

國立臺灣大學電機資訊學院電子工程學研究所
碩士論文



Graduate Institute of Electronics Engineering
College of Electrical Engineering and Computer Science
National Taiwan University
Master Thesis

使用雙頻複合式左右手傳輸線實現諧波抑止之逆 F 型功率放大器

Inverse Class-F Power Amplifier Using Dual-Band Composite
Right/Left-Handed Transmission Lines as a Harmonic Trap

李元鈞
Yuan-Chun Li

指導教授：盧信嘉 博士
Advisor: Hsin-Chia Lu, Ph.D.

中華民國 103 年 7 月
July, 2014

國立臺灣大學碩士學位論文
口試委員會審定書



使用雙頻複合式左右手傳輸線實現諧波抑止之逆F型功率放大器

Inverse Class-F Power Amplifier Using Dual-Band Composite
Right/Left-Handed Transmission Lines as a Harmonic Trap

本論文係李元鈞君 (R01943040) 在國立臺灣大學電子工程學研究所完成之碩士學位論文，於民國 103 年 7 月 29 日承下列考試委員審查通過及口試及格，特此證明

口試委員：

盧信嘉

(指導教授)

黃定彝

黃天偉

系主任、所長

李元鈞

誌謝



兩年的時光，說長不長，說短不短，隨著這本論文的完成，離別的歌聲響起，我也將為自己的研究所生涯寫下句點。細數這一路走來的生活點滴，無論是在研究上的開拓也好，對於生活上的體悟也好，都將陪伴著我走入人生的下一個階段，迎接全新的挑戰。

本論文得以完成，我要向指導教授盧信嘉老師獻上最誠摯的感謝以及敬意，在兩年的研究的過程中，老師總是帶給我不同角度的想法和思考方式，以循循善誘的方式，提點並帶領著我，讓我深刻的體會到要完成一項研究其中所必須包含的深度與廣度，論文的完成，老師厥功甚偉。同時也感謝黃天偉老師、黃定彝博士，對於學生的論文及研究給予寶貴的意見和發展的可能。

感謝在研究所的這些日子裡，有柏盛學長的不吝指導及啟發，章呈、宗倫、烜璋、芳儀、韋呈、柏煒等學長姊的關照及建議。當然還要感謝同學們，譽騰、宗宏、弘毅、士賡、佳賢、育嘉等，研究生活中有的是困境與瓶頸，多虧有你們的幫忙和互相砥礪，讓我能夠堅持下去；感謝學弟心宇、俊淼、宏沛、辰暉等為實驗室生活帶來新的氣象。

另外感謝聖峰、佺凡、詠泰、嘉彥、廷煜、令杰、鳴珊、隸詩、鎂好等等光電所、物理所、應力所、政治系以及其它各地的好友們陪伴我渡過這段時光，為我在日常生活上帶來歡笑，因為有你們在我的生活中添了一筆，使我這段日子的回憶更加璀璨。

最後我要謝謝我的家人，父親、母親及妹妹，你們給了我這一路走來最大的支持與鼓勵，使我能夠全心全意的完成學業。謹以此誌感謝並記錄以上所有人，你們都是我人生旅途中重要的一員，也謝謝所有支持、陪伴與鼓勵過我的人，有你們，才有今天的我。

摘要

本論文使用雙頻左右手傳輸線作為諧波調整網路，實現了一個操作在 2.4GHz 的逆 F 類功率放大器。主動電路部份使用 TSMC 0.18 μm 製程及其包含的被動元件設計而成的晶片，而雙頻左右手傳輸線則使用低溫共燒陶瓷製程設計，並且利用覆晶轉接的方式將兩種製程進行整合。

在諧波調整網路設計上，使用了一組串聯雙頻左右手傳輸線與一組並聯開路雙頻左右手傳輸線來抑止二次及三次項的諧波，並且將基頻訊號匹配至理想的阻抗位置。利用左右手傳輸線的特性來進行設計，可以將電路的尺寸與複雜度大幅的下降，並且有機會對於更高次項的諧波阻抗進行控制。最後完成的逆 F 類功率放大器具有在模擬中最高 52% 的功率附加效率，13dB 的增益以及在 1dB 功率壓縮點為 16dBm 的輸出功率。

關鍵詞: 功率放大器、逆 F 類功率放大器、高效率

Abstract

In this thesis, an inverse-class-F power amplifier at 2.4GHz using dual-band composite right/left handed (DB-CRLH) transmission line as a harmonic tuner is realized. The active device we used is TSMC 0.18 μ m CMOS with its passive components on chip and the dual-band composite right/left handed transmission line is implemented by LTCC (low temperature co-fired ceramics). Both parts are combined by using flip-chip interconnects.

The harmonic tuners use one series DB-CRLH-TL and one open DB-CRLH-TL to suppress 2nd, 3rd harmonics and to match at the fundamental frequency. The properties of the CRLH-TLs allow the size reduction of the harmonic trap also the simplification of the design. This technology can be expanded to tune out higher order harmonics with a simplified circuit structure. The proposed inverse class-F power amplifier with a maximum PAE of 52%, the gain of 13dBm and the output 1 dB compression of 16dBm.

Keywords - Power amplifier, inverse class F amplifier, high efficiency.

目錄



口試委員會審定書	#
誌謝	i
摘要	iii
Abstract.....	iv
目錄	v
圖目錄	vii
表目錄	xi
第 1 章 簡介.....	1
1.1 動機	1
1.2 相關研究現況發展及文獻	2
1.3 低溫共燒陶瓷製程	4
第 2 章 左右手傳輸線理論.....	6
2.1 複合式左右手傳輸線	6
2.1.1 右手傳輸線模型[5]	6
2.1.2 左手傳輸線模型 [6].....	9
2.1.3 複合式左右手傳輸線模型[6].....	13
2.2 雙頻複合式左右手傳輸線[9].....	16
第 3 章 功率放大器.....	20
3.1 功率增益與穩定度理論[5].....	20
3.2 功率放大器的基本性質	23
3.2.1 電晶體的大信號特性[5].....	23



3.2.2	負載線與負載拉移理論[10]	24
3.3	開關式功率放大器	29
3.3.1	D 類功率放大器[11]	29
3.3.2	E 類功率放大器[11]	30
3.3.3	F 類功率放大器[11]	31
第 4 章	逆 F 型功率放大器	34
4.1	逆 F 類功率放大器原理[11]	34
4.2	逆 F 類與其它高功率放大器之比較	37
4.3	諧波抑止設計	39
4.3.1	傳統諧波抑止設計[11]	39
4.3.2	使用複合式左右手傳輸線實現諧波抑止	42
4.3.3	複合式左右手傳輸線設計	44
4.3.4	雙頻複合式左右手傳輸線諧波抑止設計	47
4.4	單位放大器設計	50
4.5	搭載 LTCC 製程之逆 F 類功率放大器	59
第 5 章	效能與量測	68
5.1	量測步驟	68
5.2	T18 CMOS 單位放大器量測	68
5.3	搭載 LTCC 製程之逆 F 類功率放大器量測	71
第 6 章	結論	75
	REFERENCE	77

圖目錄



圖 1.2-1 (a)傳統逆 F 型功率放大器諧波調整架構及(b)使用 CRLH 之逆 F 型功率放大器諧波條整架構[1]。.....	2
圖 1.2-2 (a)實體電路圖及(b)功率附加效率與汲極效率對應輸入功率之模擬與量測圖及(c)輸出功率對應輸入功率之模擬與量測圖[1]。.....	3
圖 1.3-1 低溫共燒多層陶瓷基板製做流程[2]。.....	4
圖 2.1-1 一段極短傳輸線之等效電路(a)電壓與電流定義(b)集總元件之等效[5]。.....	7
圖 2.1-2 左手傳輸線等效電路[6]。.....	10
圖 2.1-3 色散關係圖，其中黑線代表左手傳輸線，虛線代表右手傳輸線[6]。.....	11
圖 2.1-4 相速度與群速度關係圖[6]。.....	12
圖 2.1-5 無損複合式左右手傳輸線等效電路模型[6]。.....	13
圖 2.1-6 平衡與不平衡左右手傳輸線響應圖[6]。.....	14
圖 2.2-1 傳統複合式左右手傳輸線單元.....	16
圖 2.2-2 雙頻左右手傳輸線散射圖(a)不平衡狀態及(b)平衡狀態[9]。.....	16
圖 2.2-3 雙頻複合式左右手傳輸線。.....	17
圖 3.1-1 單級功率放大器電路架構。.....	20
圖 3.2-1 非線性電晶體元件模型[10]。.....	24
圖 3.2-2 共軛匹配與負載線匹配[10]。.....	25
圖 3.2-3 A 類功率放大器匹配於最佳阻抗點[10]。.....	25
圖 3.2-4 A 類功率放大器匹配於其它阻抗點[10]。.....	26
圖 3.2-5 功率放大器定輸出功率軌跡圖[10]。.....	28

圖 3.2-6 負載拉移量測架構圖[10]。	28
圖 3.3-1 電壓切換式 D 類功率放大器[11]。	29
圖 3.3-2 D 類功率放大器暫態圖[11]。	30
圖 3.3-3 理想 E 類功率放大器[11]。	30
圖 3.3-4 E 類功率放大器理想波形[11]。	31
圖 3.3-5 F 類功率放大器基本架構[11]。	31
圖 3.3-6 F 類功率放大器理想波形(I、V 分別為汲極端電流與電壓)[11]。	32
圖 3.3-7 (a)電壓波混入三次諧波之波形及(b)電流波混入二次諧波之波形	33
圖 4.1-1 逆 F 類功率放大器基本架構	34
圖 4.1-2 逆 F 類功率放大器理想波形(I、V 分別為汲極端電流與電壓)[11]。	36
圖 4.3-1 使用 LC tank 組成的逆 F 類功率放大器[11]。	39
圖 4.3-2 使用四分之波長阻抗轉換線之逆 F 類功率放大器	40
圖 4.3-3 使用傳輸線殘段設計之逆 F 類功率放大器	41
圖 4.3-4 以複合式左右手傳輸線實現的逆 F 類功率放大器諧波阻抗調整電路。	42
圖 4.3-5 CRLH-TL 的等效模型的理想元件參數計算流程。	44
圖 4.3-6 串聯段理想左右手傳輸線模擬。	45
圖 4.3-7 並聯開路段理想左右手傳輸線模擬。	45
圖 4.3-8 左右手諧波抑止電路佈局圖。	46
圖 4.3-9 左右手傳輸線諧波抑止設計電磁模擬結果。	47
圖 4.3-10 以雙頻複合式左右手傳輸線實現的逆 F 類功率放大器(a)諧波阻抗調整 電路及(b)電路佈局圖。	48
圖 4.3-11 雙頻左右手傳輸線諧波抑止設計電磁模擬結果。	49



圖 4.3-12 雙頻左右手傳輸線的輸出匹配網路損失。	50
圖 4.4-1 電晶體 I-V 曲線。	51
圖 4.4-2 單位放大器在 2.4GHz 之放大器負載拉移模擬結果。	51
圖 4.4-3 單位放大器輸出端阻抗調整前之各諧波對應阻抗。	52
圖 4.4-4 加入諧波抑止網路後在 2.4GHz 之放大器負載拉移模擬結果。	52
圖 4.4-5 單位放大器架構圖。	53
圖 4.4-6 單位放大器小訊號 S 參數模擬。	53
圖 4.4-7 未加入左右手傳輸線前的穩定係數。	54
圖 4.4-8 大訊號輸入功率對照增益、輸出功率和功率附加效率。	54
圖 4.4-9 CMOS 單位放大器電路佈局圖。	55
圖 4.4-10 調整後單位放大器架構圖。	56
圖 4.4-11 調整後單位放大器小訊號 S 參數模擬。	56
圖 4.4-12 調整後單位放大器未加入左右手傳輸線前的穩定係數。	57
圖 4.4-13 調整後大訊號輸入功率對照增益、輸出功率和功率附加效率。	57
圖 4.4-14 調整後單位放大器電路佈局圖。	58
圖 4.5-1 逆 F 類功率放大器設計流程圖。	59
圖 4.5-2 逆 F 類功率放大器電路圖。	59
圖 4.5-3 搭載 LTCC 之逆 F 類功率放大器佈局圖。	60
圖 4.5-4 (a)單位放大器小訊號 S 參數及(b)逆 F 類功率放大器穩定係數。	61
圖 4.5-5 逆 F 類功率放大器大訊號輸入功率對照增益、輸出功率和功率附加效率。	62
圖 4.5-6 調整後包含帶通濾波器之逆 F 類功率放大器電路圖。	62

圖 4.5-7 加入了帶通濾波器的逆 F 類功率放大器電路的佈局圖。	63
圖 4.5-8 使用調整後單位放大器組裝之(a)小訊號 S 參數及(b)逆 F 類功率放大器穩定係數。	64
圖 4.5-9 逆 F 類功率放大器大訊號輸入功率對照增益、輸出功率和功率附加效率。	65
圖 4.5-10 逆 F 類功率放大器大訊號輸入功率對照效率和功率附加效率。	65
圖 4.5-11 逆 F 類功率放大器汲極端在小訊號輸入下之輸出波形。	66
圖 4.5-12 逆 F 類功率放大器汲極端在大訊號輸入下之輸出波形。	66
圖 4.5-13 逆 F 類功律放大器的頻譜 (a)電壓及(b)電流組成。	67
圖 5.2-1 0.18 μ m CMOS 晶片圖(size:1.1mm*1mm)。	69
圖 5.2-2 晶片量測及鏢線示意圖。	69
圖 5.2-3 單位放大器 S 參數量測與模擬對照圖。	70
圖 5.2-4 電晶體考慮鏢線及完整走線效應之 S 參數。	70
圖 5.2-5 不同樣本間電晶體特性比較。	71
圖 5.3-1 搭載 LTCC 製程之逆 F 類功率放大器示意圖。	71
圖 5.3-2 LTCC 雙頻左右手傳輸線及晶片外部電路圖。	72
圖 5.3-3 雙頻左右手傳輸線輸出匹配網路之模擬與量測對照圖。	72
圖 5.3-4 雙頻左右手傳輸線量測之相位響應。	73
圖 5.3-5 單位放大器 S 參數量測搭配雙頻左右手傳輸線輸出匹配網路模擬結果。	73
圖 5.3-6 調整後單位放大器模擬搭配雙頻左右手傳輸線量測之 S 參數模擬結果。	74
圖 5.3-7 調整後單位放大器模擬搭配雙頻左右手傳輸線量測之大訊號模擬結果。	74

表目錄



表 1-1 LTCC 與競爭多層基板的特性比較評估[3].....	5
表 3-1 諧波含量與 F 類功率放大器效率之關係.....	33
表 4-1 理想複合式左右手傳輸線設計相位移.....	43
表 4-2 理想元件電路參數.....	45
表 4-3 雙頻左右手傳輸線理想元件電路參數.....	49
表 6-1 本文與參考文獻效能比較表.....	76

第1章



簡介

1.1 動機

ISM (industrial scientific medical) Band，為 2.4GHz~2.4835GHz(頻寬 835MHz) 的通訊頻帶，此通訊頻段的使用並不需要額外的執照，現今被廣泛應用在工業，科學研究，和微波醫療方面。

在無線通訊系統發射端中，功率放大器是一個相當重要的區塊，必須提供足夠大的功率輸出傳到後端的濾波器與天線，其中功率放大器的能量轉換效率，往往決定了整體系統的表現，高效率可以有效增加電池壽命，並且能夠大幅降低冷卻系統的複雜度。

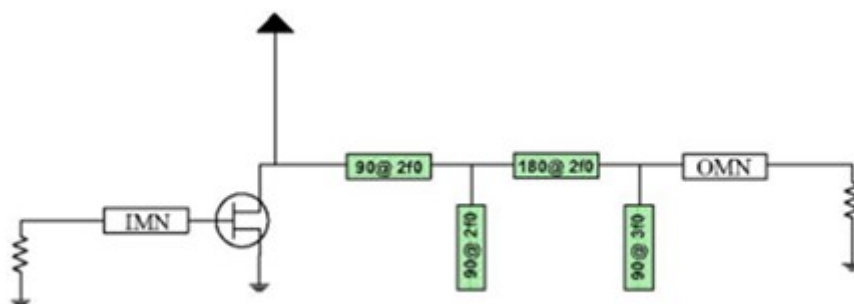
此論文使用的電路是採用逆 F 類非線性放大器架構，操作在 AB 類放大器的偏壓點，以電容及電感組合成的 LC tank 來對基次頻 f_0 的 2 次諧波及 3 次諧波進行控制，使得整個功率放大器汲極輸出波型為一個接近開關的方波，以得到較大的功率附加效率(power-added efficiency, PAE)，傳統上的 LC tank 為了滿足逆 F 類的諧波控制條件，即 2 次諧振波看出去的負載阻抗為開路，3 次諧振波看出去的負載阻抗為短路，通常會需要用到較大的電感與電容，然而這些被動元件在晶片上的高損耗和大量的面積，會使得放大器的表現受到限制。

本架構使用了雙頻左右手傳輸線可以對相位進行控制的特性來達到對基次頻 f_0 的 2 次諧波阻抗為開路及 3 次諧波為短路進行控制的效果，並且藉由 LTCC 製程本身的低損耗、較高的介電係數及 Q 值，降低諧波控制電路的面積，並且擁有較良好的特性輸出。

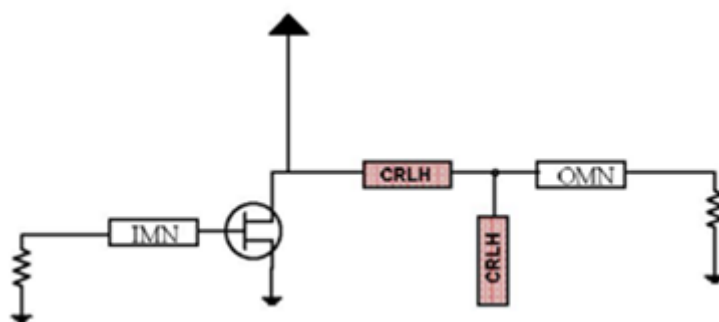


1.2 相關研究現況發展及文獻

在微波及射頻電路的前端電路應用中，直流的功率消耗一直是一項重要參考，而其中又以功率放大器為主要的消耗來源。近年來，隨著左右手傳輸線理論的發展，許多將其應用在主動電路的方法大量的被發表，在高效率類別的功率放大器(D類、E類、F類、逆F類、S類)中，左右手傳輸線所具備的非線性相位操縱與直流相位偏移特性可以實現同時對多個諧波控制的效果，有別與以往一組傳輸線只能對應到單一諧波阻抗，使用做左右手傳輸線進行設計可以大幅降低放大器輸出網路的複雜度，這樣的想法在[1]被提出。文中針對逆F類功率放大器的高次諧波阻抑，以兩組左右手傳輸線取代原來四條用來調整諧波阻抗的傳輸線，如圖 1.2-1 所示，並且滿足二倍諧波需要開路，三倍諧波需要短路的阻抗條件。



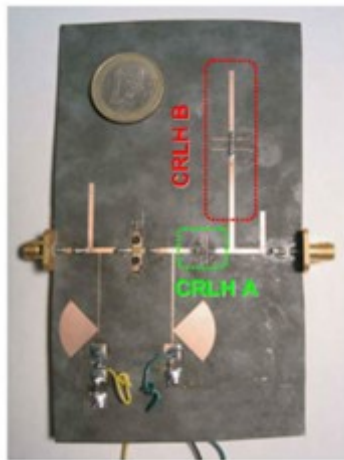
(a)



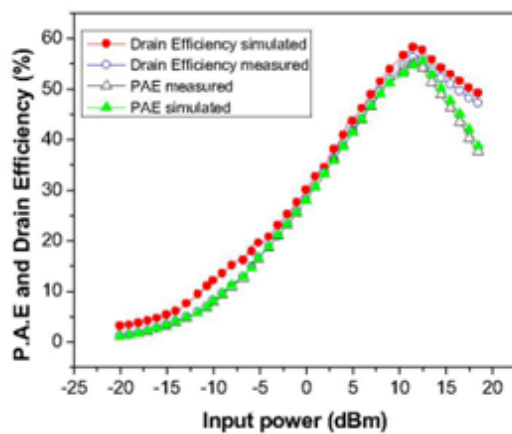
(b)

圖 1.2-1 (a)傳統逆 F 型功率放大器諧波調整架構及(b)使用 CRLH 之逆 F 型功率放大器諧波調整架構[1]。

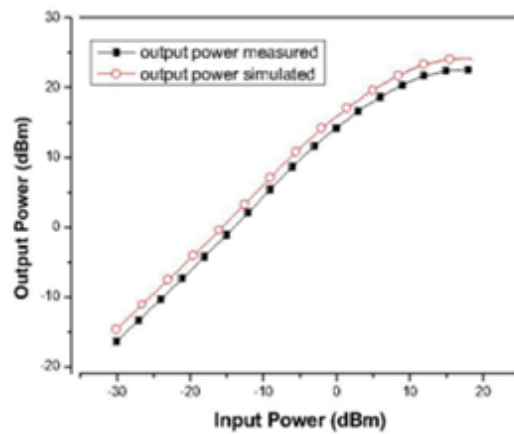
在電路的實作上，本文電路設定頻率為 2.4GHz，整體電路以 PCB 板完成匹配及基頻的諧波抑止網路等被動電路，搭載主動電晶體來實現。使用電晶體為 GaAs MESFET MWT-8，基板部份採用 RT/Duroid， $h=20\text{mil}$ ， $\epsilon_r=2.2$ ，左右手傳輸線及匹配網路的被動電路則以 SMD 被動元件及微帶線來實現，實體電路及量測結果如圖 1.2-2 所示，完成電路之功率附加效率 55%，汲極效率為 58%，在輸入功率 12.5dBm 時有輸出功率 22.3dBm。



