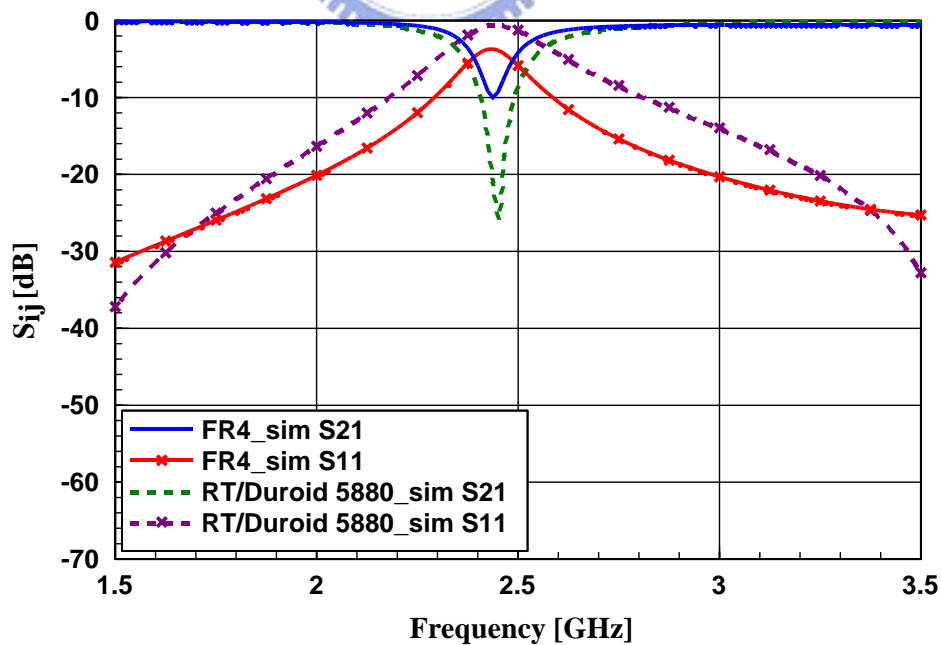


圖 6-2 FR4 板與 RT/Duroid 5880 板的蕈狀結構結合懸置微帶線
電路單元的模擬對照圖

圖 6-2 是我們將 FR4 板的蕈狀結構結合懸置微帶線的電路單元模擬結果，和之前用 RT/Duroid 5880 板當板材(圖 4-1)的模擬結果放在一起做比較。從模擬結果我們發現：

1. 用 FR4 板當板材的蕈狀結構的電路單元在頻率為 WiFi 2.45GHz 的地方也出現了 EBG 現象，所以 EBG 特性不會因為用的板材不同而消失。
2. 雖然也有 EBG 現象，但是 FR4 板的損耗太大，使得 S11 的波峰不高，能量的損耗太大，將不利於三頻雙工器的性能(performance)。

而第二個結論就是我們一開始提到的，FR4 板的致命缺點。

6.3 移除空氣層

在研究的過程中，我們也考慮過將空氣層移除，單純只使用兩塊 RT/Duroid 5880 高頻電路板的雙層板結構。我們發現，就算中間不夾空氣層，蕈狀結構結合懸置微帶線的架構依然會出現 EBG 的現象，而且等效 LC 電路也與圖 4-3 一樣，是一組 LC 並聯的共振腔。

但是，用雙層板結構來實現我們所設計的三頻雙工器，結果也是失敗的。至於為什麼會失敗？我們將藉著下面的實驗，觀察出一些蛛絲馬跡。下面幾節，我們將重複 5-3 節的步驟，用雙層板結構，再次設計三頻雙工器。

6.3.1 移除空氣層的測試電路 1

圖 6-3 移除空氣層的測試電路 1 的示意圖，它的枝幹 EBG 頻率為 WiFi 2.45GHz 和 WiMAX 3.5GHz，整體電路結構是用了兩塊 Rogers RT/Duroid 5880 的高頻電路板組成雙層電路板結構，其板厚皆為 0.787mm，分別做為懸置微帶線的支撐板，與蕈狀結構板。傳輸線寬度為 5mm 對應於 50 歐姆的匹配寬度，而蕈柄金屬棒的半徑為 0.45mm。電路是由兩條傳輸線交叉組成，呈現 T 形界面(T-junction)結構，我們放置了兩個蕈傘金屬片尺寸分別為 15.3mm 和 10.7mm 的蕈狀結構在傳輸線交界處到埠 3 的路徑上，其 EBG 頻率分別對應到 WiFi 2.45GHz 和 WiMAX 3.5GHz。我們一樣也用模擬的方式找出這兩個蕈狀結構，相對於傳輸線交界處的合適的等效開路位置。

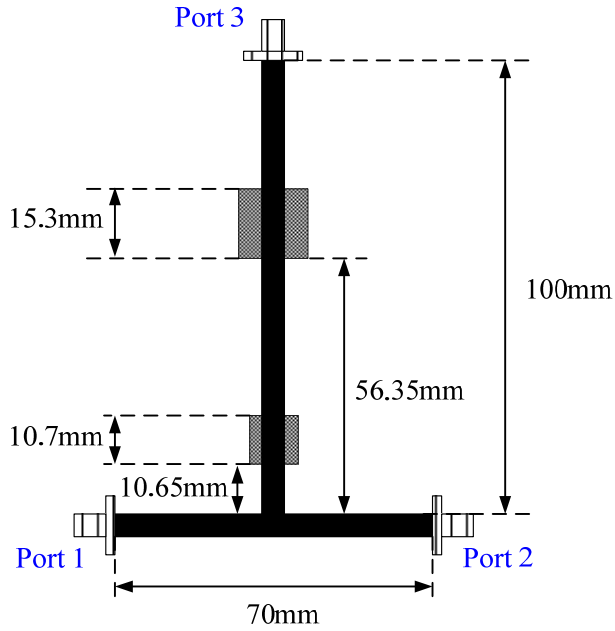


圖 6-3 移除空氣層的測試電路 1 的示意圖

圖 6-4 為移除空氣層的測試電路 1 的 S 參數模擬圖，從模擬結果我們可以發現，除空氣層的測試電路 1 在 WiFi 2.45GHz 和 WiMAX 3.5GHz 的地方，展現了相當好的等效開路特性。所以，我們成功的找到了移除空氣層的測試電路 1 當中，兩個蕈狀結構的等效開路位置。