(a)



(b)



(c)

圖 1.2-2 (a)實體電路圖及(b)功率附加效率與汲極效率對應輸入功率之模擬與量測圖及(c)輸出功率對應輸入功率之模擬與量測圖[1]。



1.3 低溫共燒陶瓷製程

低溫共燒陶瓷技術提供了主動元件與被動元件間高度整合的能力，以陶瓷材料為基板材料，具有高 Q 值及良好的高頻特性，因此被廣泛應用在射頻及微波電路設計中。

我們使用的是環德電子公司(Advanced Ceramic X Corp., ACXC)提供的標準製程低溫共燒陶瓷，共有 17 層金屬及 16 層介質供使用者設電線路，每層介質厚度為 52 μm ，低頻時 ϵ_r 為 7.5，損耗正切 $\tan\delta$ 為 0.005，使用金屬為銀(Ag)，最小線寬線距為 100 μm 。

製做上會以陶瓷材料壓成生胚基板，層與層之間以連通孔(VIA)連結，將電容、電感等被動元件埋入多層陶瓷基板中，並採用低阻抗金屬銀(Ag)作為電極及印刷線路，在攝氏 800~900 $^{\circ}\text{C}$ 下燒結形成陶瓷元件，製作過程如圖 1.3-1 所示。

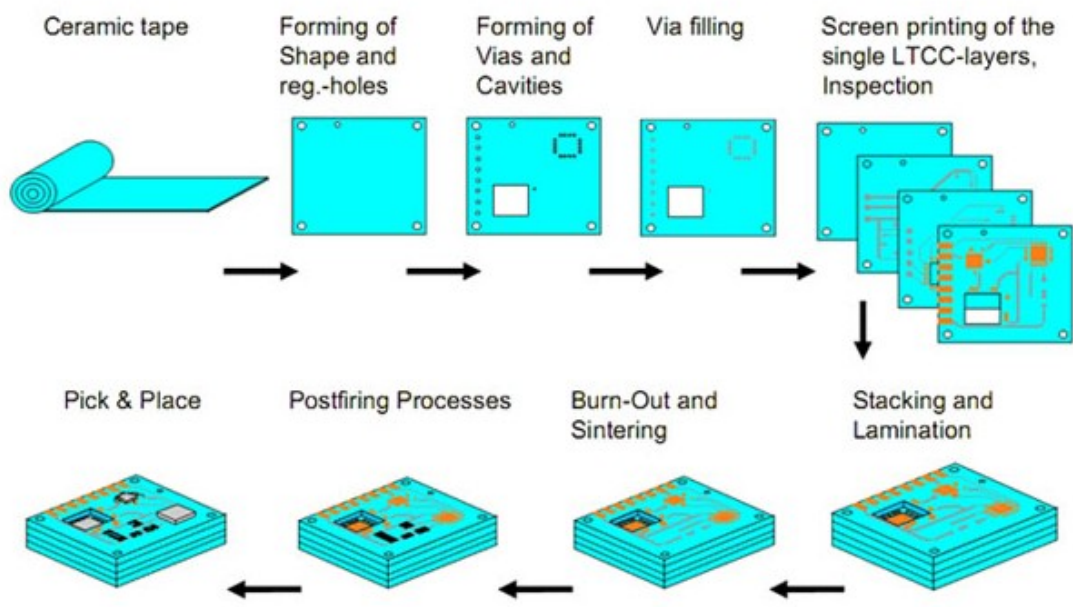


圖 1.3-1 低溫共燒多層陶瓷基板製做流程[2]。

相較於高溫共燒多層基板技術與傳統有機基板，高溫共燒基板因為需要在攝氏 1500 °C 的高溫中燒結，因此要使用高熔點金屬，這類金屬通常伴隨導電性差且燒結收縮程度不易控制等缺點。而傳統印刷電路板雖然具有成本低廉的優勢，但在溫度特性、耐潮溼程度、導體損失以及整合被動電路的特性和微小化上，低溫共燒陶瓷基板均優於其它兩種技術，由表 1.3-1 對照，考量整體特性後可以發現，LTCC 技術較具優勢。

表 1.3-1 LTCC 與競爭多層基板的特性比較評估[3]

多層基板		LTCC	HTCC	Organic
基板材料		Ceramic + Glass	Ceramic(Al_2O_3)	FR4
導體材料		Ag or Cu	W or Mo	Cu
實裝性	晶片相容性	普通	優	差
	母板相容性	差	普通	優
環境依存性	溫度特性	優	優	差
	耐濕性	優	優	差
插入損失	導體損失	低	高	普通
	介電損失	普通	低	高
	Total	優	普通	差
整合被動元件	C	優	差	普通
	L	優	差	普通
	Filter	優	差	普通
小型化	被動元件主體	優	普通	普通
	半導體主體	普通	差	優

第2章

左右手傳輸線理論



2.1 複合式左右手傳輸線

右手物質屬於自然之存在，作為微波電路與射頻電路設計的基礎，右手傳輸線自電機工業發展以來，已經有廣泛的應用。另一方面，左手物質最早發展於西元 1968 年，由 Veselago 最先提出[4]，不同於右手傳輸線，左手傳輸線在實數頻率具有負數的介電係數和磁導率，且相位表現上不同於右手傳輸線，具有非線性相位與可偏移直流相位的性質。但在實際的應用中，左手傳輸線無法避免自然存在之右手傳輸線的響應，因此在考慮左手傳輸線的同時，會加入右手傳輸線的特性一併討論，所以稱之為複合式左右手傳輸線。在本文中，左右手傳輸線的實現，將以低溫共燒陶瓷製程來完成，透過適當的控制元件，達成我們所需要不同頻率下的相位特性。

本章節將依照右手傳輸線、左手傳輸線，最後到複合式左右手傳輸線的順序來進行理論的介紹及推導。

2.1.1 右手傳輸線模型[5]

基本電路學與傳輸線理論間決定性的差異在於元件的電氣大小。在電路學中，有一項前題假設是整體電路的物理尺寸必需比波長小很多，而另一方面傳輸線的長短則可以不受限制，可以小於一個波長，也可以長到數個波長。因此，傳輸線是一個分佈式網路，意思就是隨著位置的不同，傳輸線上的電壓值與電流值其大小與相位均可能有所改變。

傳輸線通常是以兩條導線來表示，如圖 2.1-1(a)所示，原因是 TEM 波傳遞的傳輸線必須至少包含兩個導體，而圖 1.2-1 (a)中一小段長度為 Δz 的傳輸線，可用圖 1.2-1 (b)的集總元件電路模型描述，圖中的 R、L、G 與 C 為傳輸線每單



位長度的物理量，其定義為：

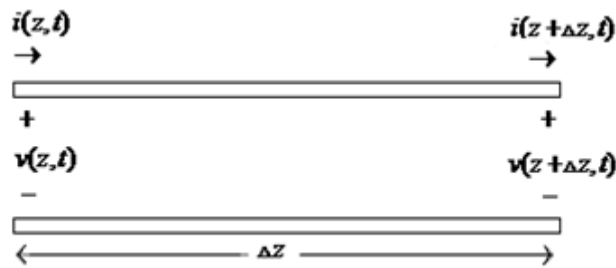
R = 兩個導體中每單位長度的串聯電阻，單位為 Ω/m 。

L = 兩個導體中每單位長度的串聯電感，單位為 H/m 。

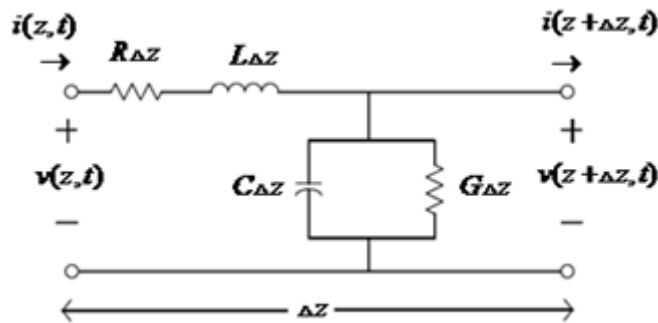
G = 每單位長度的並聯電導，單位為 S/m 。

C = 每單位長度的並聯電容，單位為 F/m 。

串聯電感 L 為兩導體中總自感，並聯電容 C 則是因為兩導體的距離靠近所產生，串聯電阻 R 為當傳輸線導體導電率有限時，所產生的損耗而必須考慮的電阻，而並聯電導 G 為介於兩導體間的介電質損耗所致。因此， R 和 G 代表傳輸線的損耗。一段有限長度的的傳輸線，可表示為許多如圖 2.1-1(b)的小段傳輸線串聯所組成



(a)



(b)

圖 2.1-1 一段極短傳輸線之等效電路(a)電壓與電流定義(b)集總元件之等效[5]。

首先經由圖 2.1-1 (b)，使用克西荷夫電壓定律可得

$$v(z, t) - R_{\Delta z} i(z, t) - L_{\Delta z} \frac{\partial i(z, t)}{\partial t} - v(z + \Delta z, t) = 0 \quad (2.1)$$

再使用克西荷夫電流定律可得

$$i(z, t) - G\Delta z = -\frac{\partial v(z, t)}{\partial z} \Delta z \quad (2.2)$$

將式與式除以 Δz ，並取極限 $\Delta z \rightarrow 0$ ，可以得到電報方程式如下：

$$\frac{\partial v(z, t)}{\partial z} = -R * i(z, t) - L * \frac{\partial i(z, t)}{\partial t} \quad (2.3)$$

$$\frac{\partial i(z, t)}{\partial z} = -G * v(z, t) - C * \frac{\partial v(z, t)}{\partial t} \quad (2.4)$$

此兩式為時域的傳輸線方程式，在時域的穩態中，若以相量表示，(2.3)及(2.4)可簡化為：

$$\frac{dV(z)}{dz} = -(R + j\omega L) * I(z) \quad (2.5)$$

$$\frac{dI(z)}{dz} = -(G + j\omega C) * V(z) \quad (2.6)$$

將(2.5)與(2.6)聯立，可得傳輸線上電壓 $V(z)$ 與電流 $I(z)$ 的波動方程式。

$$\frac{d^2 V(z)}{dz^2} - \gamma * V(z) = 0 \quad (2.7)$$

$$\frac{d^2 I(z)}{dz^2} - \gamma * I(z) = 0 \quad (2.8)$$

$$\gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)} \quad (2.9)$$

其中 γ 為與頻率相關之複數傳播常數，而(2.5)與(2.6)之行進波方程式可解為：

$$V(z) = V_0^+ e^{-\gamma z} + V_0^- e^{\gamma z} \quad (2.10)$$

$$I(z) = I_0^+ e^{-\gamma z} + I_0^- e^{\gamma z} \quad (2.11)$$

其中 $e^{-\gamma z}$ 項表示波往+z 方向傳播， $e^{\gamma z}$ 項表示波往-z 方向傳播。將(2.5)代入(2.10)，可得傳輸線上的電流為：





$$I(z) = \frac{\gamma}{R + j\omega L} * [V_0^+ e^{-\gamma z} - V_0^- e^{\gamma z}] \quad (2.12)$$

由(2.13)與(2.11)比較，可得特性阻抗 Z_0 ，其定義如下：

$$Z_0 = \frac{R + j\omega L}{\gamma} = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} \quad (2.13)$$

特性阻抗 Z_0 連結了傳輸線上電壓與電流的關係如下：

$$Z_0 = \frac{V_0^+}{I_0^+} = \frac{-V_0^-}{I_0^-} \quad (2.14)$$

由(2.14)可以將(2.11)寫成

$$I(z) = \frac{V_0^+}{Z_0} e^{-\gamma z} - \frac{V_0^-}{Z_0} e^{\gamma z} \quad (2.15)$$

回到時域中的電壓表示式：

$$v(z, t) = |V_0^+| \cos(\omega t - \beta z + \phi^+) e^{-\alpha z} + |V_0^-| \cos(\omega t + \beta z + \phi^-) e^{\alpha z} \quad (2.16)$$

當以波上一定點為參考時， $\omega t - \beta z$ 可視為常數，隨著時間增加，此點往 $+z$ 方向移動。對波而言，此種波形上一固定相位點移動的速度，稱為相位移速度。而在無損耗的情況下，(2.9)與(2.13)可改寫為：

$$\gamma = j\omega\sqrt{LC} = j\beta, \quad Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (2.17)$$

2.1.2 左手傳輸線模型 [6]

左手傳輸線主要有兩種型態，一種是串並聯的架構實現，可視為右手傳輸線的雙重型態[7]，另一種是左手物質共振型態[8]，本節將專注在串並聯架構的左手傳輸線上，考慮只有左手傳輸線效應的情況下，進行其特性的分析與理論推導。

左手傳輸線模型與右手傳輸線模型的不同處，在於左手傳輸線是由串聯電容和對地並聯電感所形成，為一高通型態，其結構如圖 2.1-2 所示。

參考 2.1.1 節中的右手傳輸線推導，可得每單位長度的阻抗及導納為



$$Z' = \frac{Z}{\Delta z} = \frac{1}{G + j\omega C} \quad (2.18)$$

$$Y' = \frac{Y}{\Delta z} = \frac{1}{R + j\omega L} \quad (2.19)$$

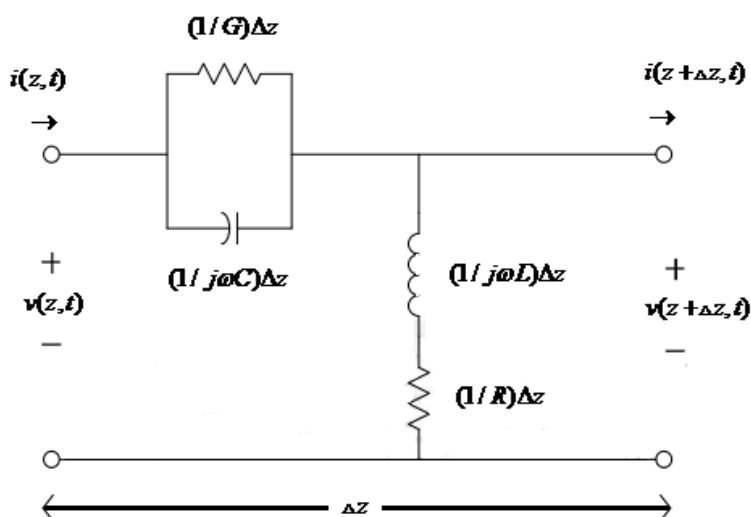


圖 2.1-2 左手傳輸線等效電路[6]。

利用上面兩式可以推導出複數傳播常數

$$\gamma(\omega) = \alpha(\omega) + j\beta(\omega) = \sqrt{Z'Y'} = \sqrt{\frac{1}{G + j\omega C} \times \frac{1}{R + j\omega L}} \quad (2.20)$$

推導的細節由[7]得到，可知

$$\alpha(\omega) = \frac{\sqrt{\frac{1}{2} \times \left[\sqrt{(RG - \omega^2 LC) + \omega^2 (LG + RC)^2} + (RG - \omega^2 LC) \right]}}{\sqrt{(RG - \omega^2 LC) + \omega^2 (LR + RC)^2}} \quad (2.21)$$

$$\beta(\omega) = -\frac{\sqrt{\frac{1}{2} \times \left[\sqrt{(RG - \omega^2 LC) + \omega^2 (LG + RC)^2} - (RG - \omega^2 LC) \right]}}{\sqrt{(RG - \omega^2 LC) + \omega^2 (LR + RC)^2}} \quad (2.22)$$

其中 $\beta(\omega)$ 項表現出負數的傳播常數，而特性阻抗為



$$Z_c(\omega) = \sqrt{Z'Y'} = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} \quad (2.23)$$

由(2.23)可以看出左手傳輸線的特性阻抗和右手傳輸線相同。在無損的情況下忽略 R 與 G 可將(2.21)及(2.22)簡化為

$$\alpha(\omega) = 0 \quad (2.24)$$

$$\beta(\omega) = -\frac{1}{\omega\sqrt{LC}} \quad (2.25)$$

在(2.25)中 $\beta(\omega)$ 顯示出負的線性色散關係，如圖 2.1-3。而相速度與群速度為

$$V_p = \frac{\omega}{\beta(\omega)} = -\omega^2\sqrt{LC} \quad (\text{相速度}) \quad (2.26)$$

$$V_g = \left(\frac{d\beta(\omega)}{d\omega}\right)^{-1} = \omega^2\sqrt{LC} \quad (\text{群速度}) \quad (2.27)$$

相速度與群速度兩者互為反向的雙曲線，如圖 2.1-4

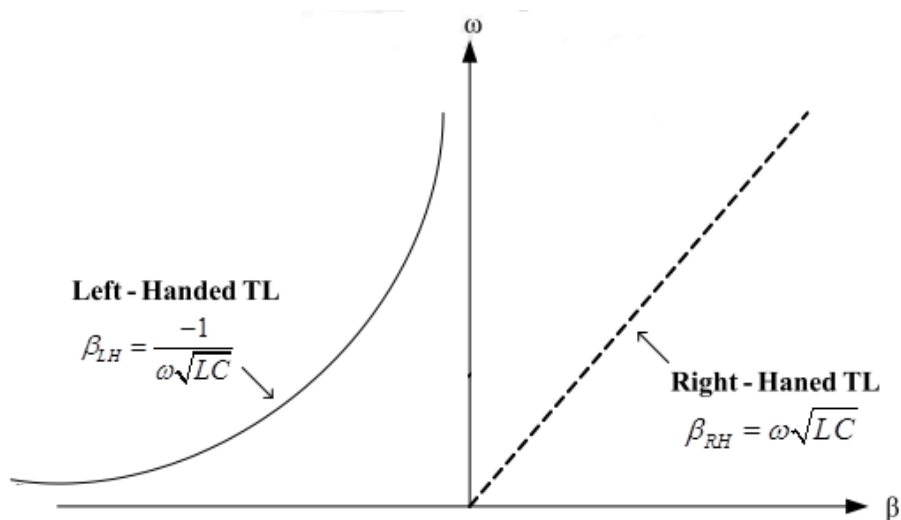


圖 2.1-3 色散關係圖，其中黑線代表左手傳輸線，虛線代表右手傳輸線[6]。

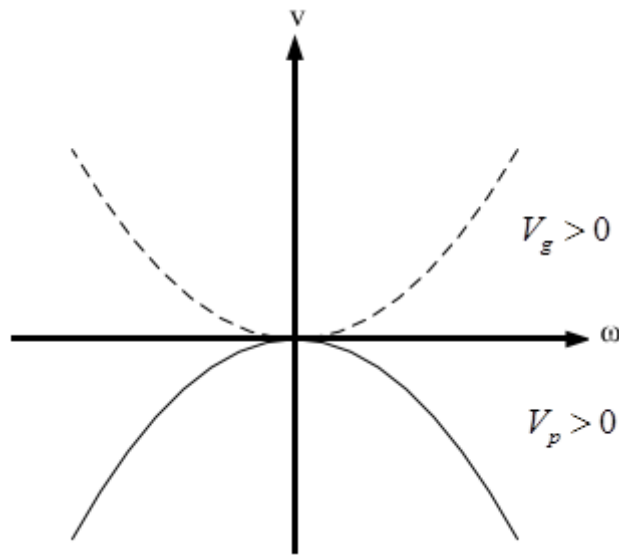


圖 2.1-4 相速度與群速度關係圖[6]。

同樣的，在無損的情況下，可以將特徵阻抗與群速度延遲簡化

$$Z_c(\omega) = \sqrt{Z'Y'} = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (2.28)$$

$$t_p = -\frac{d\phi}{d\beta} = \frac{d(\beta p)}{d\omega} = \frac{p}{\sqrt{LC}} \times \frac{1}{\omega^2} \quad (2.29)$$

其中 p 為電路的物理長度。由(2.29)中我們可以發現群速度延遲與頻率為平方反比的關係，故在低頻時色散現象會相對較大，並且左手傳輸線的相速度與群速度乘積為非線性($-\omega^4 LC$)，而右手傳輸線為線性關係。

另外我們可以利用(2.18)與(2.19)推導出左手傳輸線的等效介電係數 $\epsilon(\omega)$ 和導磁率 $\mu(\omega)$ ：

$$Z' = \frac{Z}{\Delta z} = \frac{1}{G + j\omega C} = j\omega\mu(\omega) \quad (2.30)$$

$$Y' = \frac{Y}{\Delta z} = \frac{1}{R + j\omega L} = j\omega\epsilon(\omega) \quad (2.31)$$

整理後可得

$$\mu(\omega) = -\frac{1}{\omega^2 C} \quad (2.32)$$



$$\varepsilon(\omega) = -\frac{1}{\omega^2 L} \quad (2.33)$$

由(2.32)及(2.33)，我們可以得知左手物質中存在負介電係數與導磁率，同時介電係數與導磁率呈平方反比的關係。

2.1.3 複合式左右手傳輸線模型[6]

實際上，當製作電路時，不可能單獨存在如圖 2.1-2 般僅包含串聯電容與對地並聯電感的型態，以一般金屬導線來說，必然存在串聯電感及對地並聯電容之效應，即一般右手傳輸線的響應。在設計上，左手傳輸線的等效模型下，會加入右手傳輸線進行考量，因此我們可以得到一個等效左右手混合傳輸線的模型，為了簡化模型，在探討左右手傳輸線時假設為無損的狀態，如圖 2.1-5 所示：

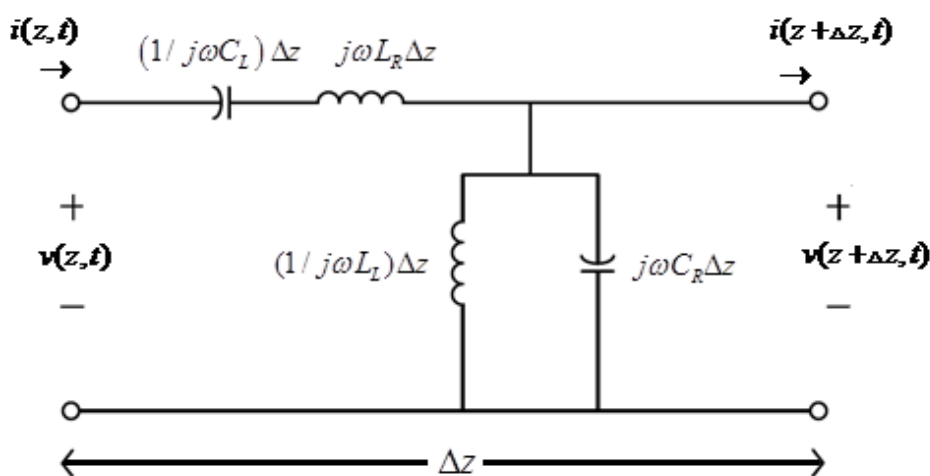


圖 2.1-5 無損複合式左右手傳輸線等效電路模型[6]。

如同 2.1.1 節右手傳輸線的假設狀況，圖 2.1-5 是假設一段極小長度 Δz 的傳輸線，我們可以利用(2.20)推導出傳播常數，首先修正其阻抗與導納為：

$$Z' = \frac{Z}{\Delta z} = j(\omega L_R - \frac{1}{\omega C_L}) \quad (2.34)$$

$$Y' = \frac{Y}{\Delta z} = j(\omega C_R - \frac{1}{\omega L_L}) \quad (2.35)$$

利用上面兩式可得傳播常數為

$$\gamma(\omega) = \beta(\omega) = \sqrt{Z'Y'} = S(\omega) \sqrt{\omega^2 L_R C_R + \frac{1}{\omega^2 L_L C_L} - \left(\frac{L_R}{L_L} + \frac{C_R}{C_L} \right)} \quad (2.36)$$

$$S(\omega) = \begin{cases} -1 & \text{if } \omega < \omega_{T1} = \min\left(\frac{1}{\sqrt{L_R C_L}}, \frac{1}{\sqrt{L_L C_R}}\right) \\ 1 & \text{if } \omega > \omega_{T2} = \max\left(\frac{1}{\sqrt{L_R C_L}}, \frac{1}{\sqrt{L_L C_R}}\right) \end{cases} \quad (2.37)$$

依據相位方程中開根號的結果，相位可以為純實數或者虛數。在特定的頻率下若相位為純實數，則表示響應為通帶，反之則為禁帶。其中禁帶的存在為左右手混合傳輸線的獨特現象，不存在於單一的左手或右手傳輸線之中。一般來說自然存在的右手傳輸線在相速度和群速度上皆為正數，相乘的結果亦為正數，而左手傳輸線在相速度與群速度的乘積上為負數，因此複合式左右手傳輸線包含了兩種傳輸線的特性，使得其在相速度和群速度具有獨特的物理性質，如圖 2.1-6 所示，在低頻時，會出現類似於左手傳輸線的色散關係，在高頻時會出現類似於右手傳輸線的色散關係。而複合式左右手傳輸線在相位方程上，若發生條件 $\omega_{T1} \neq \omega_{T2}$ ，以電路上的觀點，即為串聯的共振頻率與並聯共振頻率不同，又稱為不平衡的傳輸線。我們可以找到禁帶的頻率介於 ω_{T1} 與 ω_{T2} 間，如圖 2.1-6 所示。

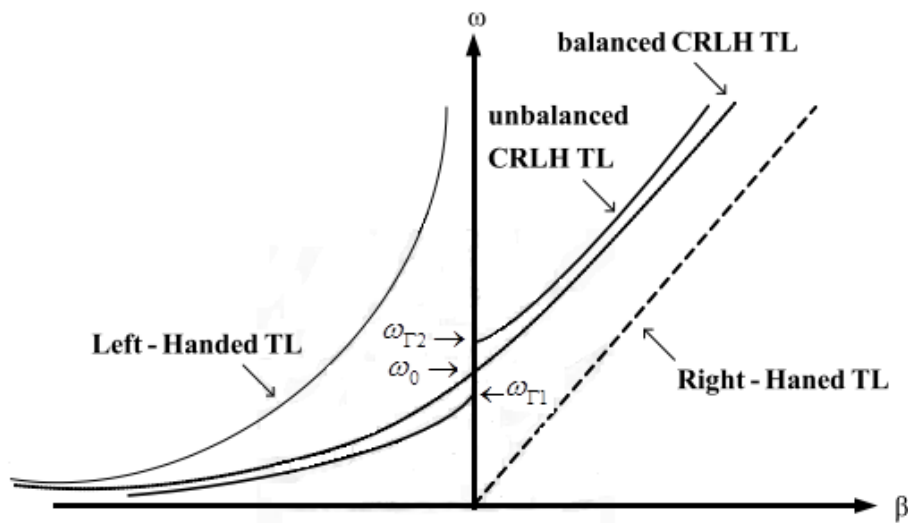


圖 2.1-6 平衡與不平衡左右手傳輸線響應圖[6]。

另一方面，若左手和右手平衡時：

$$\omega_{\Gamma 1} = \omega_{\Gamma 2} \rightarrow L_R C_L = L_L C_R \quad (2.38)$$

我們稱之為平衡(balanced)傳輸線。從(2.38)條件下，傳播常數可簡化為

$$\beta(\omega) = \beta_R + \beta_L = \omega \sqrt{L_R C_R} - \frac{1}{\omega \sqrt{L_L C_L}} \quad (2.39)$$

相位常數可分解為左手部份與右手部份，在圖 2.1-6 中相位轉變的頻率 ω_0 將會發生在

$$\omega_0 = \left\{ \begin{array}{l} \frac{1}{\sqrt[4]{L_R C_R L_L C_L}}, \text{ unbalanced} \\ \frac{1}{\sqrt{L_R C_L}} = \frac{1}{\sqrt{L_L C_R}}, \text{ balanced} \end{array} \right\} \quad (2.40)$$

以上的結果解釋了，禁帶頻率區域將不會出現在平衡型態的複合式左右手傳輸線中，即使 $\beta(\omega)$ 為零的情形下，只有單一頻率點為禁帶。利用(2.28)、(2.34)和(2.35)推導出特性阻抗為

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L_R C_L \omega^2 - 1}{L_L C_R \omega^2 - 1}} \stackrel{\text{balanced}}{=} \sqrt{\frac{L_R}{C_R}} = \sqrt{\frac{L_L}{C_L}} \quad (2.41)$$

最後我們可以推導出等等效介電係數 $\epsilon(\omega)$ 和導磁率 $\mu(\omega)$

$$Z' = \frac{Z}{\Delta z} = j(\omega L_R - \frac{1}{\omega C_L}) = j\omega\mu(\omega) \quad (2.42)$$

$$Y' = \frac{Y}{\Delta z} = j(\omega C_R - \frac{1}{\omega L_L}) = j\omega\epsilon(\omega) \quad (2.43)$$

由推導出的(2.41)可得知，特性阻抗式與頻率無關。因此我們想要設計出一個寬頻的左右手混合傳輸線，就必須考慮到左手阻抗和右手阻抗的匹配問題。





2.2 雙頻複合式左右手傳輸線[9]

複合式左右手傳輸線提供了非線性相位變化的特性，這樣的獨特性質也引起近幾年對於左右手傳輸線實現多頻帶的討論及一系列的研究，然而大部份的雙頻或多頻左右手傳輸線都具有較複雜的物理結果和等效電路模型，也使得實現起來相對困難。在本節中我們將介紹一個較簡單雙頻複合式左右手傳輸線概念，設計上可以具有相對單純的等效電路模型及較易實現的物理結構。

傳統的左右手材料是由一組含有左手頻率區間、右手頻率區間及一段過渡頻率所組成的單頻材料如圖 2.2-1 所示。

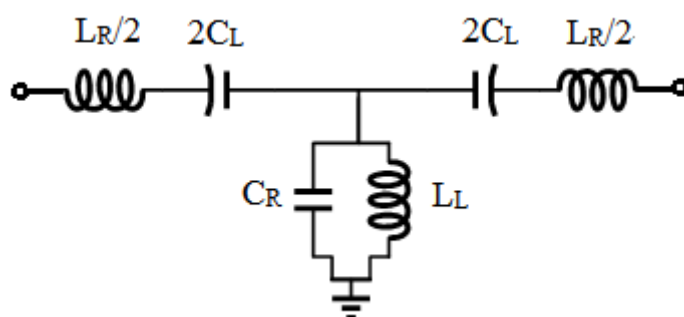


圖 2.2-1 傳統複合式左右手傳輸線單元

一般而言，單一左右手傳輸線單元不論在連續的平衡狀態(balanced)或具有禁帶非平衡的狀態(unbalanced)下，在散射圖中都會有一條表示左手特性的散射曲線與一條表示右手特性的散射曲線。而本節所提出的雙頻左右手傳輸線單元，其散射圖中可以產生兩組左手及右手的散射曲線，如圖 2.2-2，雙頻左右手傳輸線的架構提供了兩個可選擇的操作頻帶。

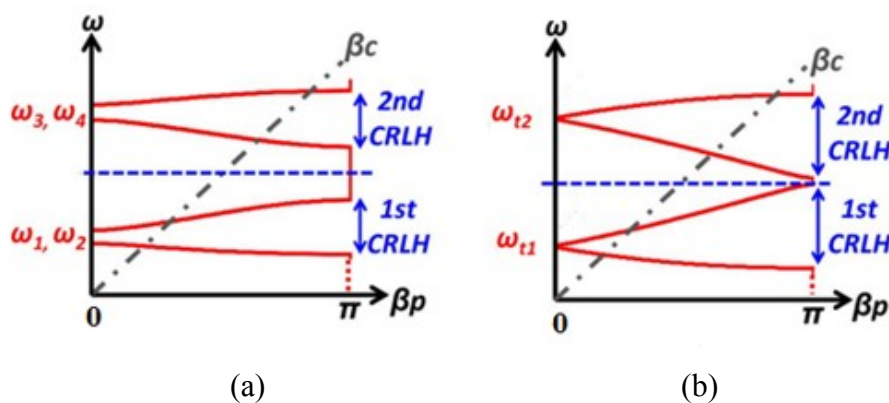


圖 2.2-2 雙頻左右手傳輸線散射圖(a)不平衡狀態及(b)平衡狀態[9]。



造成這樣特性的關鍵在於，我們所使用的雙頻架構乃是建立在圖 2.2-1 的傳統複合式左右手傳輸線單元上，以其作為中央單位，並在其左右分別加上一段右手傳輸線，形成一個對稱的結構，如下圖 2.2-3:

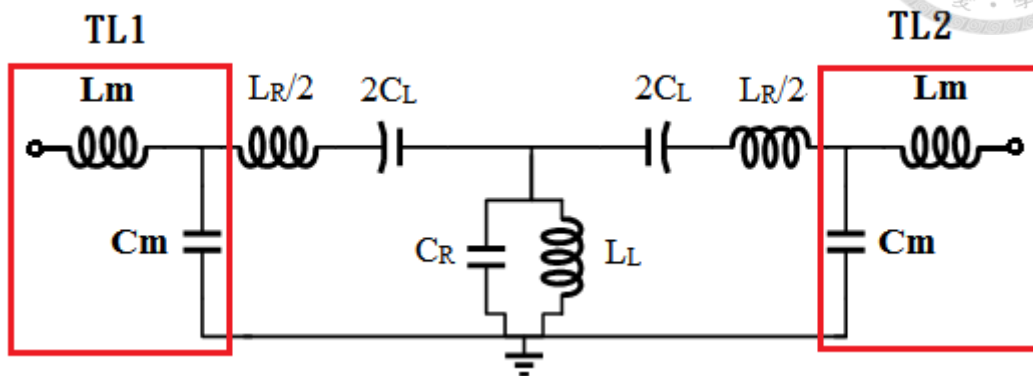


圖 2.2-3 雙頻複合式左右手傳輸線。

在實作上，對稱的右手傳輸線部份，也可以使用一個並聯電容 C_m 及一個串聯電感 L_m 來實現，即組成等效的右手傳輸線模型。以下我們將針對其雙頻左右手傳輸線的特性進行分析。

首先我們可以將圖 2.2-3 的左右手傳輸線等效電路分成三個部份，每個部份分別以一個傳輸 (ABCD) 矩陣代表，而整個雙頻左右手傳輸線結構以 ABCD 矩陣表示，可以寫成：

$$\begin{pmatrix} A & B \\ C & D \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A & B \\ C & D \end{pmatrix}_{TL1} \begin{pmatrix} A & B \\ C & D \end{pmatrix}_{CRLH} \begin{pmatrix} A & B \\ C & D \end{pmatrix}_{TL2} \quad (2.44)$$

(2.44)中的各矩陣如下所示：

$$\begin{pmatrix} A & B \\ C & D \end{pmatrix}_{TL1} = \begin{pmatrix} 1 + (j\omega L_m)(j\omega C_m) & j\omega L_m \\ j\omega C_m & 1 \end{pmatrix} \quad (2.45)$$

$$\begin{pmatrix} A & B \\ C & D \end{pmatrix}_{TL2} = \begin{pmatrix} 1 & j\omega L_m \\ j\omega C_m & 1 + (j\omega L_m)(j\omega C_m) \end{pmatrix} \quad (2.46)$$

$$\begin{pmatrix} A & B \\ C & D \end{pmatrix}_{CRLH} = \begin{pmatrix} Z_{series} & Z_{series}(Z_{series}Y_{shunt} + 2) \\ Y_{shunt} & 1 + Z_{series}Y_{shunt} \end{pmatrix} \quad (2.47)$$

其中 Z_{series} 及 Y_{shunt} 代表左右手傳輸線單元中串聯阻抗與並聯導納的總和，分別為：

$$Z_{series} = \frac{j}{2} \omega L_R + \frac{1}{2j\omega C_L} \quad (2.48)$$

$$Y_{shunt} = \frac{1}{j\omega L_L} + j\omega C_R \quad (2.49)$$

因為雙頻左右手傳輸線為一個對稱的 2 埠網路，所以在 ABCD 矩陣中我們可以得到 $A=D$ ，進一步得到雙頻左右手傳輸線散射關係及 Bloch 阻抗為：

$$\cos(\beta p) = \frac{(A+D)}{2} = \cos^{-1}(A) \quad (2.50)$$

$$Z_B^{\mp} = \frac{BZ_0}{\mp} \quad (2.51)$$

再利用散射曲線會與頻率軸交於 $\beta=0$ 的特性，可知

$$\beta = 0 \rightarrow \beta p = \cos^{-1}(A(\omega)) \rightarrow A(\omega) = \pm 1 \quad (2.52)$$

接著以(2.52)求出雙頻左右手傳輸線的四個截止頻率

$$\omega_1 = \sqrt{\frac{C_m L_m + C_L L_R + 2C_L L_m - X}{2C_m L_m C_L L_R}} \quad (2.53)$$

$$\omega_2 = \sqrt{\frac{C_m L_R C_L + L_L(2C_L C_R + C_m C_R + 4C_m C_L) - Y}{2C_m L_R C_L L_L C_R}} \quad (2.54)$$

$$\omega_3 = \sqrt{\frac{C_m L_R C_L + L_L(2C_L C_R + C_m C_R + 4C_m C_L) + Y}{2C_m L_R C_L L_L C_R}} \quad (2.55)$$

$$\omega_4 = \sqrt{\frac{C_m L_m + C_L L_R + 2C_L L_m + X}{2C_m L_m C_L L_R}} \quad (2.56)$$

其中 X、Y 為

$$X = \sqrt{\frac{C_m^2 L_m^2 - 2C_m L_m C_L L_R + 4C_m L_m^2 C_L}{+L_R^2 C_L^2 + 4L_R C_L^2 L_m + 4C_L^2 L_m^2}} \quad (2.57)$$

$$Y = \sqrt{\frac{C_m^2 L_R^2 C_L^2 - 4C_L^2 L_R C_m C_R L_L + 16C_m^2 L_L^2 C_L^2}{+8C_m^2 L_R C_L^2 L_L + 4C_m^2 L_R^2 C_L^2 + 4C_R^2 C_m L_L^2 C_L}} \quad (2.58)$$

$$\sqrt{+16C_L^2 C_R L_L^2 C_m + C_m^2 L_L^2 C_R^2 + 8C_m^2 C_R L_L^2 C_L - 2C_m^2 L_R C_L C_R L_L}$$

觀察(2.52)及(2.55)中，可以發現 ω_1 與 ω_4 與並不含有 C_R 及 L_L 項，同樣地 ω_2 與 ω_3 也和 L_m 無關。注意到在此雙頻左右手傳輸線中，仍然存在有平衡及不平衡兩種型態，當形成 $\omega_1 = \omega_2 = \omega_{t1}$ 與 $\omega_3 = \omega_4 = \omega_{t2}$ 的條件時，如圖 2.2-2 所示，此雙頻左右手傳輸線即呈現為平衡狀態，反之則否。我們可以運用這樣的關係，針對我們所希望的傳播特性來進行調整和設計。



第3章

功率放大器



3.1 功率增益與穩定度理論[5]

一個單級的微波功率放大器可以用圖 3.1-1 表示，一般而言包含了輸入源含內阻、輸入端匹配網路、電晶體、輸出端匹配網路、負載，電路的特徵阻抗為 Z_0 ，其中電晶體我們由 S 參數矩陣來描述其特性。電晶體兩側的匹配電路主要目的是將波源阻抗 Z_S 與負載阻抗 Z_L 轉換到系統的輸入與輸出阻抗，透過信號流程圖 (signal flow graph) 的方法，我們可以得到：

$$\Gamma_{IN} = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} \quad (3.1)$$

$$\Gamma_{OUT} = S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_S}{1 - S_{11}\Gamma_S} \quad (3.2)$$

上式中， Γ_{IN} 為在負載匹配網路端反射係數為 Γ_L 的狀況下，由電晶體輸入端看入之反射係數； Γ_{OUT} 為在訊號源匹配網路端端反射係數為 Γ_S 的狀況下，由電晶體輸出端看入之反射係數。

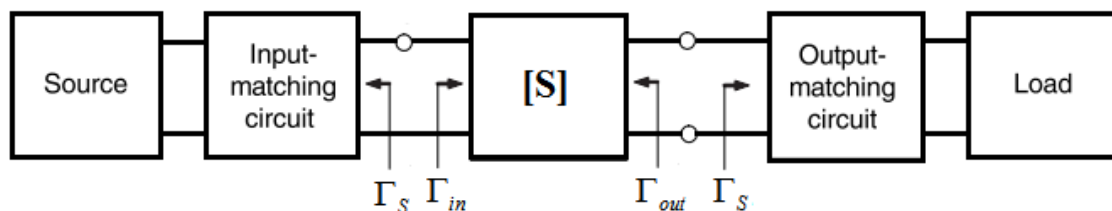


圖 3.1-1 單級功率放大器電路架構。



利用(3.1)及(3.2)，對電晶體與兩端匹配網路的反射係數分析，我們可以推導出換能功率增益(total transducer power gain, G_T)的公式如下：

$$G_T = \frac{1-|\Gamma_S|^2}{|1-\Gamma_{IN}\Gamma_S|^2} |S_{21}|^2 \frac{1-|\Gamma_L|^2}{|1-S_{22}\Gamma_S|^2} \quad (3.3)$$

當 $S_{12}=0$ 或可忽略時， $S_{11}=\Gamma_{in}$ ，我們稱電晶體具有單向性，可以將 G_T 改寫成

$$G_T = \frac{1-|\Gamma_S|^2}{|1-S_{11}\Gamma_S|^2} |S_{21}|^2 \frac{1-|\Gamma_L|^2}{|1-\Gamma_{OUT}\Gamma_S|^2} \quad (3.4)$$