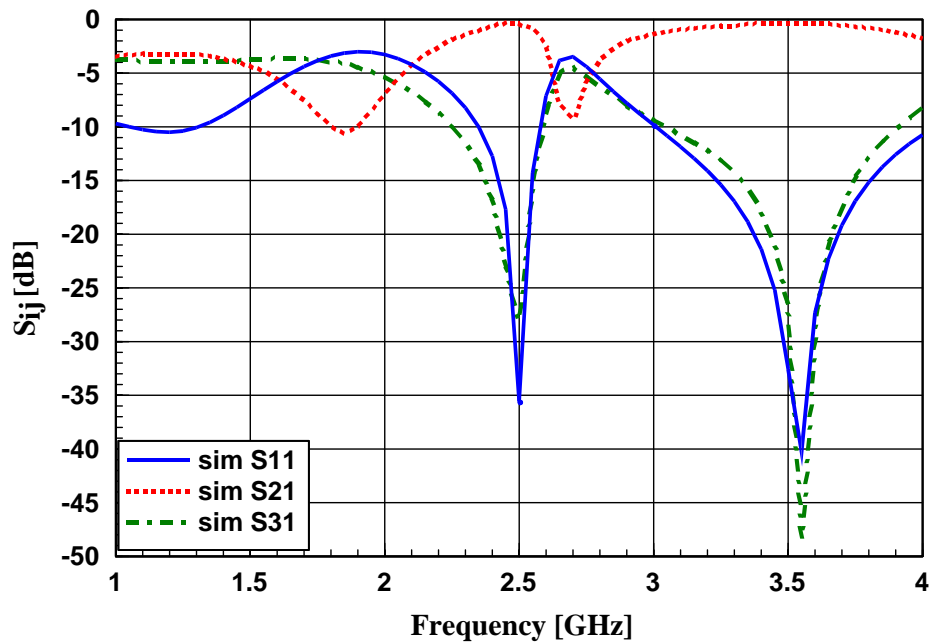


圖 6-4 移除空氣層的測試電路 1 的 S 參數模擬圖

6.3.2 移除空氣層的測試電路 2

圖 6-5 為移除空氣層的測試電路 2 的示意圖，它的枝幹 EBG 頻率為 GSM 1800MHz 和 WiMAX 3.5GHz，所有的板材、結構，和傳輸線線寬都與測試電路 1 一模一樣，不同的是葷狀結構的尺寸換成 EBG 頻率為 GSM 1800MHz 和 WiMAX 3.5GHz 的尺寸。

要特別說明的是，在 5.3.2 節的測試電路當中，往埠 3 的路徑有稍做彎折，這是為了考慮組裝為三頻雙工器時的縮小化。但是，現在與 5.3.2 節不一樣的是，這裡我們沒把縮小化也加進去考慮，也就是說，這裡的移除空氣層的測試電路 2，我們沒有做彎折的動作，這邊的目的只是要分析特性，所以縮小化沒考慮進去。移除空氣層的測試電路 2 的目的，是為了找出 GSM 1800MHz 和 WiMAX 3.5GHz 的葷狀結構的等效開路位置，其原理和 5.3.1 節一模一樣，在這裡不再贅述。

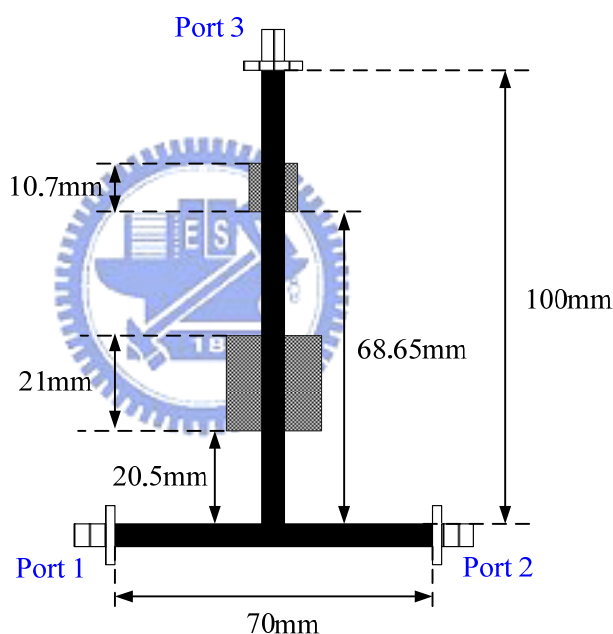


圖 6-5 移除空氣層的測試電路 2 的示意圖

圖 6-6 為移除空氣層的測試電路 2 的 S 參數模擬圖，從模擬結果我們可以發現，除空氣層的測試電路 2 在 GSM 1800MHz 和 WiMAX 3.5GHz 的地方，展現了相當好的等效開路特性。所以，我們成功的找到了移除空氣層的測試電路 2 當中，兩個葷狀結構的等效開路位置。