由(3.4)，我們可以將增益公式依照輸入端匹配網路、電晶體本身、輸出端匹配網路等各級增益分解得到

$$G_S = \frac{1-|\Gamma_S|^2}{|1-S_{11}\Gamma_S|^2} \quad (3.5)$$

$$G_0 = |S_{21}|^2 \quad (3.6)$$

$$G_L = \frac{1-|\Gamma_L|^2}{|1-\Gamma_{OUT}\Gamma_S|^2} \quad (3.7)$$

整體的換能功率增益可寫為 $G_T=G_S G_0 G_L$ ，而從 G_S 和 G_L 來的增益所代表的就是電晶體與阻抗 Z_0 的阻抗匹配程度，當輸入與輸出端的匹配電路能夠使電晶體與波源、負載間有共軛匹配(conjugate matching)時，即 $\Gamma_{in}=\Gamma_S^*$ 、 $\Gamma_{out}=\Gamma_L^*$ 時，我們將可以獲得最大的增益。

根據 Γ_{in} 與 Γ_{out} 的表現，我們可以歸納出一些電晶體穩定的條件，而 Γ_{in} 與 Γ_{out} 常用 Γ_S 和 Γ_L 表示，因此電晶體的穩定性也與 Γ_S 和 Γ_L 的大小相位有關。在圖圖 3.1-1 中，輸入與輸出端匹配網路通常為被動元件， $|\Gamma_S|$ 、 $|\Gamma_L|$ 皆小於 1，此時若 Γ_{in} 與 Γ_{out} 也小於 1，則此網路為無條件穩定，若電晶體的特性並非單向性(unilateral)，即 $|S_{12}|=0$ ，此條件簡化為 $|S_{11}|<1$ 、 $|S_{22}|<1$ 。若要分析此放大器是否在無條件穩定(unconditional stable)之狀況，我們定義了兩個參數 k 與 Δ ，此兩參數必須滿足以下兩個條件才稱為無條件穩定：

$$k = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{21}|^2 + |\Delta|^2}{2|S_{12}S_{21}|} > 1 \quad (3.8)$$

$$\Delta = S_{11}S_{22} - S_{21}S_{12}, \quad |\Delta| < 1 \quad (3.9)$$

然而在判斷電晶體穩定之後，另一方面我們也希望可以獲得電晶體的最大增益，在一般非單向性的電晶體情況下， Γ_{in} 與 Γ_{out} 會受到彼此影響，所以電晶體的輸入與輸出匹配網路需要同時設計，考量到以上種種因素，可以推導出在穩定條件下，放大器可以有的最大增益之解：

$$\Gamma_S = \Gamma_{IN}^* = \frac{B_1 \pm \sqrt{B_1^2 - 4|C_1|^2}}{2C_1} \quad (3.10)$$

$$\Gamma_L = \Gamma_{OUT}^* = \frac{B_2 \pm \sqrt{B_2^2 - 4|C_2|^2}}{2C_2} \quad (3.11)$$

其中 B_1 、 B_2 、 C_1 、 C_2 分別定義如下：

$$B_1 = 1 + |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 - |\Delta|^2 \quad (3.12)$$

$$B_2 = 1 + |S_{22}|^2 - |S_{11}|^2 - |\Delta|^2 \quad (3.13)$$

$$C_1 = S_{11} - \Delta S_{22}^* \quad (3.14)$$

$$C_2 = S_{22} - \Delta S_{11}^* \quad (3.15)$$

當上面的式子存在有解時，根號中的數字不為負值，並且可以滿足 $K > 1$ 的條件，因此我們將上述式子用來設計匹配網路時，將可以得到最大的換能功率且保證其電路之穩定性，稱為最大穩定增益。



3.2 功率放大器的基本性質

3.2.1 電晶體的大信號特性[5]

在 3.1 節中，我們所推導的都是電晶體的小信號放大器特性。因為信號較小，電晶體可作為線性元件來處理。但當輸入功率高時，其非線性的特性就會顯現出來，本節將簡單說明一些大信號操作下功率放大器的表現。

一般而言，功率放大器在無限通訊系統中扮演著直流電源的主要消耗單位，所以在設計功率放大器時，效率是一項很重要的因素，我們定義放大器的效率為 RF 輸出功率與 DC 輸入功率比：

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{DC}} \quad (3.16)$$

然而這種定義方式並沒有將輸入放大器的功率計入，考量到實際電晶體的增益，這樣的算法容易高估實際的效率，因此將輸入功率計入所得到用來評估功率放大器效率的方式如下：

$$\eta_{PAE} = PAE = \frac{P_{out} - P_{in}}{P_{DC}} = \left(1 - \frac{1}{G}\right) \frac{P_{out}}{P_{DC}} = \left(1 - \frac{1}{G}\right) \eta \quad (3.17)$$

其中 G 表示放大器增益。

另一個功率放大器中重要的參數稱為壓縮增益，其定義為 1dB 壓縮點的功率增益，以 G_0 作為線性的小信號功率增益的話，我們可以得到壓縮增益與功率增益的關係如下：

$$G_1(\text{dB}) = G_0(\text{dB}) - 1 \quad (3.18)$$

以 1dB 壓縮點來說，小於 1dB 壓縮點的輸入訊號對於電晶體的操作來說可以算是線性的，但若是輸入功率接近或者大於 1dB 壓縮點，此時電晶體的非線性會顯現出來，量測到的 S 參數會受到輸入信號大小及負載阻抗的影響，所以在描述電晶體的大信號操作特性時，我們通常會利用電腦控制的匹配量測方式，繪出負載阻抗反射係數在史密斯圖上對應到的等功率軌跡，作為設計的參考。



3.2.2 負載線與負載拉移理論[10]

在設計功率放大器時，由於訊號的擺幅較大，可能產生電晶體的非線性效應，因此必須把非線性的效應納入考量，此時電晶體已不完全適用 3.1 節之線性小訊號放大器設計方法，以下我們將分別介紹在設計功率放大器時常用的兩個理論：負載線(Load-line)理論與負載拉移 (Load-pull)理論。

圖 3.2-1 為一理想之非線性電晶體元件模型，其中我們限制了電晶體偏壓不可高於 V_{max} ，電流不可大於 I_{max} ，在大訊號操作時，電晶體的輸出電壓將介於 V_{knee} (電晶體進入飽和區之電壓)與 V_{max} 之間，輸出電流將介於 0 至 I_{max} 。

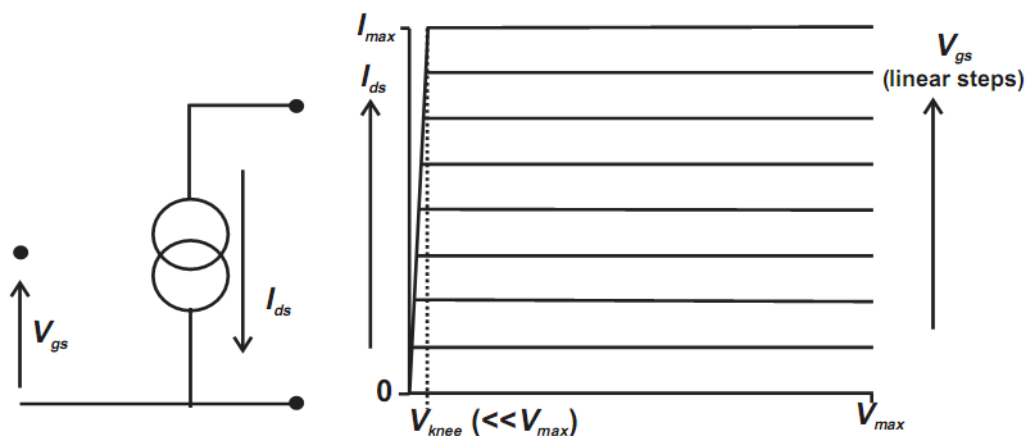


圖 3.2-1 非線性電晶體元件模型[10]。

若要使得輸出的功率達到最大，必須使得電壓與電流同時能夠達到最大的擺幅，我們可以得到此時的偏壓點 V_{dc} 與 I_{dc} 如下式：

$$I_{dc} = \frac{I_{max}}{2}, \quad V_{dc} = \frac{V_{max} + V_{knee}}{2} \quad (3.19)$$

此時電壓與電流的振幅定義為 V_{swing} 、 I_{swing} ，可得到

$$V_{swing} = \frac{V_{max} - V_{knee}}{2}, \quad I_{swing} = \frac{I_{max}}{2} \quad (3.20)$$

故最大的輸出功率可推得為

$$P_{max} = \frac{V_{swing} \cdot I_{swing}}{2} \quad (3.21)$$

我們將 3.1 節中提到的共軛匹配與負載線理論進一步比較，圖 3.2-2 為共軛匹配與負載線匹配對照圖，可以看出當電晶體在大訊號操作時，由於電壓電流擺幅會受到電晶體外部電源供給的限制，若想要輸出最大的功率，應該選擇的是負載線匹配而非共軛匹配。

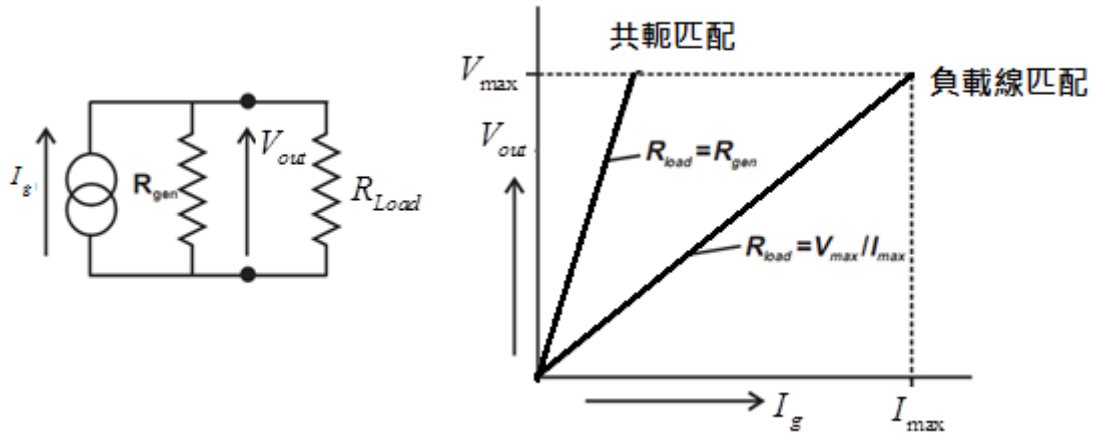


圖 3.2-2 共軛匹配與負載線匹配[10]。

因此由(3.16)可以得到最佳的阻抗選擇即：

$$R_{opt} = \frac{V_{dc}}{I_{max} / 2} = \frac{V_{dc}}{I_{dc}} \quad (3.22)$$

接著我們以一個 A 類功率放大器為例，觀察其匹配於各個阻抗點時之輸出波形圖，圖 3.2-3 為 A 類功率放大器匹配於最佳阻抗點時之輸出波形圖，電壓與電流將有最大的擺幅。

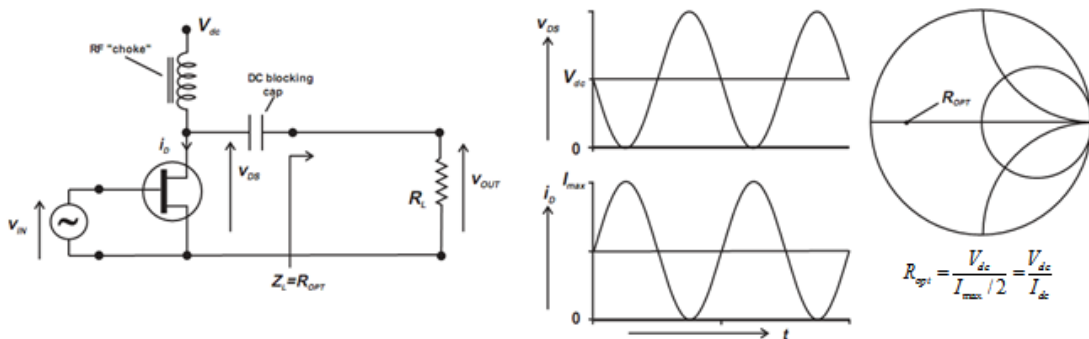


圖 3.2-3 A 類功率放大器匹配於最佳阻抗點[10]。



$$-R_{opt} \sqrt{1 - \frac{1}{p^2}} \leq X \leq R_{opt} \sqrt{1 - \frac{1}{p^2}} \quad (3.25)$$

上式說明了若要保持輸出波形完整不受到截斷，虛部 X 的大小將被限制在某範圍內。依照類似的方法，我們假設負載阻抗大於 R_{opt} ，且負載端並聯一純虛部阻抗之情形，推導如下：

$$\left. \begin{cases} 1/G_L = pR_{opt} \quad , \quad p > 1 \\ V = \frac{V_{max} - V_{knee}}{2} \cos \omega t \\ G_L = \frac{G_{opt}}{p} \quad , \quad G_{opt} = 1/R_{opt} \\ Y_L = \frac{G_{opt}}{p} + jB \end{cases} \right\} \Rightarrow I = \frac{V_{max} - V_{knee}}{2} \cos \omega t \left(\frac{G_{opt}}{p} + jB \right) \quad (3.26)$$

$$I = \frac{I_F}{2} \cos \omega t \left(\frac{1}{p} + j \frac{B}{G_{opt}} \right) \quad (3.27)$$

由(3.24)我們可以得到以下條件：

$$\text{Current amplitude} \leq \frac{I_F}{2}$$

$$\left| \frac{1}{p} + j \frac{B}{G_{opt}} \right| \leq 1$$

因此我們可以推得：

$$-G_{opt} \sqrt{1 - \frac{1}{p^2}} \leq B \leq G_{opt} \sqrt{1 - \frac{1}{p^2}} \quad (3.28)$$

上式說明了若要保持輸出波形完整未被截斷，虛部 B 的大小將被限制在某範圍內。

綜合以上推導，若我們選定一定值 p，且將(3.22)及(3.25)在史密斯圖上畫出軌跡，可得到如之功率放大器定輸出功率軌跡圖，由定電阻弧與定電導弧之聯集而成，這也可以說明為何在做負載拉移量測或模擬時，得到的軌跡並非圓而是一個類似橢圓的圖形。

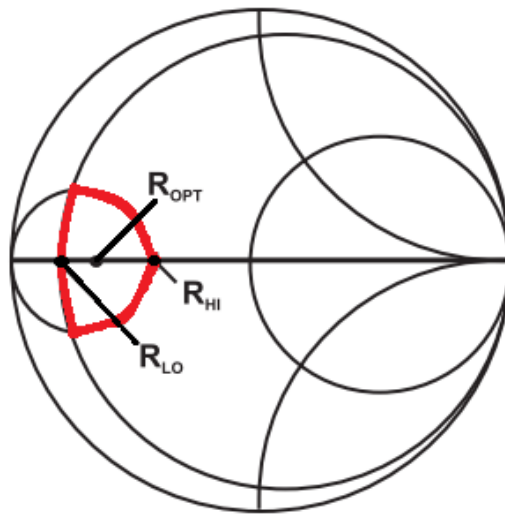


圖 3.2-5 功率放大器定輸出功率軌跡圖[10]。

上述之負載線理論推導，簡單的討論了限制電壓與電流的擺幅情況下，如何快速估算出最佳阻抗的值。在實作上，還需要考慮當頻率變化時，內部寄生元件的效應與變化。

圖 3.2-6 為負載拉移量測架構圖，其包含了三個功率量測計，輸入輸出端各有一個方向耦合器，以及輸出與輸出之阻抗調整器，我們打入一個固定頻率及功率的訊號，輸入端利用方向耦合器還有功率量測計 A 與功率量測計 B，可以得知輸入端應該匹配的阻抗點。接著我們使用輸出端的阻抗調整器來觀測各個史密斯圖上之阻抗點，再由功率量測計 C 可推得每個量測點的輸出功率、附加功率效率等數值作紀錄，最後在史密斯圖上描繪出定功率軌跡圖或定效率軌跡圖。

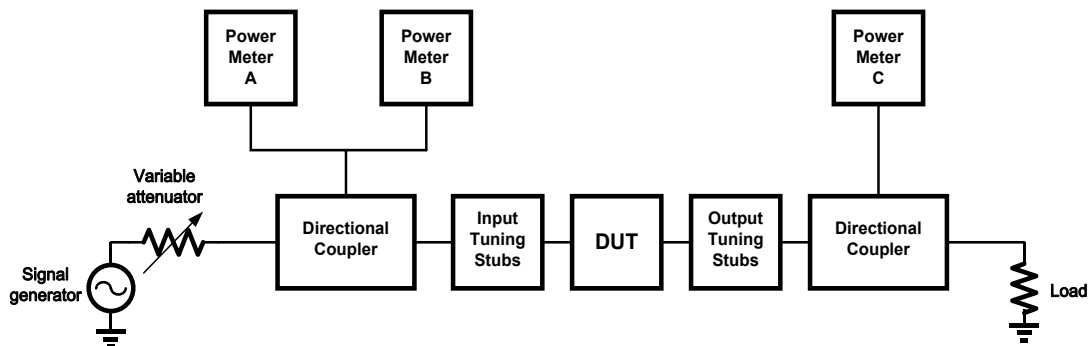


圖 3.2-6 負載拉移量測架構圖[10]。



3.3 開關式功率放大器

常見被歸類為開關式的功率放大器型態主要有 D 類、E 類、F 類等，這些類型的放大器傾向於將電晶體當作開關操作，透過對電晶體本身非線性的操作特性，搭配不同的負載網路，使得輸出端的電流及電壓不再是的弦波波型，進而提升放大器本身的效率，本節中將對幾種常見的開關式放大器進行介紹。

3.3.1 D 類功率放大器[11]

D 類功率放大器是將電晶體作為開關切換的典型，不使用單端電晶體切換，而是使用兩顆作為開關操作的主動電晶體，以達到當一顆電晶體打開時，另外一顆處於關閉的驅動模式，並且在放大器的輸出網路端加上一組高 Q 值 L_0C_0 的濾波器，如圖 3.3-1。

理想上的電壓切換式 D 類放大器，其電壓波型呈現如開關般的方波，並且透過 L_0C_0 濾波器的調整使得電流呈現為半弦波波型，因為電壓波與電流波間彼此不重疊，因此理論上可以具有 100% 的效率，然而實際上開關式的切換非理想，因此時域上的波型在切換時具有一小段的延遲時間，如圖 3.3-2。

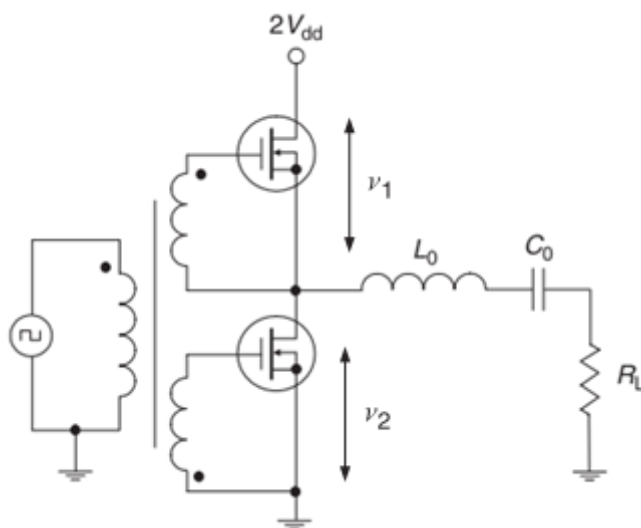


圖 3.3-1 電壓切換式 D 類功率放大器[11]。

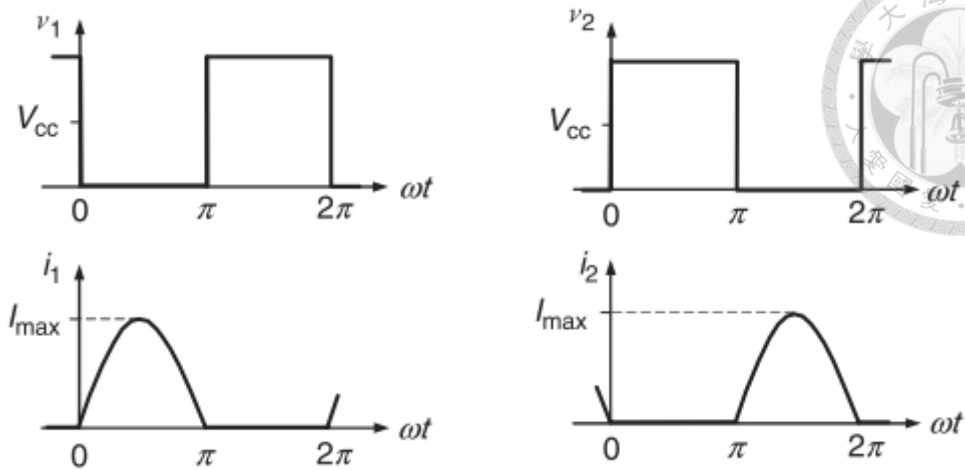


圖 3.3-2 D 類功率放大器暫態圖[11]。

3.3.2 E 類功率放大器[11]

E 類功率放大器通常是使用電晶體在單端切換的模式下工作，利用將電晶體操作在截止區(pinch-off)與飽和區(saturation)，使得高電壓與高電流不會同時發生，以得到高效率。

理想的 E 類功率放大器電路如下圖 3.3-3 所示，電晶體等效為開關，電容 C_p 包含了電晶體本身的寄生電容與外部的並聯電容，其位置與電晶體並聯，負責充放電並確保汲極端電壓及電流波形沒有交集； L_0C_0 組成一個共振電路，要有足夠高的 Q 值使得欲輸出的基頻訊號得以通過，最後的電感 X_e 則用來補償 C_p 所造成的相位移，使輸出端能得到較貼近電阻性。

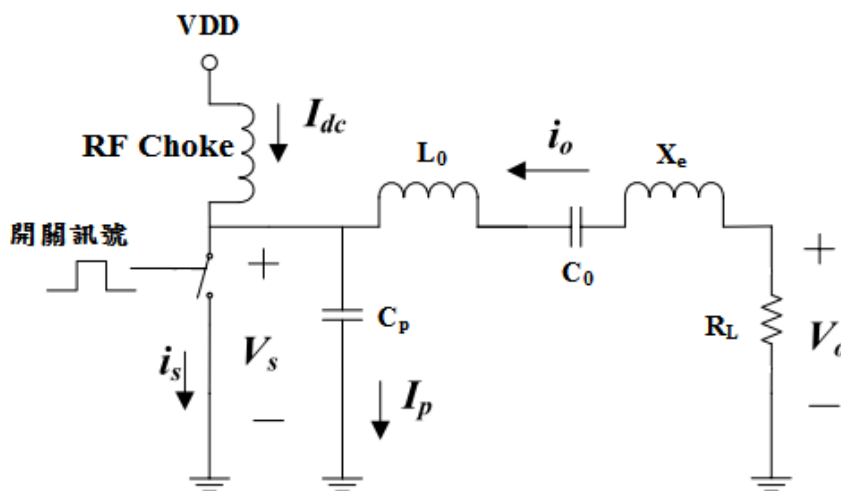


圖 3.3-3 理想 E 類功率放大器[11]。

在開關輸入訊號的控制下，E 類放大器的電晶體可呈現出開與關的特性，當開關為開路時，來自 VDD 的電流分別流入 C_P 及 R_L ，開始充電 C_P ；當開關接通後 C_P 則開始放電，如此週期性的循環，波形如圖 3.3-4，理想 E 類放大器電壓與電流波形間不會有交集，可達 100%的效率。

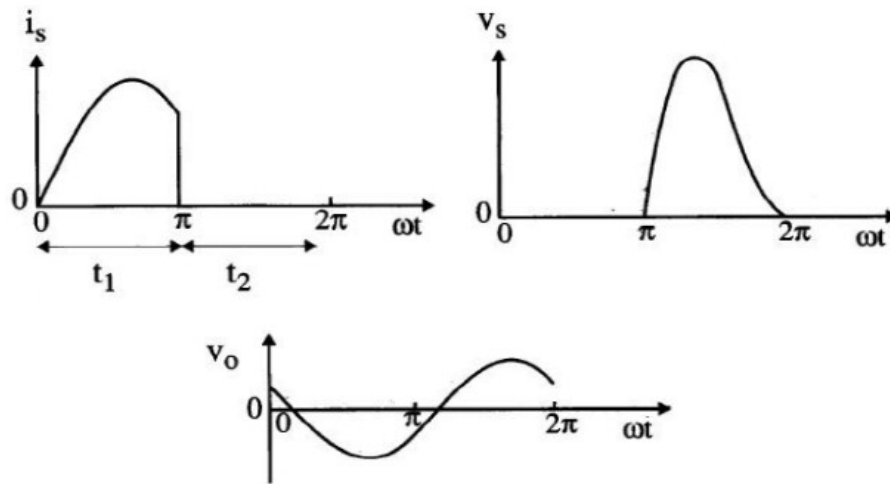


圖 3.3-4 E 類功率放大器理想波形[11]。

3.3.3 F 類功率放大器[11]

F 類功率放大器的結構類似於 E 類，但在輸出網路上的架構有所不同，如圖 3.3-5 所示。有別於 D、E 類功率放大器，F 類大器並非以電晶體的開關操作為設計的重點，而是著重於輸出端網路之諧振振盪器(LC tank)對於高次項諧波的控制，以多個 LC 諧振電路來調整各項諧波對應到的阻抗，目的在於達到理想的波形以提升放大器的效率。

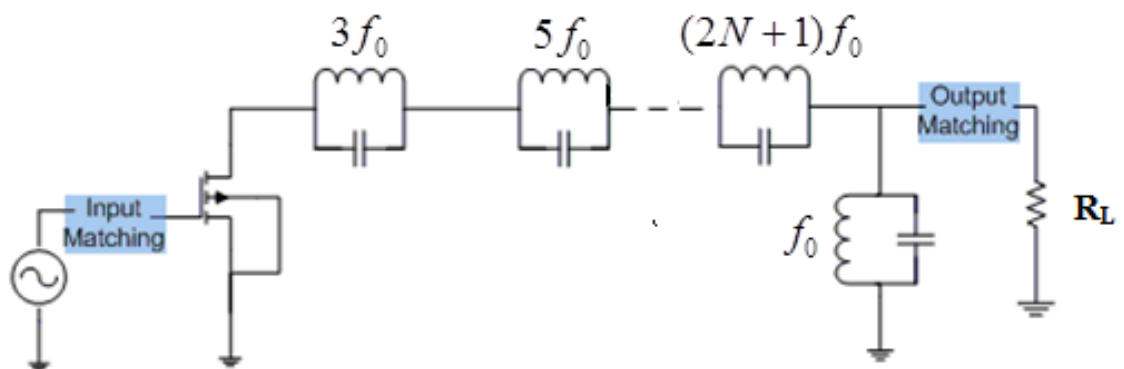


圖 3.3-5 F 類功率放大器基本架構[11]。

圖 3.3-5 中，使用電容及電感組合成的 LC tank 來對基次頻 f_0 的偶次諧振及奇次諧振進行控制。在輸出基頻訊號 f_0 時，並聯的 LC tank 為開路，而串聯的奇次諧振電路為短路，因此輸出的基頻訊號只會看到負載端的阻抗 R_L ；而對於奇次項諧波訊號而言，串聯的 LC tank 會使其看到一個無窮大的阻抗，形成開路的效應，此時汲極端的電壓波會與奇數次諧波合併，得到近似於方波的波形；偶次項諧波所看到的阻抗則為零，視為短路，此時汲極端的電流波會與偶數次諧波合併，得到近似於半弦波的波形，我們將其波形與正規化後得到如圖 3.3-6，如此一來可以得到類似於開關的效果，並且得到較高的效率和 PAE。

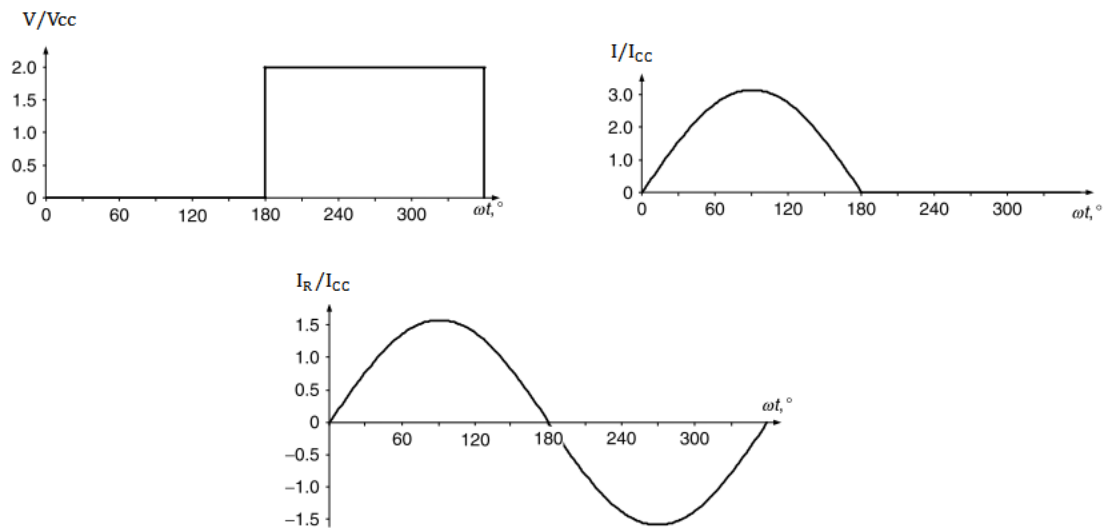


圖 3.3-6 F 類功率放大器理想波形(I、V 分別為汲極端電流與電壓)[11]。

如圖 3.3-6，理想上的 F 類功率放大器，其電壓波型呈現如開關般的方波，電流呈現為半弦波波形，電壓波與電流波亦不相交，因此理論上可以具有 100% 的效率。

事實上，在電路設計中我們不可能有無限多組的諧振振盪器來調整每個高次項諧波所需對應到的組抗，因此對於 F 類功率放大器來說，有限的諧波數量控制形成了另外一個討論的重點，我們將電晶體的電壓波與電流波以傅立葉級數逐次展開，可以得到：

$$\frac{i(\omega t)}{I_{cc}} = 1 - \frac{\pi}{2} \sin \omega t - 2 \sum_{n=2,4,6,\dots}^N \frac{\cos n\omega t}{n^2 - 1} \quad (3.29)$$



$$\frac{v(\omega t)}{V_{cc}} = 1 + \frac{4}{\pi} \sin \omega t + \frac{4}{\pi} \sum_{n=3,5,7,\dots}^N \frac{\sin n\omega t}{n} \quad (3.30)$$

我們各取出一項諧波成份混入原始訊號中，觀察其波形的變化，可以得到如圖 3.3-7，輸出電壓波形出現方波的表現，而輸出電流波形出現半弦波的表現。

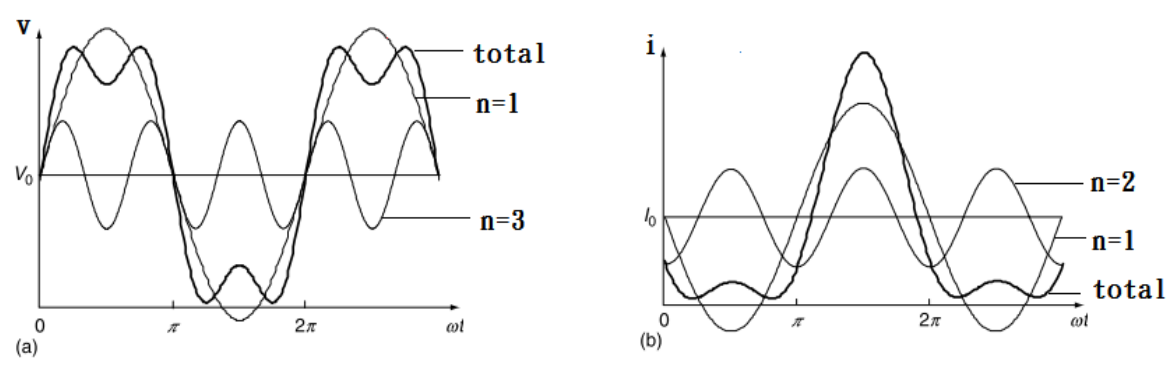


圖 3.3-7 (a)電壓波混入三次諧波之波形及(b)電流波混入二次諧波之波形

隨著高階諧波的混入，汲極端的電壓與電流波形會更加驅近理想的波形變化，效率將獲得顯著提升，我們將混入諧波的項數與功率放大器的效率變化關係歸納後可以得到如下表 3.3-1:

表 3.3-1 諧波含量與 F 類功率放大器效率之關係

電流諧波數	電壓諧波數			
	1	1, 3	1, 3, 5	1, 3, 5, ...∞
1	1/2= 0.500	9/16= 0.563	75/128=0.586	2/π=0.785
1, 2	2/3= 0.667	3/4 =0.750	25/32= 0.781	8/3π=0.849
1, 2, 4	32/45= 0.711	4/5 =0.800	5/6 = 0.833	128/45π=0.905
1,2,4,...∞	π/4=0.785	9π/32=0.884	75π/256=0.92	1=1.0

事實上，我們也可以將電壓與電流合併的諧波反過來操作，即 2 次諧振波看出去的負載阻抗開路，3 次諧振看出去的負載阻抗短路，此時電壓與電流的波形會反過來，成為逆 F 類(inverse F)功率放大器，我們將在下一章對逆 F 類功率放大器進行更詳細的介紹，並說明採用此種設計的原因。

第4章

逆 F 類功率放大器



4.1 逆 F 類功率放大器原理[11]

逆 F 類非線性放大器架構如圖 4.1-1，操作在 AB 類或 B 類放大器的偏壓點，使用電容及電感組合成的 LC tank 來對基次頻 f_0 的偶次諧振及奇次諧振進行控制，對於基頻訊號 f_0 來說，串聯的偶次諧振電路為短路，因此輸出的基頻訊號只會看到負載端的阻抗 R_L ；偶次諧波訊號，會使其看到一個無窮大的阻抗，形成開路的效應，此時汲極端的電壓波會與偶數次諧波合併，得到近似於半弦波的波形；奇次諧波所看到的阻抗則為零，視為短路，此時汲極端的電流波會與奇數次諧波合併，得到近似於方波的波形。

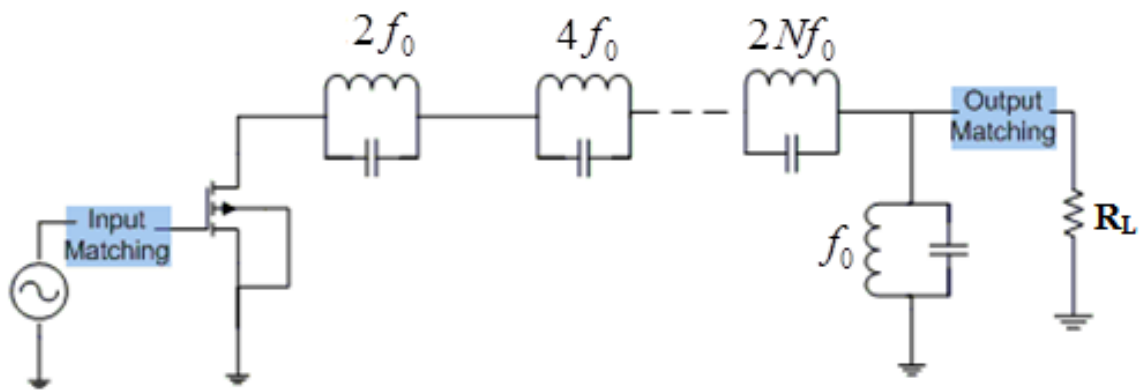


圖 4.1-1 逆 F 類功率放大器基本架構

要分析逆 F 類功率放大器的理想波形，我們可以從其負載端網路開始，首先假設輸入到負載端的基頻電壓為一個正弦波 $v_R(\omega t) = V_R \sin \omega t$ ，流經電晶體開關的電流可以寫成由 DC 端電流、負載端電流與流經 LC tank 的 i_{odd} 總和：

$$i(\omega t) = I_{CC} + i_{odd}(2n\omega t) + i_R(\omega t) \quad (4.1)$$

由於 t 為一任意時間，故我們加入一個相位移 π 使得(4.1)可以成為週期性函數

$$i(\omega t + \pi) = I_{CC} - i_{odd}(2n\omega t) - i_R(\omega t) \quad (4.2)$$

將(4.1)及(4.2)合併，我們可以得到：

$$i(\omega t) = 2I_{CC} - i(\omega t + \pi) \quad (4.3)$$

已知當電晶體 off 時，流過的電流為零，由(4.3)可知汲極端輸出電流波形為方波。

當 $0 < \omega t \leq \pi$ ，電晶體開關為開路狀態，此時開關電壓可以寫成

$$v(\omega t) = V_{CC} + v_{even}(2n\omega t) + v_R(\omega t) \quad (4.4)$$

而當 $\pi < \omega t \leq 2\pi$ ，電晶體開關為導通狀態，此時開關電壓為

$$0 = V_{CC} + v_{even}(2n\omega t) - v_R(\omega t) \quad (4.5)$$

將(4.5)代入(4.4)中，可以得到

$$v(\omega t) = 2v_R(\omega t) = V_R(\sin \omega t + |\sin \omega t|) \quad (4.6)$$

從(4.6)可以發現汲極輸出電壓波形為一個半弦波，由 DC、基頻訊號及偶次諧波組成，振幅為 2 倍的負載電壓。

利用傅立葉分析，由(4.3)及(4.6)我們可以算出電流中的基頻與直流成份

$$I_1 = I_R = \frac{1}{\pi} \int_{\pi}^{2\pi} 2I_{CC} \sin(\omega t + \pi) d\omega t = \frac{4I_{CC}}{\pi} \quad (4.7)$$

$$V_{CC} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} 2V_R \sin \omega t d\omega t = \frac{2V_R}{\pi} \quad (4.8)$$

$$V_1 = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} 2V_R \sin^2 \omega t d\omega t = V_R \quad (4.9)$$

由(4.7)及(4.9)，可推得基頻訊號的輸出功率

$$P_1 = \frac{I_1 V_1}{2} = \frac{1}{2} \frac{\pi V_{CC}}{2} \frac{4I_{CC}}{\pi} = I_{CC} V_{CC} = P \quad (4.10)$$

上式可以證明逆 F 類功率放大器的理論效率可達 100%。





從汲極端看出去的阻抗為

$$Z_1 = R_1 = \frac{\pi^2 V_{CC}}{8 I_{CC}} \quad (4.11)$$

對奇次諧波

$$Z_{2n+1} = 0 \quad (4.12)$$

對偶次諧波

$$Z_{2n} = \infty \quad (4.13)$$

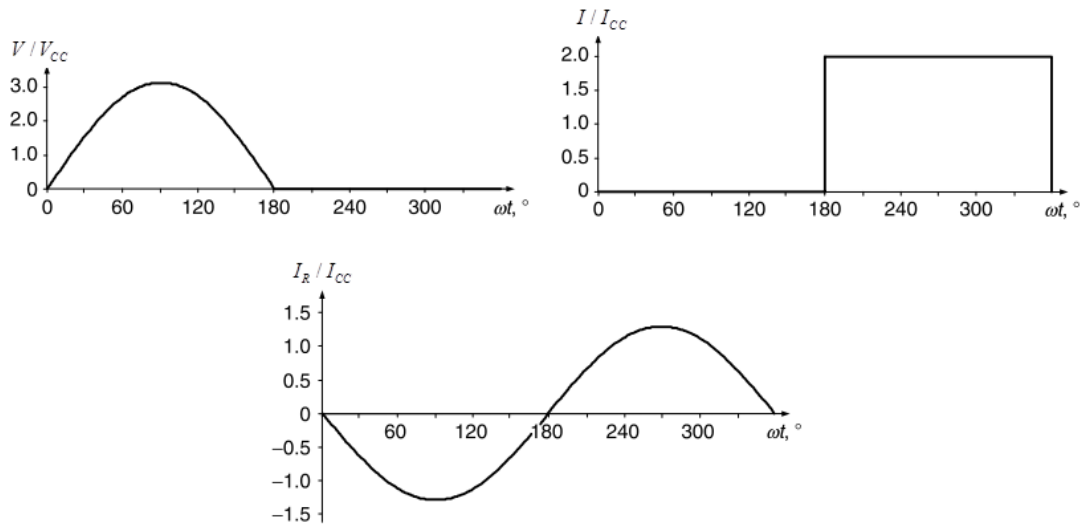


圖 4.1-2 逆 F 類功率放大器理想波形(I、V 分別為汲極端電流與電壓)[11]。

理想上的逆 F 類功率放大器具有和 F 類功率放大器相反的電壓於電流波形，其電流波型呈現如開關般的方波，電壓呈現為半弦波波形，且電壓波與電流波亦不相交，因此理論上可以具有 100%的效率。



4.2 逆 F 類與其它高功率放大器之比較

在前面的章節中，我們介紹了具有高效率的 D、E、F 類功率放大器，並且各自分析了其電晶體操作可達到的最高效率。然而在實際應用上，電晶體有限的開關切換速度與開關寄生電阻，對於需要較高速開關訊號切換的 D、E 類功率放大器來說，會具有較明顯的影響。隨著操作頻段的升高，實現 E 類放大器所需的輸出端並聯電容會漸漸偏離對應到的最佳效率阻抗點，此時就需要額外的設計來對基頻與諧波阻抗進行調整，而在有限諧波數混合的情況下，F 類具有比前兩者更好的功率輸出及效率轉換能力[12]。

而比起傳統的 F 類功率放大器，具有與其相反電壓和電流波形的逆 F 類功率放大器則有更好的效率轉換表現[13]，F 類功率放大器的效率分析，可以由 4.1 節的類似推導得到