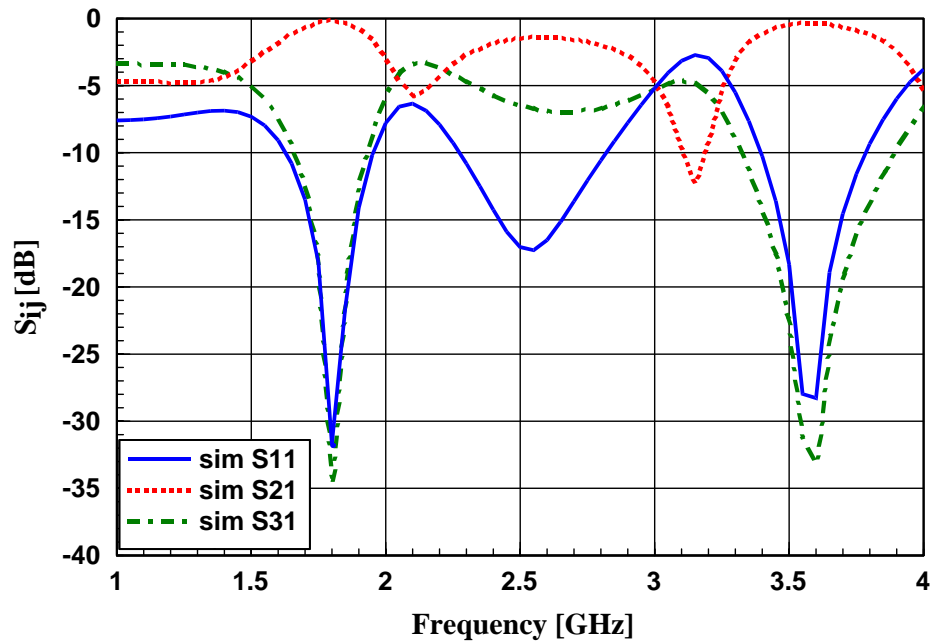


圖 6-6 移除空氣層的測試電路 2 的 S 參數模擬圖

6.3.3 移除空氣層的測試電路 3

圖 6-7 為移除空氣層的測試電路 3 的示意圖，它的枝幹 EBG 頻率為 GSM 1800MHz 和 WiFi 2.45GHz，所有的板材、結構，和傳輸線線寬都與測試電路 1 一模一樣，不同的是蕈狀結構的尺寸換成 EBG 頻率為 GSM 1800MHz 和 WiFi 2.45GHz 的尺寸。

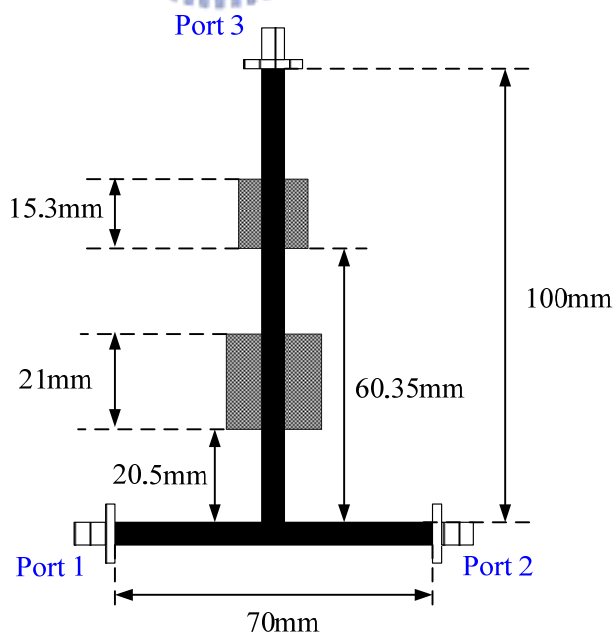


圖 6-7 移除空氣層的測試電路 3 的示意圖

與上一小節一樣，這裡的移除空氣層的測試電路 3，我們也沒有做彎折的動作。這邊的目的也是要分析特性，所以縮小化沒考慮進去。移除空氣層的測試電路 3 的目的，也是為了找出 GSM 1800MHz 和 WiFi 2.45GHz 的蕈狀結構的等效開路位置，其原理和 5.3.1 節一模一樣，在這裡不再贅述。

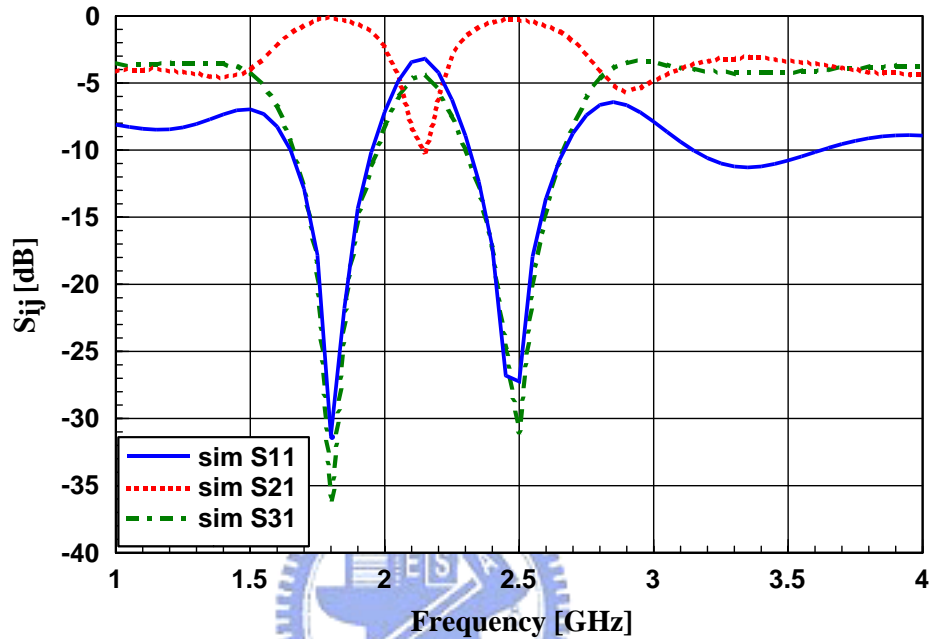


圖 6-8 移除空氣層的測試電路 3 的 S 參數模擬圖

圖 6-8 為移除空氣層的測試電路 3 的 S 參數模擬圖，從模擬結果我們可以發現，除空氣層的測試電路 3 在 GSM 1800MHz 和 WiFi 2.45GHz 的地方，展現了相當好的等效開路特性。所以，我們成功的找到了移除空氣層的測試電路 3 當中，兩個蕈狀結構的等效開路位置。