F 類:

$$P_{dc} = I_{CC} \cdot V_{CC} = \frac{i_{d,peak}}{\pi} V_{CC} \quad (4.14)$$

$$P_1 = \frac{i_{d,peak}}{\pi} (V_{dc} - R_{on} \cdot i_{d,peak}) \quad (4.15)$$

$$R_{L,fundamental} = -\frac{V_1}{I_1} = \frac{8(V_{dc} - R_{on} \cdot i_{d,peak})}{\pi \cdot i_{d,peak}} \quad (4.16)$$

而 $R_{on} = v_{knee} / i_{d,peak}$ ， v_{knee} 為電晶體導通電壓， R_{on} 代表電晶體開關 ON 時的電阻。

我們同樣可以從 4.1 節的推導將逆 F 類功率放大器的直流與基頻功率改寫為如 (4.14)- (4.16):

逆 F 類:

$$P_{dc,invF} = I_{CC,invF} \cdot V_{CC} = \frac{I'_{d,peak}}{\pi} V_{CC} \quad (4.17)$$



$$P_{1,invF} = \frac{i'_{d,peak}}{\pi} (V_{dc} - R_{on} \cdot i'_{d,peak}) \quad (4.18)$$

$$R_{L,fund,invF} = -\frac{V_{1,invF}}{I_{1,invF}} = \frac{8(V_{dc} - R'_{on} \cdot i'_{d,peak})}{\pi \cdot i'_{d,peak}} \quad (4.19)$$

$i'_{d,peak}$ 為逆 F 類汲電流之峰值， R'_{on} 為電晶體開關 ON 時的電阻，定義為 $R'_{on} = v_{knee} / i'_{d,peak}$ 。由(4.14)、(4.15)及(4.17)、(4.18)可以算出 F 類與逆 F 類的效率分別為

$$\eta_F = 100 \cdot \frac{(V_{dc} - R_{on} \cdot i_{d,peak})}{V_{dc}} \quad (4.20)$$

$$\eta_{invF} = 100 \cdot \frac{(V_{dc} - R'_{on} \cdot i'_{d,peak})}{V_{dc}} \quad (4.21)$$

對照(4.20)及(4.21)可以發現，在理想的電晶體條件下，電晶體的導通電阻 R_{on} 為 0，此時 F 類與逆 F 類兩種功率放大器會具有一樣的 100% 功率轉換效率。

然而實際上電晶體在導通時會存在有導通電阻 R_{on} ，在考慮此電阻的情況下，因為 F 類功率放大器與逆 F 類功率放大器兩者操作時的波形不一樣(F 類為半弦波，逆 F 類為方波)造成電流峰值 $i_{d,peak}$ 及 v_{knee} 不同，如此(4.20)及(4.21)間得到的效率就會產生差異。

在理想的電晶體開關操作下，各種類的開關式放大器皆可以達到理論 100% 的功率轉換效率。然而在考慮到實際情況的操作下，D、E 類放大器具有受到開關切換速度影響顯著的特性，並且在操作時產生的諧波所對應到的阻抗也會對其效率造成改變。相反地，F 類功率放大器則對於開關速度較不敏感，在有限項的諧波條件下也可以有不錯的效率表現，而在這之上，由前述的分析中我們可以看出，逆 F 類功率放大器在所需電流峰值較小的狀況下，具有比傳統 F 類功率放大器更好的效率。



4.3 諧波抑止設計

逆 F 類功率放大器的諧波抑止設計主要著重在滿足放大器的偶次諧振波看出去的負載阻抗為開路，奇次諧振看出去的負載阻抗為短路的特性，本節中我們將先介紹幾種傳統上用來實現諧波抑止的方式，再說明使用複合式左右手傳輸線來達成諧波抑止的好處，最後配合其理論特性及電磁模擬完成設計。

4.3.1 傳統諧波抑止設計[11]

如圖 4.3-1 所示，最常見用來設計高次諧波阻抗調整的方式為使用一個 LC 諧振電路。考量到電路設計的複雜度，大部份的逆 F 類功率放大器僅對 2 次及 3 次諧波進行控制。

使用 LC 諧振電路的方法設計必需使用到較多的電感，而隨著頻率的升高，電晶體本身與電感的寄生效應將會越來越明顯，同時電感和電容也會受到本身自振頻率的限制，除此之外，LC 諧振電路的品質因素(Q factor)也是影響逆 F 型功率放大器效率的一項重要考量。綜合以上幾點，使用 LC 諧振電路的諧波抑止方式，容易在電路的模擬與量測上產生較大的差異。

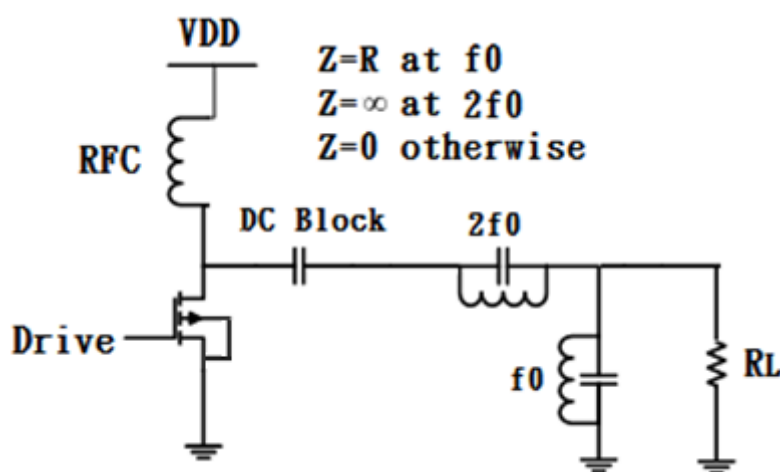


圖 4.3-1 使用 LC tank 組成的逆 F 類功率放大器[11]。

另一個常見的方法是利用四分之波長阻抗轉換器來達到調整高次諧波阻抗的效果，電路如圖 4.3-2，由四分之波長阻抗轉換器的公式

$$R = \frac{Z_0^2}{R_L} \quad (4.22)$$

其中 Z_0 為傳輸線的特性阻抗，當負載阻抗與特性阻抗相同時，基頻訊號將可以直接看到負載阻抗。對於偶次項的諧波而言，四分之基頻波長的傳輸線將使得其原本看到的開路阻抗再次回到開路，即繞史密斯圖一圈；而奇次項的諧波則經由四分之波長傳輸線將原本看到的開路阻抗轉為短路，滿足一典型的逆 F 型諧波抑止條件。

使用四分之波長阻抗轉換器的方法來設計可以同時滿足各個高階諧波阻抗的需求，達到諧波抑止的效果。然而依照所選定的設計頻率，不管是在 IC 上還是電路板上，四分之波長的傳輸線都會佔去相當的面積，同時較長的走線也意味著有一定程度的損耗。同時，電晶體本身與後方諧振電路的寄生效應、電感、電容本身的自振頻率以及 LC 諧振電路的品質因素等等問題，都會影響逆 F 型功率放大器效率的表現。一般而言，使用四分之波長傳輸線會比大量使用 LC 諧振電路設計上要來得更加簡單，但仍然存在上述種種影響效率的因素。

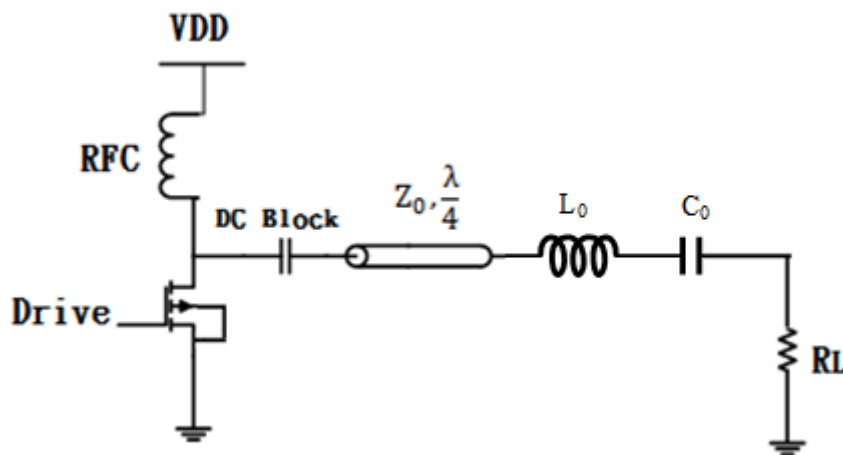


圖 4.3-2 使用四分之波長阻抗轉換線之逆 F 類功率放大器



最後一種常見的方式則是使用傳輸線來取代 L、C 元件，利用傳輸線的開路殘段及短路殘段來對特定項諧波的阻抗進行調整，如圖 4.3-3。

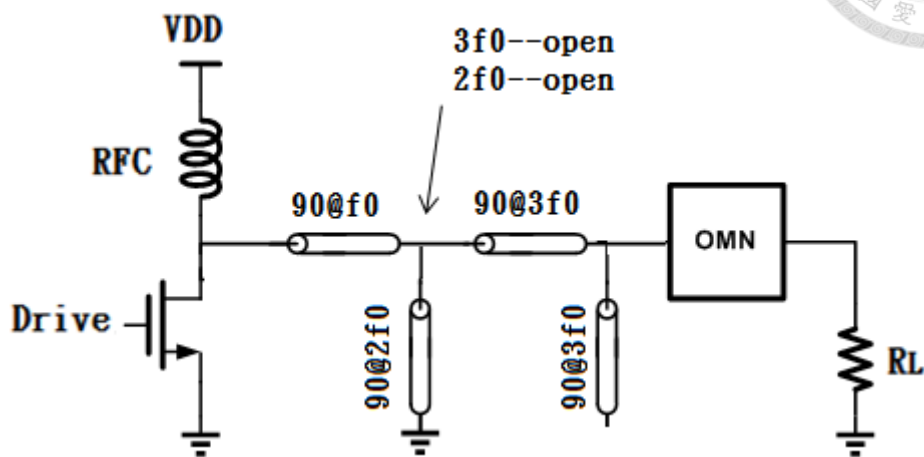


圖 4.3-3 使用傳輸線殘段設計之逆 F 類功率放大器

四分之基頻波長的傳輸線將使得其 2 次諧波看到的開路阻抗再次回到開路；而 3 次的諧波則經由四分之波長傳輸線將原本看到的開路阻抗轉為短路，達到逆 F 型功率放大器的諧波抑止條件。

這樣的做法，免去了電路中的被動元件電感及電容自振頻率的問題，同時諧振電路本身品質因素的要求也可以被避免掉，但因為一組傳輸線僅能對單一的諧波項進行阻抗調整，因此考量到電路設計的複雜度，大部份還是只對 2 次及 3 次諧波進行控制。

除此之外，四分之波長阻抗轉換器的存在，還有針對 2 次諧波與 3 次諧波阻抗轉換而加入的 90 度傳輸線，會使得電路需要較大的面積，故這種設計方法在高頻率操作的晶片中較為常見；頻率較低時，由於大量使用的 90 度傳輸線長度將變得非常可觀，受到面積大小的考量，此時大多採取設計在晶片外接電路板的方式來實現。

在下一小段中，我們將介紹使用複合式左右手傳輸線來達成諧波抑止的好處，配合其理論特性得到理想元件模型並進行電磁模擬完成設計。



4.3.2 使用複合式左右手傳輸線實現諧波抑止

我們在 2.1.3 節中提到，複合式左右手傳輸線具有非線性相位斜率的特性，這使得我們能夠控制相位的斜率以及對直流相位進行偏移或補償，而這個對指定頻率進行相位控制的特性，可以被應用在我們設計的逆 F 類功率放大器其諧波抑止阻抗調整上。

在前面我們介紹了幾種常見的諧波抑止方式，但不論是電感及電容自振頻率的問題、四分之一波長阻抗轉換線的尺寸問題或者是受限於所需要的阻抗而使用到的傳輸線數量，每一種方式都有其限制。而複合式左右手傳輸線所具有的特性則可以讓電感及電容在自振頻率前後皆能夠使電路正常工作的效果。另一方面，在相位的調整不受一般線性斜率的限制之下，我們得以決定左右手傳輸線在特定頻率下的相位，這將使得電路的設計複雜度大幅的下降，並且有機會對於更高次項的諧波阻抗進行控制。

使用複合式左右手傳輸線實現逆 F 類功率放大器的 2 次及 3 次諧波抑止，其設計如圖 4.3-4。

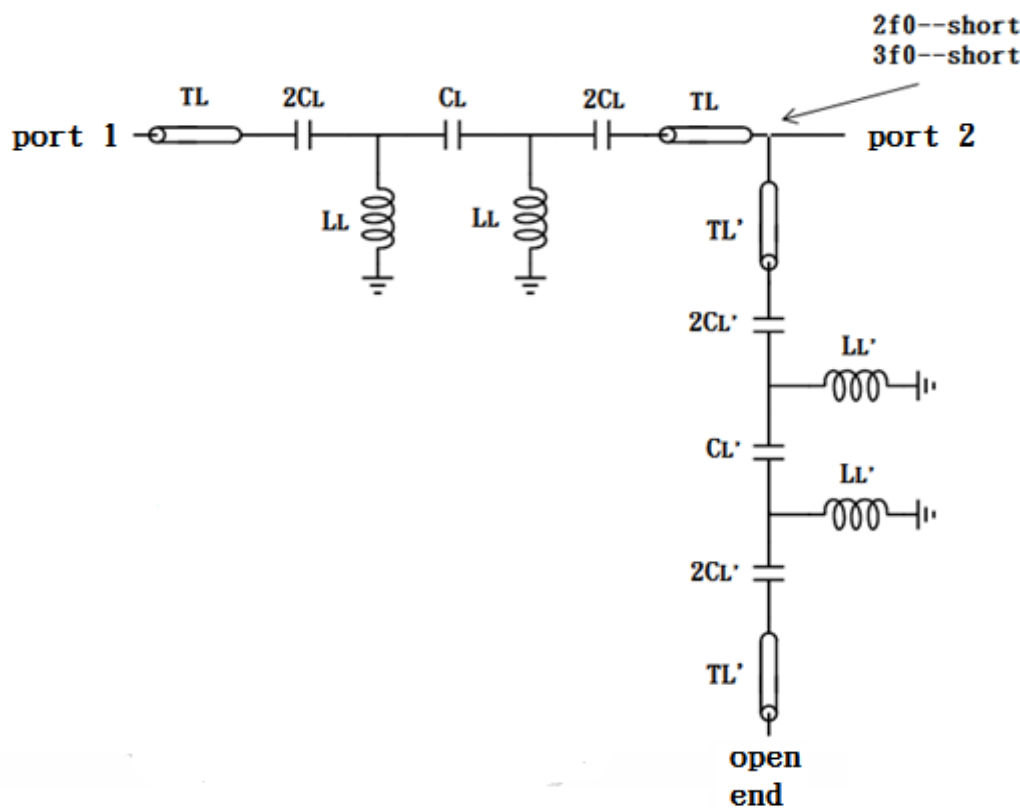


圖 4.3-4 以複合式左右手傳輸線實現的逆 F 類功率放大器諧波阻抗調整電路。



在圖 4.3-4 中，使用了兩條複合式左右手傳輸線來調整 2 次及 3 次諧波看到的阻抗，包含了一條串聯及一條並聯開路的左右手傳輸線，其中右手部份以一般的傳輸線取代右手的電感電容成份，逆 F 類功率放大器在操作上需要滿足偶次諧波為開路；奇次諧波為短路的條件。

由圖 4.3-4 來說明，我們將並聯開路的左右手傳輸線設計在 $2f_0$ 時具有 -90° 的相位；在 $3f_0$ 時具有 -270° 的相位，如此一來 $2f_0$ 在經過 -90° 的相位變化後，阻抗將由原本的開路轉為短路；而 $3f_0$ 經過 -270° 的相位變化後，阻抗也由原本的開路轉為短路，如圖 4.3-4 所標記的位置，這時候 2 次與 3 次諧波看到的皆為短路阻抗。接著我們再設計串聯的左右手傳輸線，使其在 $2f_0$ 時具有 $+90^\circ$ 的相位移；在 $3f_0$ 時具有 $+180^\circ$ 的相位移，因此原先已轉為短路阻抗的 $2f_0$ 訊號經過 $+90^\circ$ 的相位移後再次回到開路阻抗；同時 $3f_0$ 則經過一個 $+180^\circ$ 相位移，保持看到的短路阻抗不變，這樣便可以滿足逆 F 類功率放大器的 2 次諧波開路及 3 次諧波短路阻抗需求。

將上述所得到的結果用表格來表示，如表 4.3-1。

表 4.3-1 理想複合式左右手傳輸線設計相位移

諧波項	CRLH-串聯相位特性	CRLH-並聯開路相位特性
f_0	Short	Open
$2f_0$	$+90^\circ$	-90°
$3f_0$	$+180^\circ$	-270°

在上面的表格中，我們加入了基頻訊號的相位移條件，對於基頻訊號來說，串聯段的左右手傳輸線其通帶必需包含基頻訊號的頻率，並且通帶的損耗越小越好；而並聯開路段的左右手傳輸線，我們則希望它對基頻訊號來說呈現一個開路的阻抗，這樣可以避免基頻訊號流入並聯開路段的左右手傳輸線中，造成額外的訊號損失。



4.3.3 複合式左右手傳輸線設計

利用前面介紹的左右手傳輸線特性及運算，我們可以得到所需要的左右手傳輸線其理想元件值，計算流程如下圖 4.3-5:

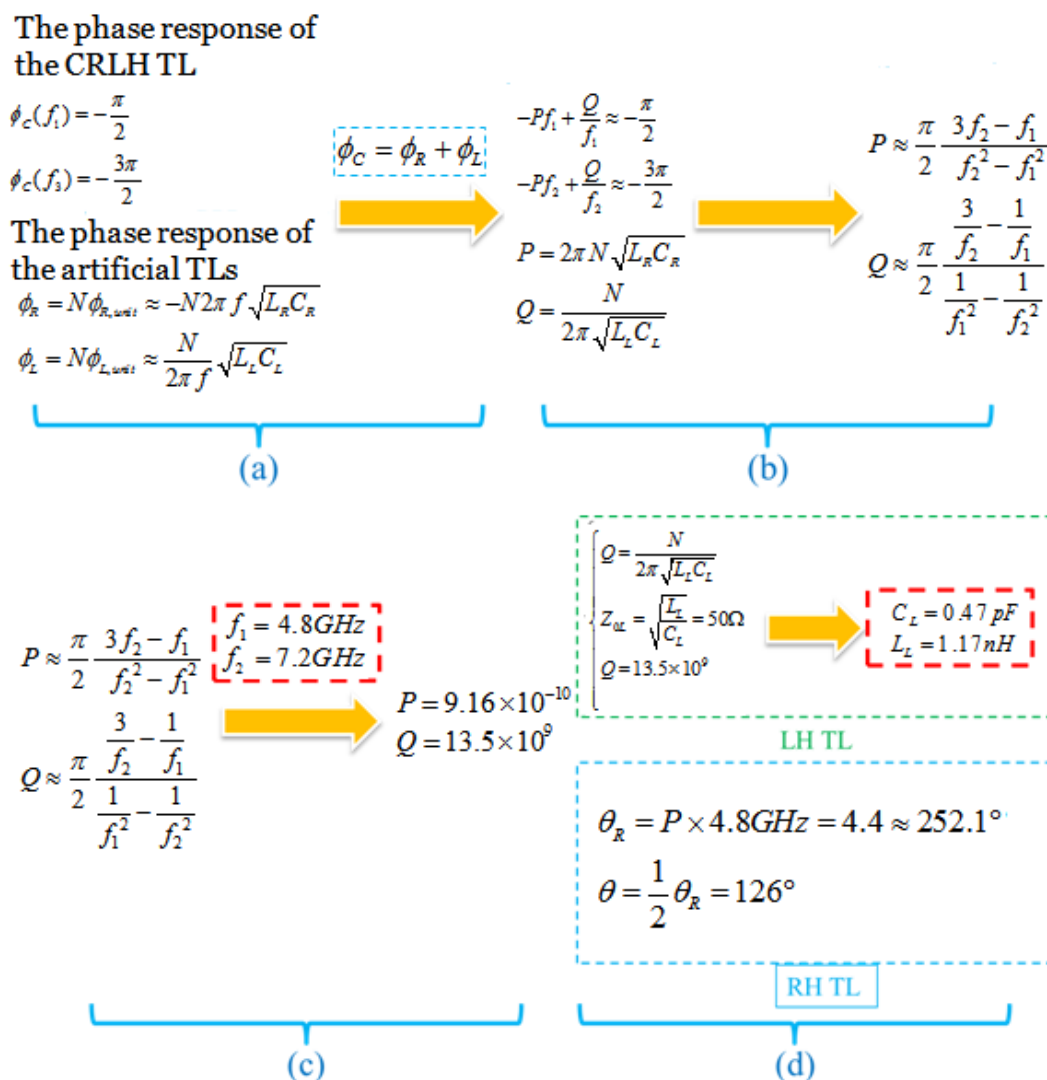


圖 4.3-5 CRLH-TL 的等效模型的理想元件參數計算流程。

依照上面的計算，可以算出左右手傳輸線等效模型的理想元件參數，我們以 $N=2$, $f_0=2.4\text{GHz}$, CRLH-並聯開路為例，結合左手與右手的相位響應表示式以及相位響應等於左手與右手的相位響應總和的條件如圖 4.3-5(a)，解聯立方程式並得出特性參數 P 與 Q 的表示式如圖 4.3-5(b)。將目標傳輸的頻率 f_1 與 f_2 數值代入 P 與 Q 計算如圖 4.3-5(c)，最後藉由特性組抗計算代表左手傳輸線的電容與電感值，再藉由傳輸頻率可以計算右手傳輸線的相位延遲如圖 4.3-5(d)。

由圖 4.3-5 的設計流程，當 $f_0=2.4\text{GHz}$ 時，可以分別算出串聯 CRLH 與並聯開路 CRLH 等效模型的理想元件值，經 ADS 模擬調整後，整理如表 4.3-2，串聯複合式左右手傳輸線的模擬如圖 4.3-6，並聯開路段左右手傳輸線模擬如圖 4.3-7。

表 4.3-2 理想元件電路參數

N=2	L_L	C_L	θ
CRLH-串聯	3.51 nH	1.41 pF	72.3°
CRLH-並聯開路	1.15 nH	0.59 pF	122.9°

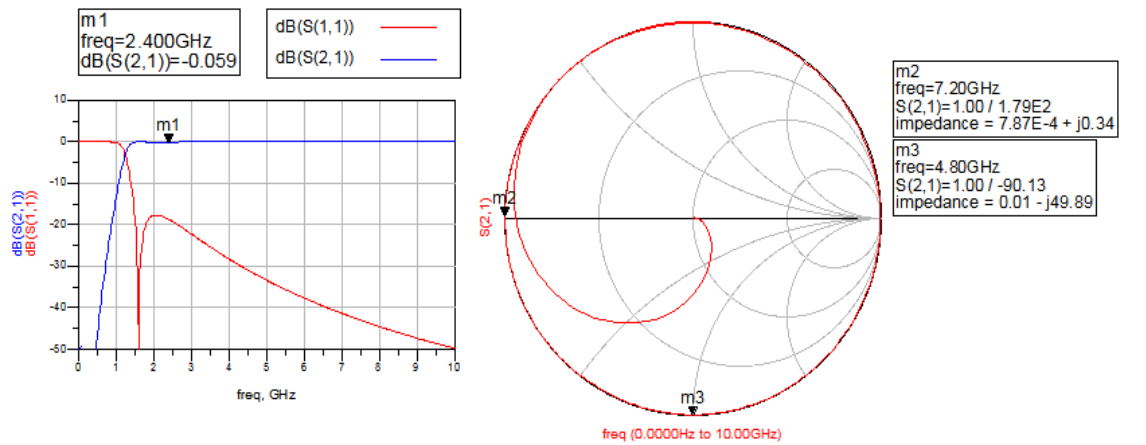


圖 4.3-6 串聯段理想左右手傳輸線模擬。

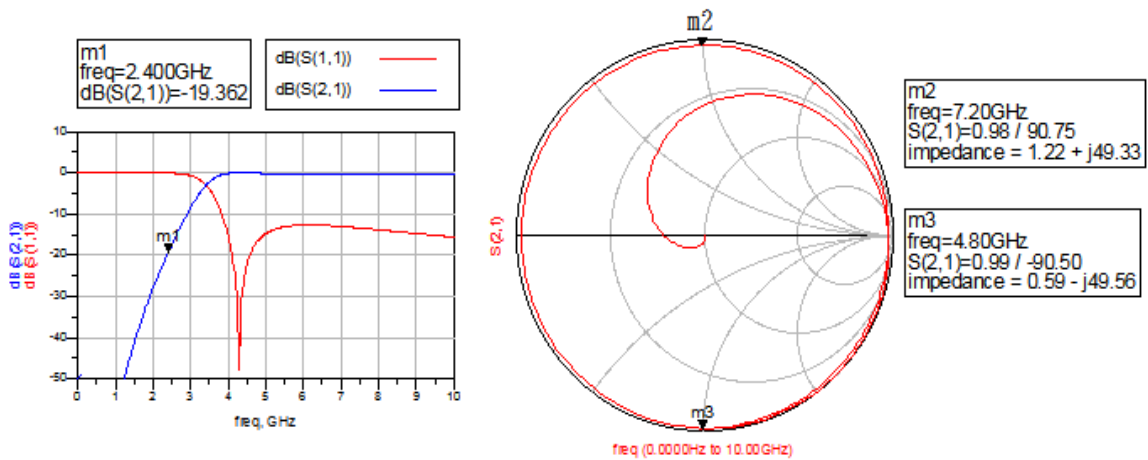


圖 4.3-7 並聯開路段理想左右手傳輸線模擬。

在圖 4.3-6 和圖 4.3-7 中可看出其 S_{21} 、 S_{11} ，是呈一個理想的匹配狀態，而對並聯開路段左右手傳輸線而言，其通帶並沒有包含 2.4GHz 基頻訊號，這意味著基頻訊號並不容易通過，可以避免基頻訊號流入並聯開路段的左右手傳輸線中，造成額外的訊號損失。

在電磁模擬上，我們使用的是環德電子公司(Advanced Ceramic X Corp., ACXC)提供的標準製程低溫共燒陶瓷，共有 17 層金屬及 16 層介質供使用者設計電路，每層介質厚度為 52 μm ，低頻時 ϵ_r 為 7.5，損耗正切為 0.005，使用金屬為厚度 13 μm 的銀(Ag)，最小線寬線距為 100 μm ，將這些參數代入實現串聯段和並聯段的左右手傳輸線，並進行電磁模擬，完成後的左右手諧波抑止電路模型與模擬結果如圖 4.3-8 及圖 4.3-9。

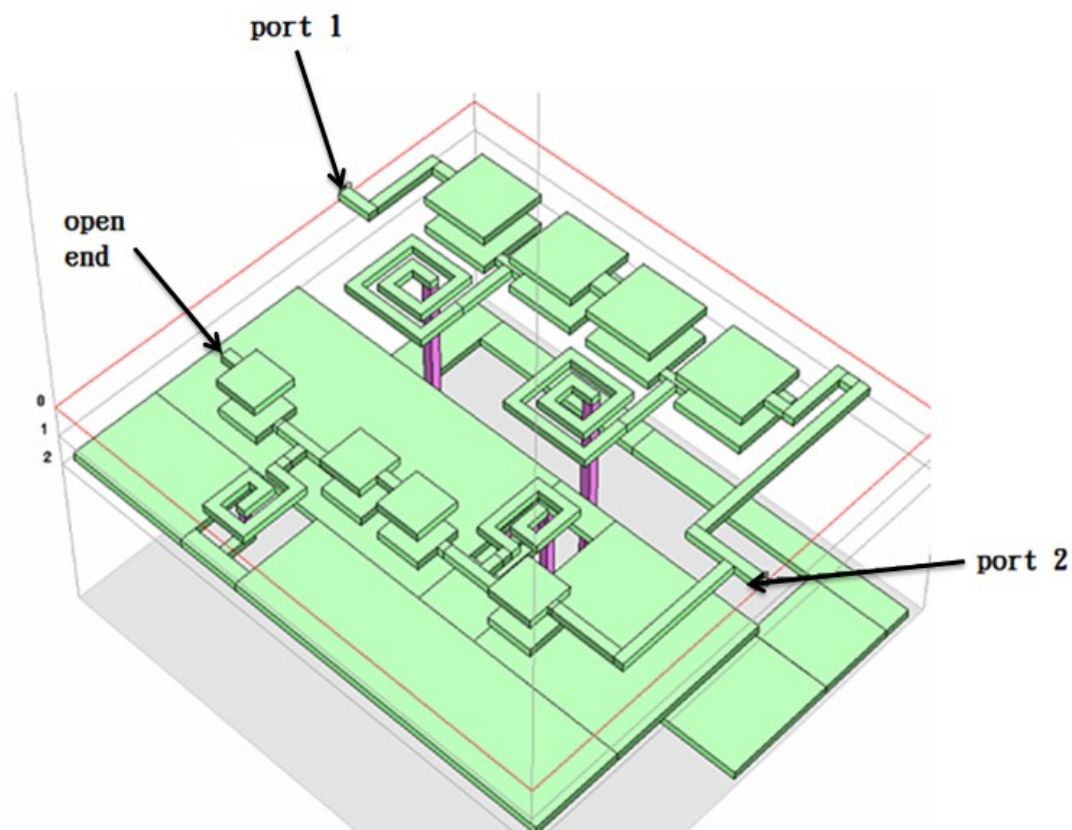


圖 4.3-8 左右手諧波抑止電路佈局圖。

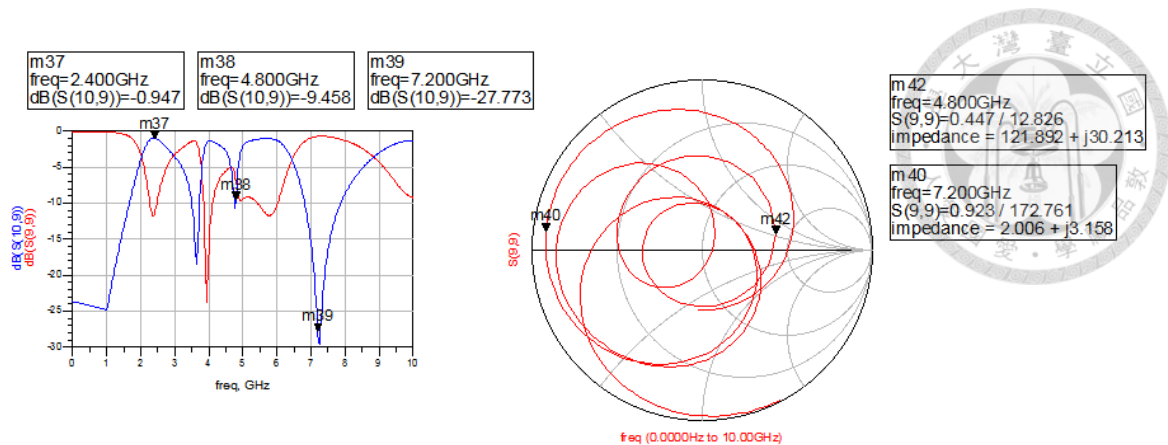


圖 4.3-9 左右手傳輸線諧波抑止設計電磁模擬結果。

由圖 4.3-9，S 參數結果可以看出，基頻訊號 $f_0=2.4\text{GHz}$ 的損耗約為 0.95dB ，在 2 次及 3 次諧波處都可以發現有抑止的現象，在 2 次諧波 $f_0=4.8\text{GHz}$ 的部份 S_{21} 為 -9.5dB ，3 次諧波 $f_0=7.2\text{GHz}$ 的部份 S_{21} 為 -27.77dB ，而二次諧波的抑止較差的現象反映在史密斯圖上，可以發現 4.8GHz 的訊號阻抗點往史密斯圖中心靠，並不是很好的呈現開路的效果，而造成這樣的原因是由於串聯段的左右手傳輸線為了滿足理想的相位需求，在設計時進行了阻抗上的調整，造成了在二次諧波頻率附近的損耗較大的結果。

4.3.4 雙頻複合式左右手傳輸線諧波抑止設計

為了能解決這樣的問題，我們引入 2.2 節所提到的雙頻複合式左右手傳輸線，在左右手傳輸線的設計上，雙頻複合式左右手傳輸線將右手傳輸線在單位元件中多了 L_m 、 C_m 兩組變數可供調整，並且透過對兩個頻帶的左手截止頻率(cut-off frequency)及右手截止頻率的控制，我們可以合成出一組在二次諧波及三次諧波具有良好抑止效果的雙頻左右手傳輸線。

在設計概念上，我們採取跟 4.3.2 節類似的方法，並將其中的左右手傳輸線替換成雙頻設計的左右手傳輸線，同樣以滿足二次諧振波看出去的負載阻抗為開路，三次諧振看出去的負載阻抗為短路來進行相位的調整及設計，其電路圖及電路模型如圖 4.3-10。

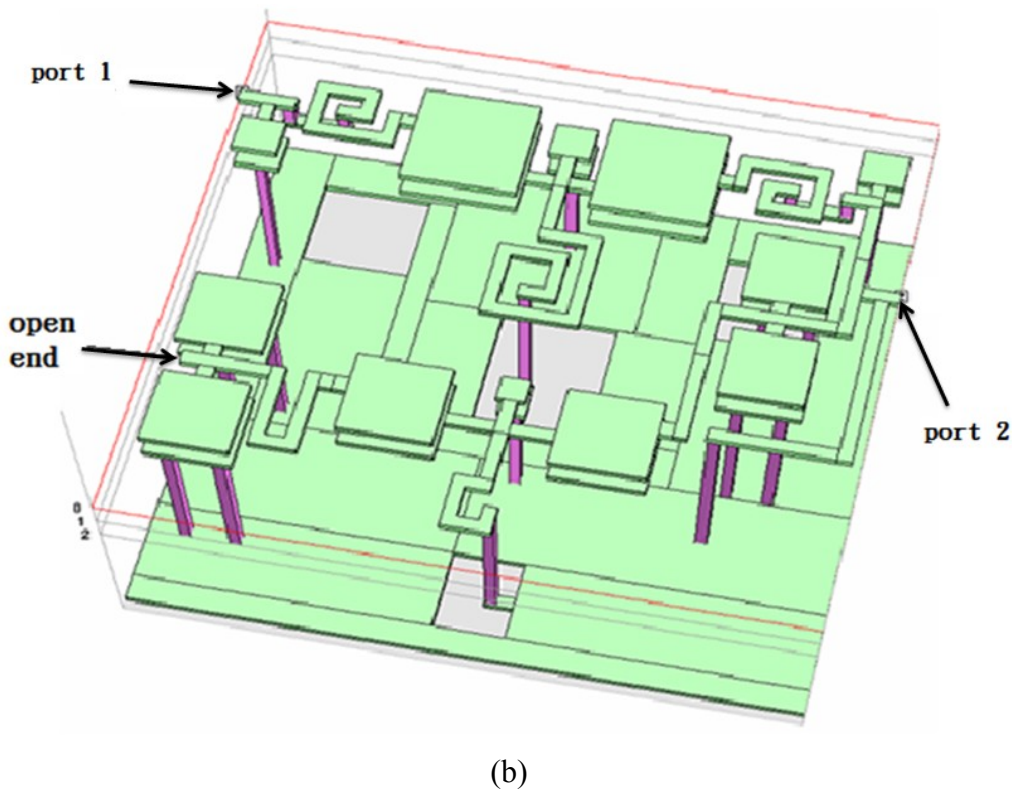
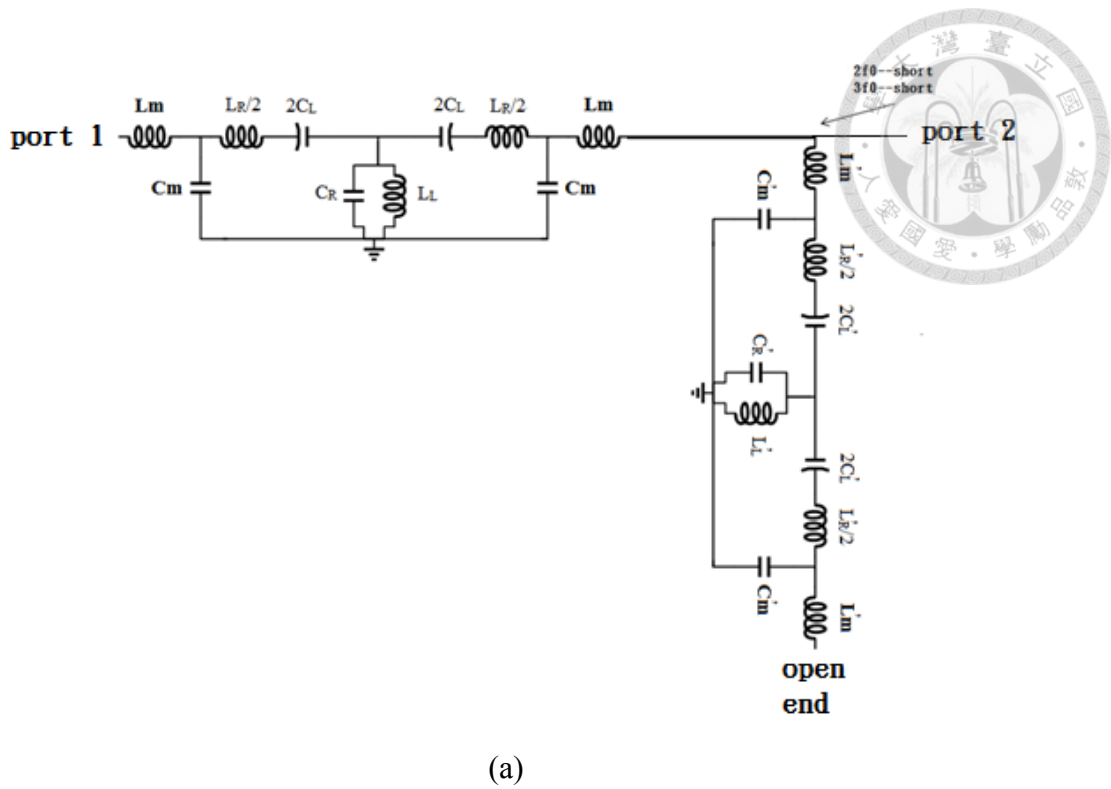


圖 4.3-10 以雙頻複合式左右手傳輸線實現的逆 F 類功率放大器(a)諧波阻抗調整電路及(b)電路佈局圖。

在圖 4.3-10(b)中，我們在輸出端加入了一條短路殘段來調整基頻訊號所看到的阻抗，其各元件參數如表 4.3-3 而完成電磁模擬後的結果如圖 4.3-11。

表 4.3-3 雙頻左右手傳輸線理想元件電路參數

元件參數	CRLH-串聯	CRLH-並聯開路
L_L	2.31 nH	0.78 nH
C_R	1.06 pF	0.29 pF
L_R	2.53 nH	1.59 nH
C_L	1.39 pF	0.77 pF
L_m	0.01 nH	0.19 nH
C_m	0.46 pF	3.17 pF

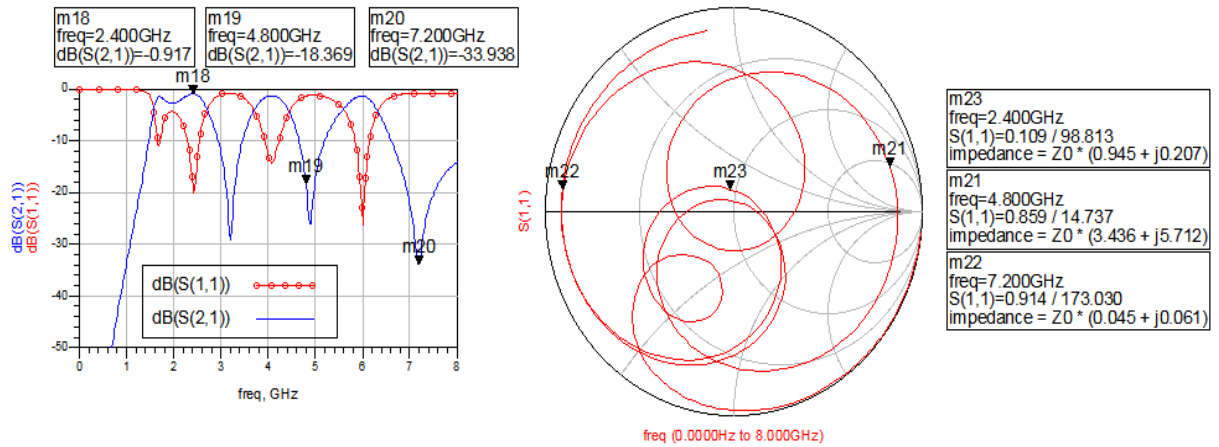


圖 4.3-11 雙頻左右手傳輸線諧波抑止設計電磁模擬結果。

由圖 4.3-11 的 S 參數結果可以看出，基頻訊號 $f_0=2.4\text{GHz}$ 的損耗約為 0.92dB，擁有略優於一般複合式左右手傳輸線的耗，基頻阻抗位置接中史密斯圖中心，可以匹配到輸出的 50Ω 負載。在 2 次諧波 $f_0=4.8\text{GHz}$ 的部份 S_{21} 為 -19.36dB；3 次諧波 $f_0=7.2\text{GHz}$ 的部份 S_{21} 為 -33.93dB，兩個諧波皆有不錯的抑止效果，而比起傳統的複合式左右手傳輸線，二次諧波的抑止較差的現象已經獲得了相當程度的改善，4.8GHz 的訊號阻抗點靠近史密斯圖邊緣，呈現良好的開路效果。