6.3.4 移除空氣層的三頻雙工器的模擬與量測

與 5.4 節的概念一模一樣，我們將移除空氣層的三條測試電路組合成三頻雙工器，圖 6-9 即為三條移除空氣層的測試電路的 EBG 枝幹組裝後的三頻雙工器的電路圖。

這裡，我們期望，當 GSM 1800MHz、WiFi 2.45GHz 和 WiMAX 3.5GHz 的訊號從埠 1 輸入時，會各別分頻至埠 2、埠 3，和埠 4。相反地，當 GSM 1800MHz、WiFi 2.45GHz 和 WiMAX 3.5GHz 的訊號，分別由埠 2、埠 3，和埠 4 輸入時，訊號會完全的傳回埠 1。

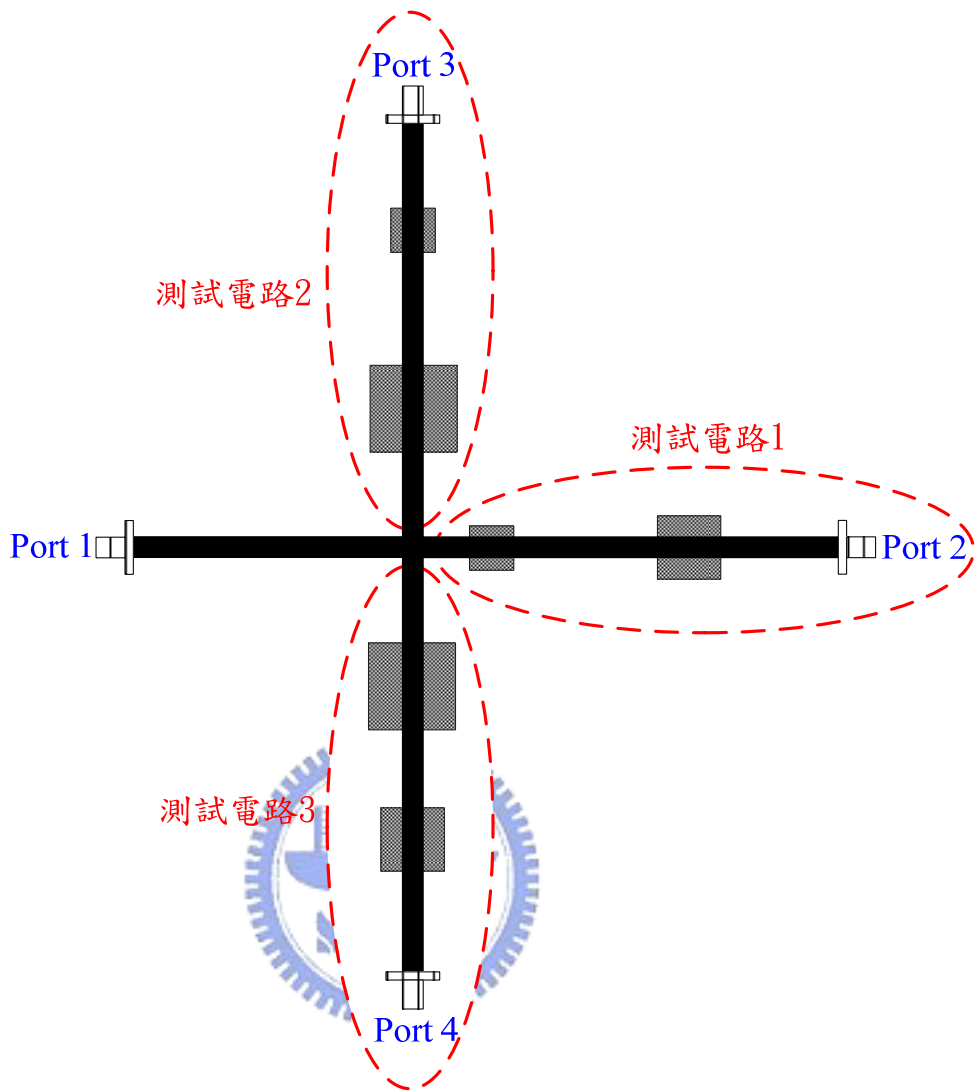


圖 6-9 移除空氣層的三頻雙工器的電路圖

與 5.2 節的概念一樣，我們利用從埠 1 輸入的 S 參數圖(圖 6-10)來檢查三頻雙工器的分頻功能；還有，我們利用從埠 2 輸入的 S 參數圖(圖 6-11)、埠 3 輸入的 S 參數圖(圖 6-12)，和埠 4 輸入的 S 參數圖(圖 6-13)來檢查三頻雙工器的雙向通道功能。而 S 參數的模擬結果如下兩頁所示：

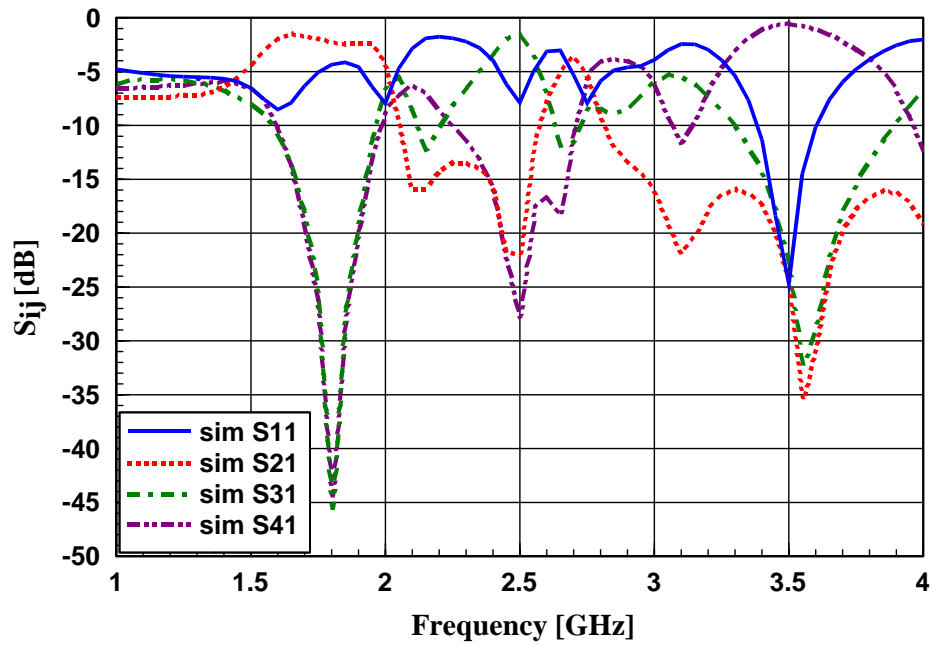


圖 6-10 移除空氣層的三頻雙工器從埠 1 輸入的 S 參數模擬圖

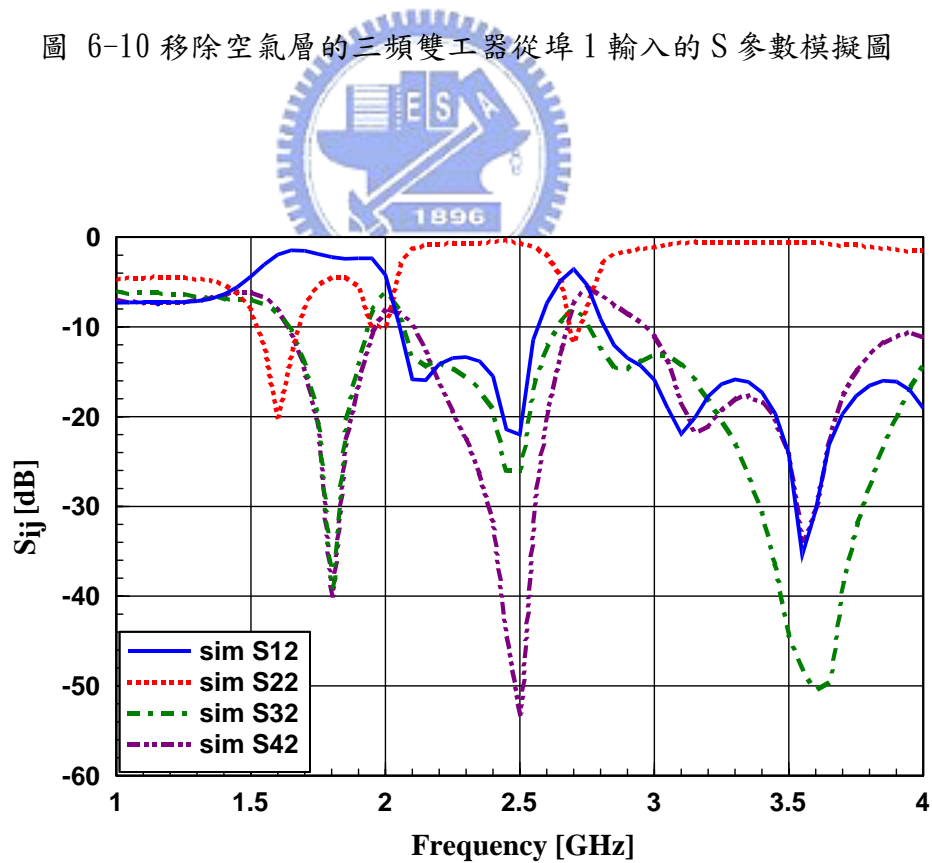


圖 6-11 移除空氣層的三頻雙工器從埠 2 輸入的 S 參數模擬圖

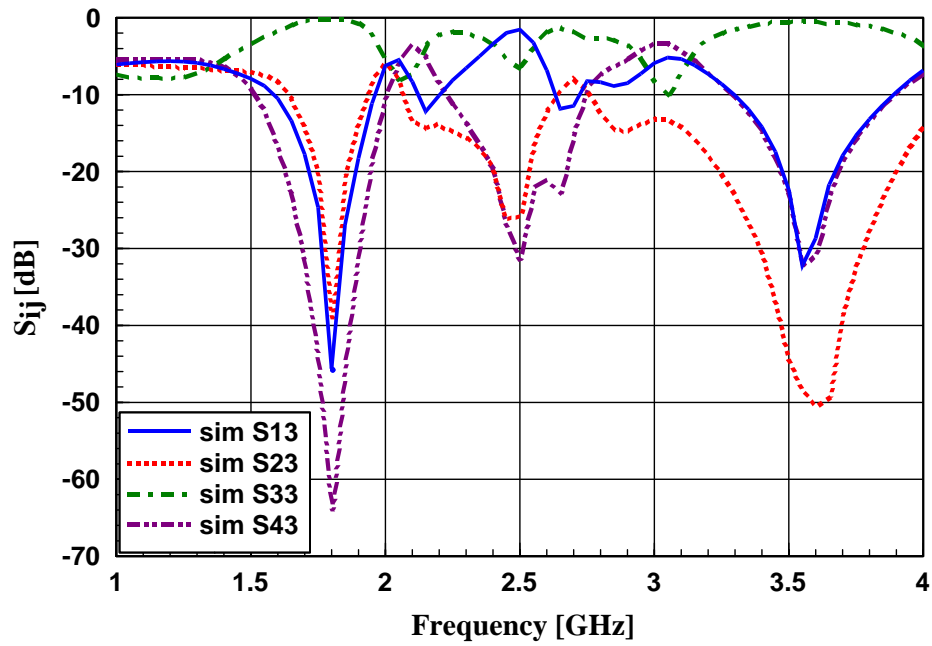


圖 6-12 移除空氣層的三頻雙工器從埠 3 輸入的 S 參數模擬圖

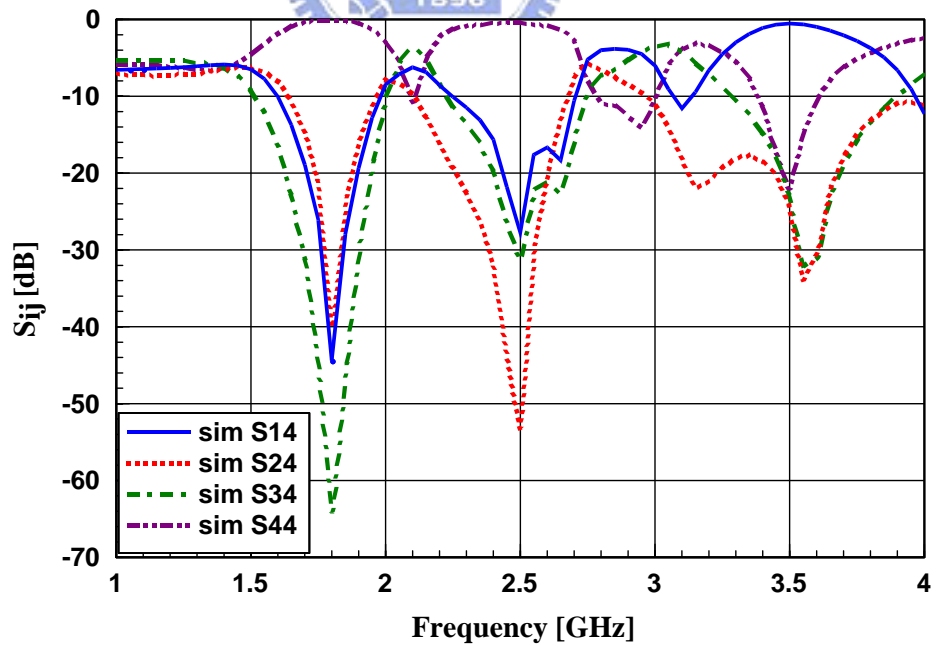


圖 6-13 移除空氣層的三頻雙工器從埠 4 輸入的 S 參數模擬圖

從圖 6-10~圖 6-13 的四張模擬圖，我們觀察到，三頻雙工器的分頻特性和雙向通道的特性都存在。但是，我們又發現了，這四張的 S 參數的曲線有些許的紊亂產生，尤其是反射係數(S11、S22、S33 和 S44)。於是，我們回去檢查三支測試電路，我們可以看到，圖 6-4、圖 6-6，和圖 6-8 這三張 S 參數模擬圖，它們的 S11 曲線也產生了紊亂情形。尤其是圖 6-6，在不應該出現波谷的 WiFi 2.45GHz 的地方，它的 S11 卻出現了能量波谷，這是非常弔詭的。所以，我們覺得三頻雙通器的 S 參數的紊亂是來自於三條測試電路。

但是，測試電路為什麼會產生 S 參數紊亂呢？為了追究其原因，於是我們回到了最一開始的 LC 等效電路。下面的圖 6-14 為移除空氣層的蕈狀結構結合懸置微帶線電路單元的等效 LC 電路圖，其等效電路與圖 4-3 一樣，差別只是傳輸線與蕈傘金屬片之間的電容 C_m ，其值不包括空氣的電容在內。

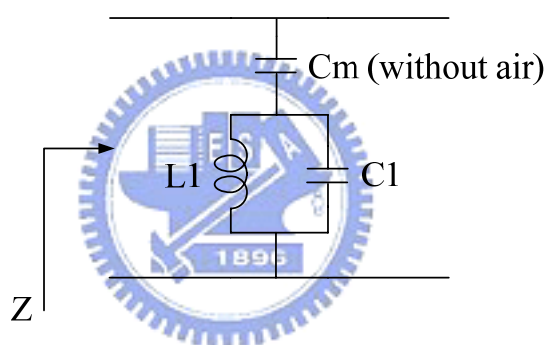


圖 6-14 移除空氣層的蕈狀結構結合懸置微帶線
電路單元的等效 LC 電路圖

而我們覺得 S 參數的紊亂問題，最根本的原因就是出在 C_m 。因為移除了空氣層，使得等效的 C_m 的電容值變大，讓傳輸線和蕈傘金屬片之間的耦合(couple)能力變大，直接影響了懸置微帶線的傳輸線特性，進而產生了 S 參數曲線的紊亂問題。

第七章 結論

本論文的内容可以總結成兩部份，第一部份為葦狀結構結合懸置微帶線架構的多頻 EBG 概念的提出；而第二個部份則是將我們提出的多頻 EBG 的概念應用在微波電路上，而三頻雙工器，就是我們利用多頻 EBG 概念而提出來的一種新型微波電路的應用。三頻雙工器，其特殊的地方是它結合了三工器(Triplexer)的分頻功能和雙工器(duplexer)的雙向通道功能。由電路模擬與實作量測的結果，我們可以發現，它展現了不錯的三頻雙工器特性。藉由這個新型微波電路，我們能讓 GSM 1800MHz、WiFi 2.45GHz 和 WiMAX 3.5GHz，這三種不同頻段的系統，作多頻段與多通道的整合，進而擁有三個系統相互之間的資料傳輸功能，滿足了現今的無線通訊產業對於整合型通訊系統發展技術的需求，也為未來的通訊科技的技術趨勢走向定下基石。

當然，本論文的三頻雙工器所設計的頻段只是我們的選擇而已。此三頻雙工器還可以操作在其他頻段，甚至超越三頻而達到更多頻的操作，只要該頻段的葦狀金屬片的尺寸大小，不要小於傳輸線寬度即可。因為葦狀金屬片的尺寸大小一旦小於傳輸線寬度時，葦狀結構無法完全擋住傳輸線的訊號，此時它的 EBG 的功能即會消失。所以，依本論文所使用的板材和材料，頻率設計在 5GHz 之內應該都不是問題。

至於本論文還有數項研究空間，是未來從事相關研究者可以再進一步探討並且加以改進的地方。這裡我們舉出幾項：

1. 本論文最大的問題就是三頻雙工器尺寸太大，實體的尺寸有 21cmx12cm，下頁的圖 7-1 為三頻雙工器實作。其尺寸大的原因是出在測試電路，需要一段傳輸線長度來讓枝幹有等效開路的效果。在未來，或許可以設計匹配電路來取代傳輸線，使得三頻雙工器尺寸能有效的縮小。
2. 第二個問題就是，高頻電路板 Rogers RT/Duroid 5880 實在是很貴，未來可以改用其他低損耗又不貴的電路板當作材料，或許 R0 板會是一個不錯的選擇。
3. 我們可以發現，這個三頻雙工器在其他頻率並不具有濾波的功能，如果這個三頻雙工器可以將其他的頻率濾乾淨，則這個三頻雙工器將會更完美。未來，或許我們可以在埠 2、埠 3 和埠 4 的後方分別接上頻率為 GSM 1800MHz、WiFi 2.45GHz 和 WiMAX 3.5GHz 的帶通濾波器，或許這樣就能讓此三頻雙工器對其它頻率具有濾波的功能。

這三項討論方向，是我們未來最需解決的問題。或許還有其他我們沒考慮到的問題，冀望未來的研究能再發掘其他問題，並提出改進方法，克服這些問題，讓這個三頻雙工器能夠更盡完臻。

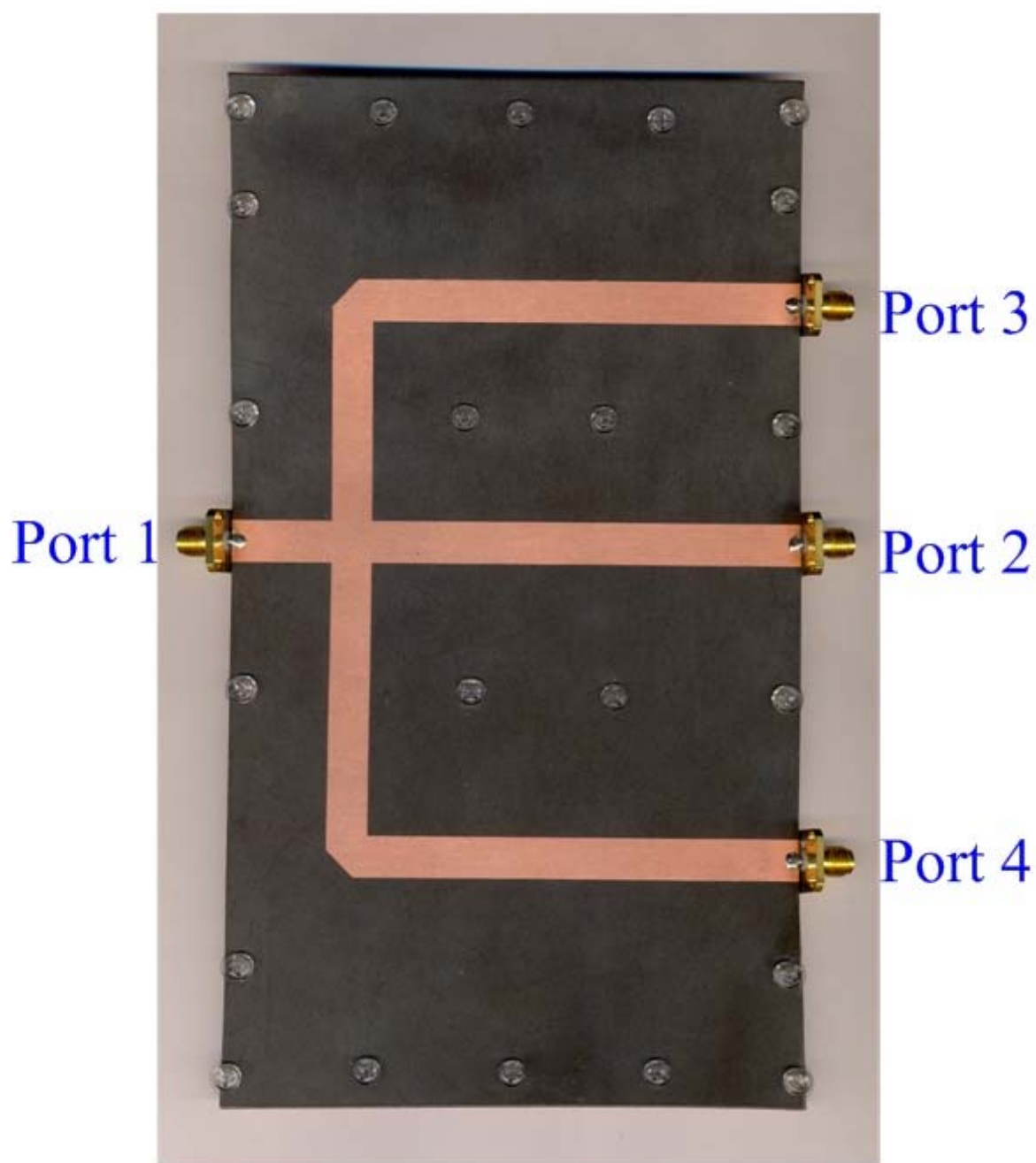


圖 7-1 三頻雙工器實作圖

參考文獻

- [1] V. G. Veselago, "The electrodynamics of substances with simultaneously negative values of ϵ and μ ," *Sov. Phys.-Usp.*, vol. 10, no. 4, pp. 509-514, Jan.-Feb. 1968.
- [2] 樂丕綱/陳啟昌, 「光子晶體/從蝴蝶翅膀到奈米光子學」, 一版。台北市: 五南, 2005年。
- [3] A. Sanada, C. Caloz, and T. Itoh, "Characteristics of the composite right/left-handed transmission lines," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 14, no. 2, pp. 68-70, Feb. 2004.
- [4] C. Caloz and T. Itoh, *Electromagnetic Metamaterials: Transmission Line Theory and Microwave Applications*. New York: Wiley, 2004.
- [5] M. A. Antoniadis, and G. V. Eleftheriades, "Compact linear lead/lag metamaterial phase shifters for broadband applications," *IEEE Antennas and Wireless Propag. Lett.*, vol. 2, no. 7, pp. 103-106, 2003.
- [6] I. Lin, C. Caloz, and T. Itoh, "A branch-line coupler with two arbitrary operating frequencies using left-handed transmission lines," in *IEEE-MTT Int. Symp. Dig.*, Philadelphia, PA, 2003, vol. 1, pp. 325-327.
- [7] A. Lai, K. M. K. H. Leong, and T. Itoh, "A novel N-port series divider using infinite wavelength phenomena," *IEEE-MTT Int'l Symp.*, Long Beach, CA, Jun. 2005.
- [8] A. Lai, C. Caloz, and T. Itoh, "Composite right/left-handed transmission line metamaterials," *IEEE Microwave Magazine*, vol. 5, no. 3, pp. 34-50, Sep. 2004.
- [9] D. Sievenpiper, "High-impedance electromagnetic surfaces," ph. D. dissertation, Dept. Elect. Eng., Univ. California at Los Angeles, Los Angeles, CA, 1999.
- [10] A. Sanada, C. Caloz, and T. Itoh, "Planar distributed structures with negative refractive properties," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 52, pp. 1252-1263, Apr. 2004.
- [11] C.-J. Lee, K. M. K. H. Leong, and T. Itoh, "Compact Dual-Band Antenna Using an Anisotropic Metamaterial" *European Micro. Conf.*, Manchester, UK, pp. 1044-1047, Sep. 2006.
- [12] D. Sievenpiper, Z. Lijun, R. F. Broas, N. G. Alexopoulos, and E. Yablonovitch, "High-impedance electromagnetic surfaces with a forbidden frequency band," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 47, no. 11, pp. 2059-2047, Nov. 1999.
- [13] G. Goussetis, A. Feresidis, and J. Vardaxoglou, "Tailoring the AMC and EBG

- characteristics of periodic metallic arrays printed on grounded dielectric substrate,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 54, no. 1, pp. 82-89, Jan. 2006
- [14] A. Aminia, F. Yang, and Y. Rahmat-Samii, “In-phase reflection and EM wave suppression characteristics of electromagnetic band gap ground planes,” in *Proc. IEEE AP-S Int. Symp. Dig.*, Columbus, OH, Jun. 22-27, 2003, vol. 4, Paper 138.1.
- [15] H. Mosallaei and K. Sarabandi, “Antenna miniaturization and bandwidth enhancement using a reactive impedance substrate,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 52, no. 9, pp. 2403–2414, Sep. 2004.
- [16] L. Li, X. Dang, L. Wang, B. Li, H. Liu, and C. Liang, “Reflection phase characteristics of plane wave oblique incidence on the mushroom-like electromagnetic band-gap structures,” in *Proc. Asia-Pacific Microw. Conf.*, Suzhou, China, 2005, vol. 3, Page(s): 4 pp.
- [17] E. Rajo-Iglesias, L. Inclan-Sanchez, J.-L. Vazquez-Roy, and E. Garcia-Munoz, “Size reduction of mushroom-type EBG surface by using edge-located vias,” *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 17, no. 9, pp. 670-672, Feb. 2007.
- [18] M. Y. Fan, R. Hu, Q. Hao, X. X. Zhang, and Z. H. Feng, “Advance in 2D-EBG research,” *J. Infrared Millim. Waves*, vol. 22, no. 2, 2003.
- [19] L. Yang, M. Fan, and Z. Feng, “A spiral electromagnetic bandgap (EBG) structure and its application in microstrip antenna arrays,” in *Proc. Asia-Pacific Microw. Conf.*, Suzhou, China, 2005, vol. 3, Page(s): 4 pp.
- [20] L. Yang, M. Fan, F. Chen, J. She, and Z. Feng, “A novel compact electromagnetic-bandgap EBG structure and its applications for microwave circuits,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 53, no. 1, pp. 183-190, Jan. 2005.
- [21] D. Y. Lai, and F. C. Chen, “A compact dual-band dual-polarized patch antenna for 1800/5800 MHz cellular/WLAN systems,” *Microw. and Optical Tech. Lett.*, vol. 49, no. 2, pp. 345-349. Feb. 2007