另外由

$$loss = (1 - |S_{11}|^2 - |S_{21}|^2) \times 100\% \quad (4.23)$$

我們可以分析得到雙頻左右手傳輸線的匹配網路損失如圖 4.3-12。

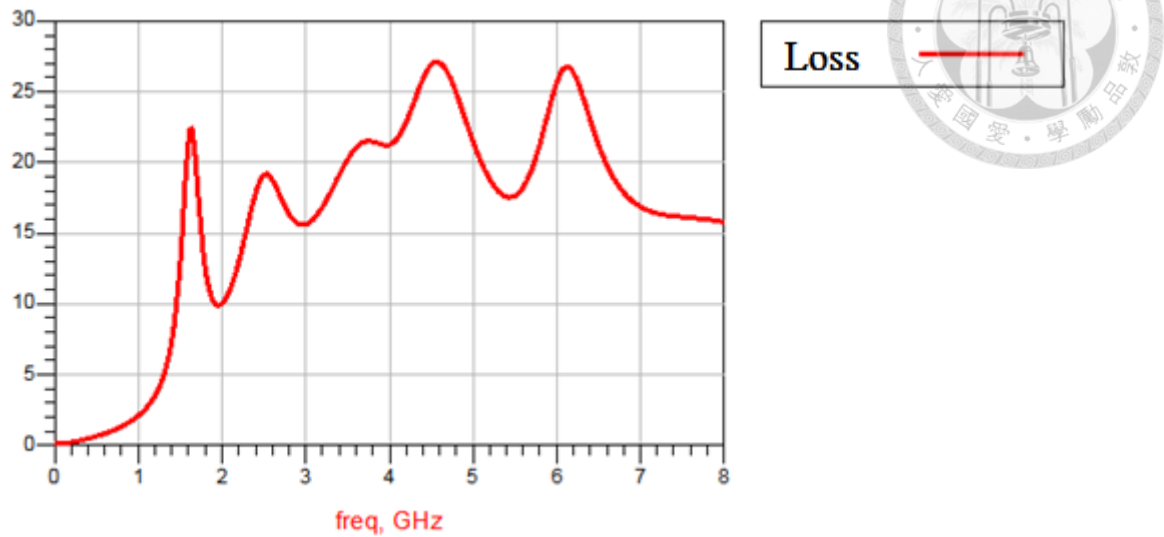


圖 4.3-12 雙頻左右手傳輸線的輸出匹配網路損失。

4.4 單位放大器設計

在主動電路設計的部份，我們選擇 TSMC $0.18\mu\text{m}$ 製程來實現欲搭載左右手傳輸線諧波抑止之主動電路，整個功率放大器的工作頻率設定在 2.4GHz，此電路設計目的，主要是為了達到高效率的設計，而作為功率放大器，其輸出功率也是我們關心的重點，在這樣的前提下，單晶體選取是我們一項重要的考量。一般來說，逆 F 類功率放大器大多操作在深 AB 類或 B 類放大器的偏壓點，圖 4.4-1，為所使用電晶體的 I-V 曲線。我們選擇最高電壓 1.8V，NR=40，VG=0.8V，此時電流約為 16mA，直流消耗功率為 $1.8 \times 16 \cong 28.8$ 毫瓦特。

接著，在上述 $V_{DS}=1.8\text{V}$ 、 $V_G=0.8\text{V}$ 的偏壓下，我們可以針對此偏壓下的電晶體特性，使用 ADS 來做負載拉移模擬，可以得到電晶體可以輸出的最高功率與效率，以及所對應到的輸出和輸入阻抗，如圖 4.4-2，透過負載拉移所得到的結果，我們還可以觀察到此時電晶體的諧波項所在的阻抗位置如圖 4.4-3，並進一步設計匹配網路。

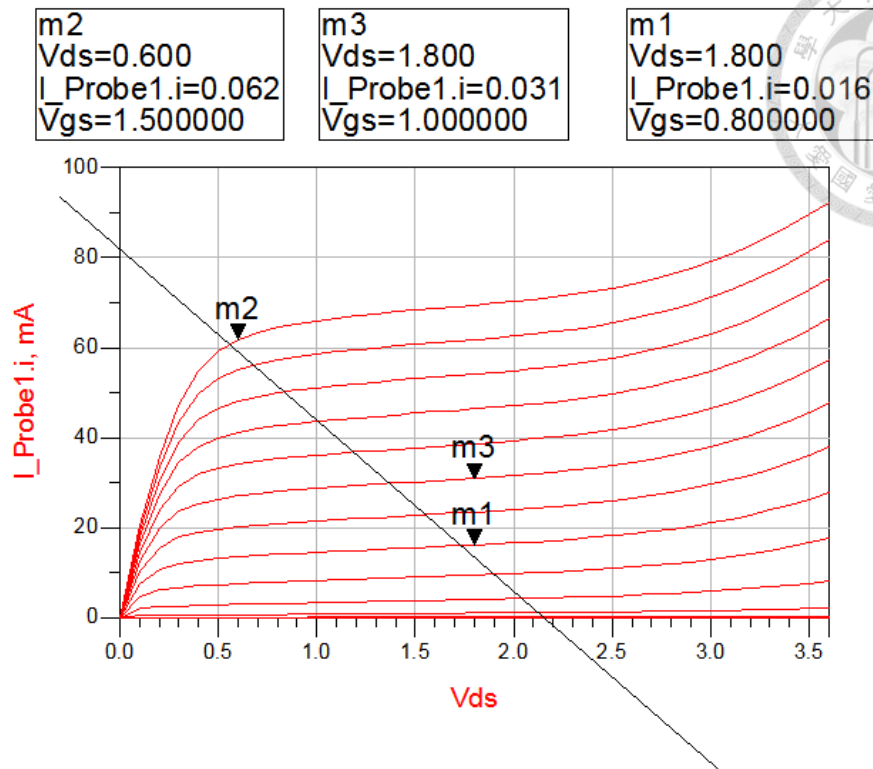
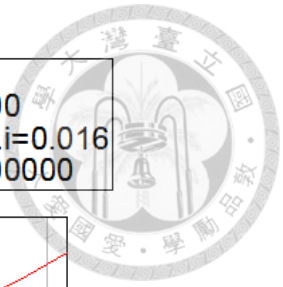


圖 4.4-1 電晶體 I-V 曲線。

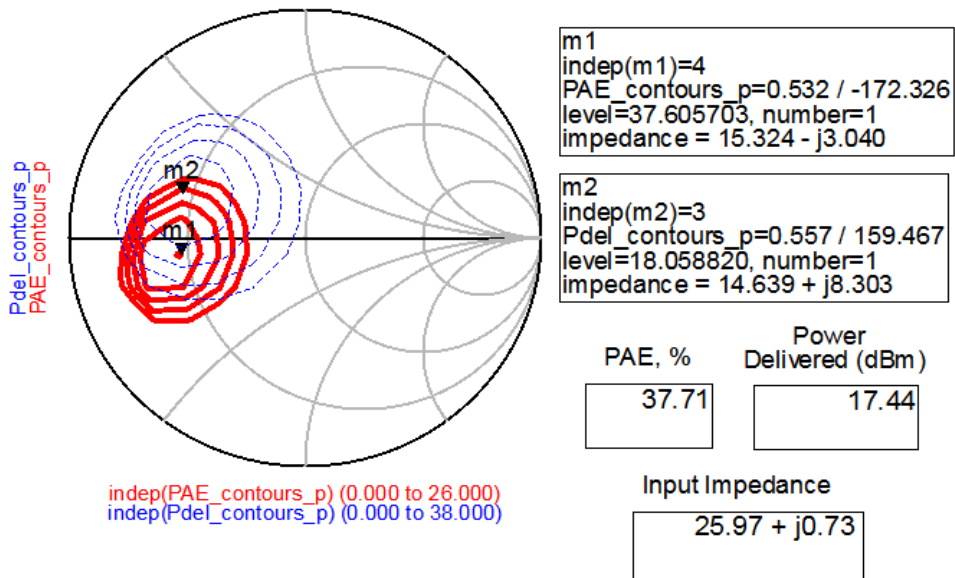


圖 4.4-2 單位放大器在 2.4GHz 之放大器負載拉移模擬結果。

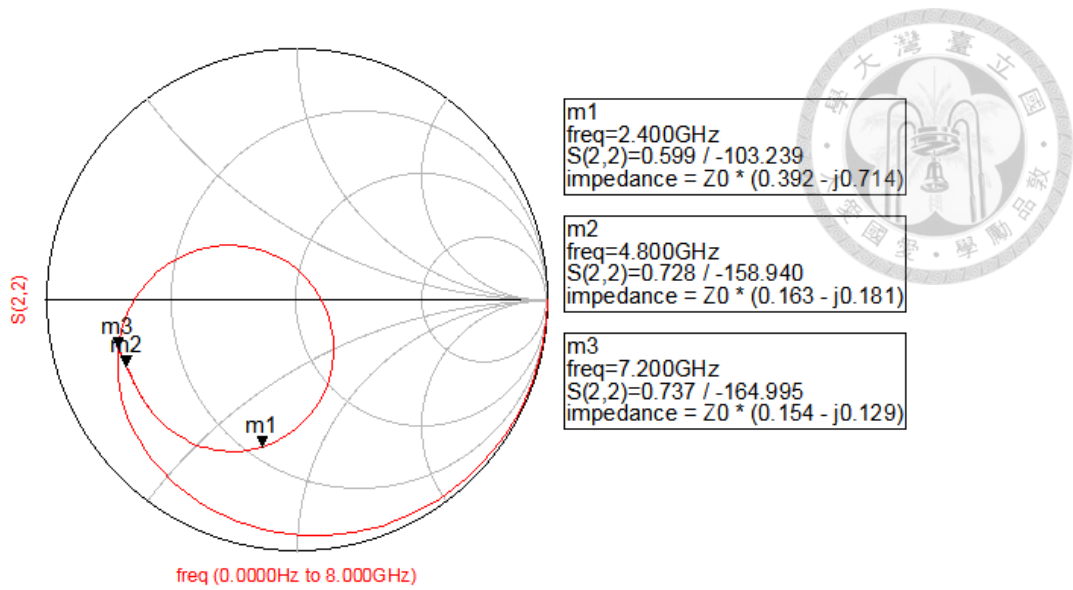


圖 4.4-3 單位放大器輸出端阻抗調整前之各諧波對應阻抗。

圖 4.4-3 為未加入諧波抑止網路時，基次頻訊號及其 2 次項諧波與 3 次項諧波所對應到的阻抗值，我們將透過輸出端的諧波抑止網路將 2 次及 3 次項諧波調整至我們所需要的開路及短路阻抗，並且將最佳功率附加效率的阻抗點在史密斯圖上移至接近 50Ω 處，如此一來可以簡化輸出端的匹配網路，進一步提升整個功率放大器的效率，加入了左右手諧波抑止網路後的負載拉移結果如圖 4.4-4。

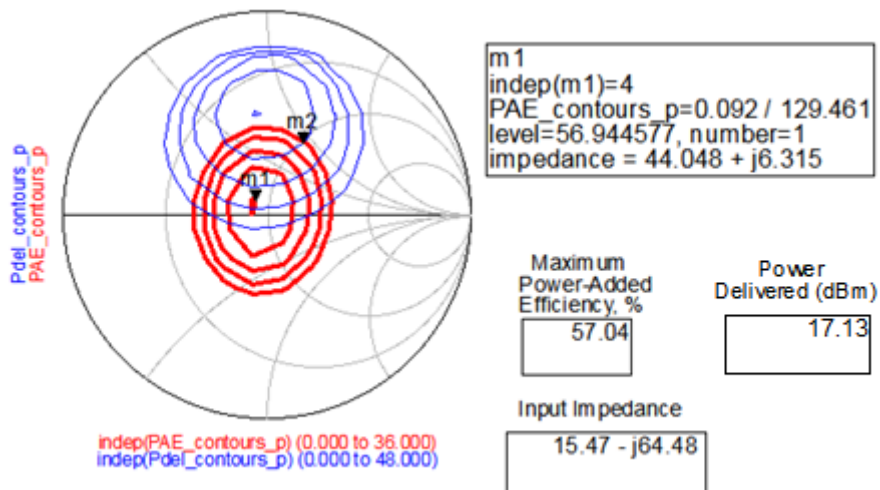


圖 4.4-4 加入諧波抑止網路後在 2.4GHz 之放大器負載拉移模擬結果。

當操作頻率下的輸入和輸出阻抗選取都決定後，就可以開始設計功率放大器的匹配網路。在此運用 0.18μm CMOS 製程中所提供電容和電感的組合，完成輸入阻抗匹配，輸出部份因複合式左右手傳輸線設計，並不需要在晶片中另外增加匹配網路，完成後的單位放大器電路如圖 4.4-5。

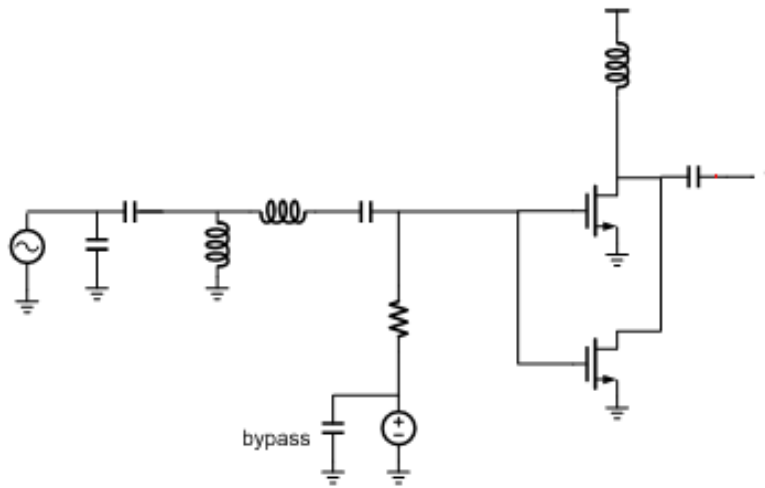


圖 4.4-5 單位放大器架構圖。

完成設計後，我們可以針對放大器的小訊號參數，穩定度以及大訊號的輸入功率對照輸出功率的響應進行確認。

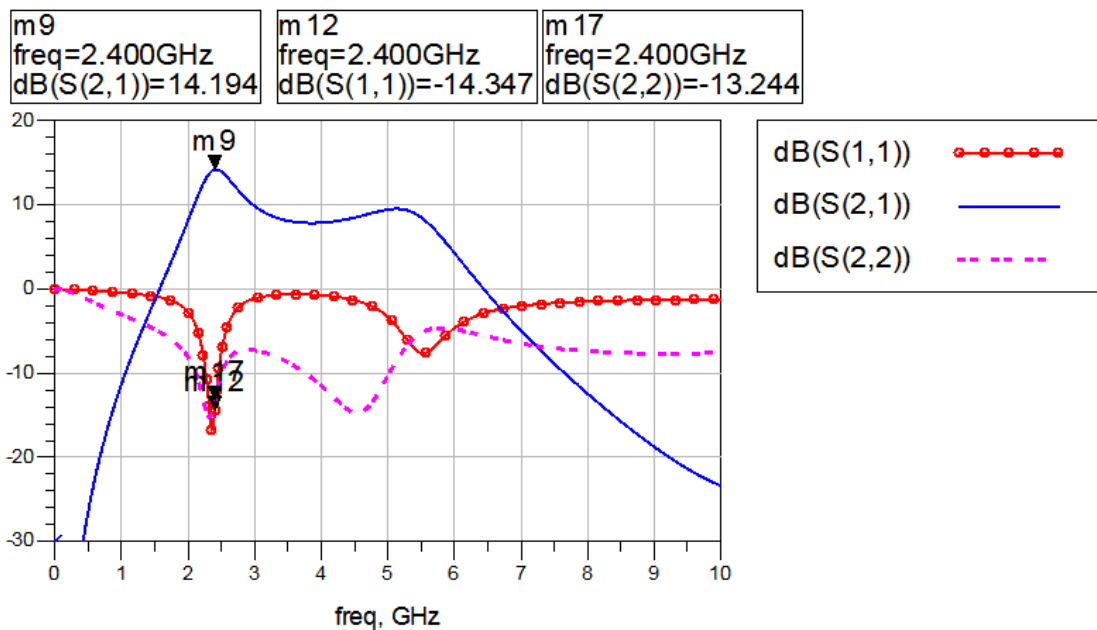


圖 4.4-6 單位放大器小訊號 S 參數模擬。

由圖 4.4-6 可看出在操作頻率上，具有 12.6dB 左右的增益，輸出輸入 S_{11} 、 S_{22} 都具有 -10dB 以上。考量到放大器的穩定性，我們進一步對放大器的 stable factor 確認，如圖 4.4-7。

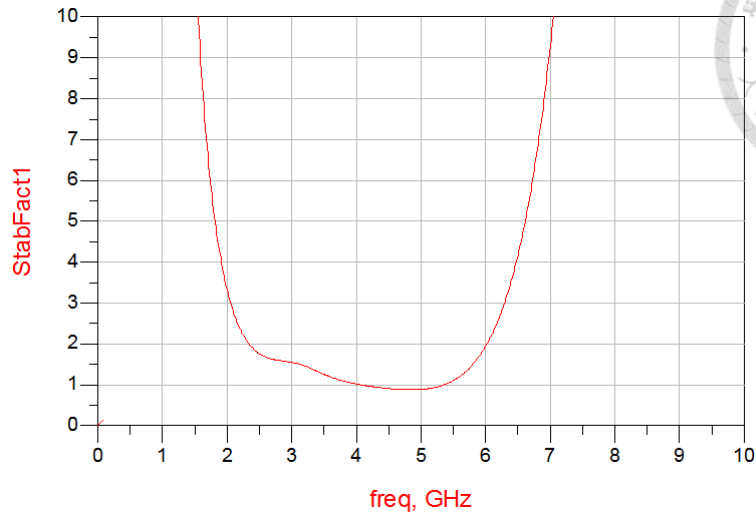
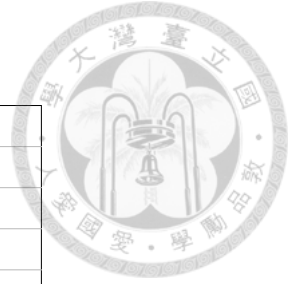


圖 4.4-7 未加入左右手傳輸線前的穩定係數。

在圖 4.4-7 會發現有部份頻段的穩定係數小於 1，但考慮到此設計還未加入輸出端的複合式左右手傳輸線以及部份走線模擬，因此設計上並未對設計的放大器進行調整，大訊號的輸入功率對照輸出功率的響應如圖 4.4-8。

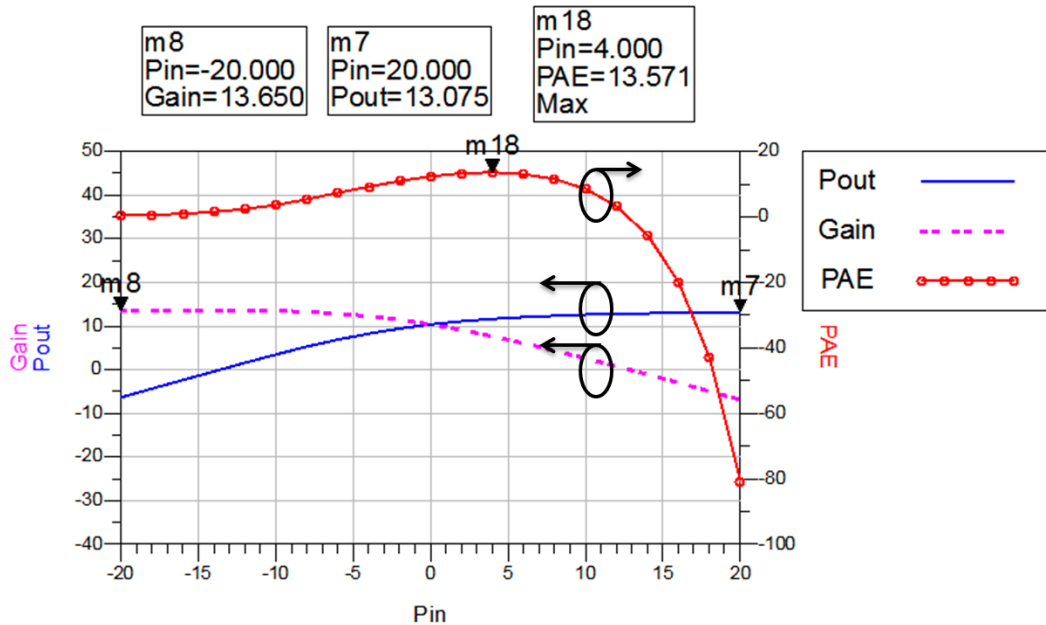


圖 4.4-8 大訊號輸入功率對照增益、輸出功率和功率附加效率。

由上述圖 4.4-6 和圖 4.4-8 對照，大訊號模擬所得到的增益和小訊號模擬的結果接近，效率的部份因為單位放大器尚未加上左右手傳輸線，故圖 4.4-8 的效率與負載拉移的結果有所差異。而單位放大器本身在 P_{in} 為 4dBm 時，有最大 14% 的功率附加效率，在 P_{1dB} 的輸出功率為 7dBm， P_{sat} 為 13dBm。

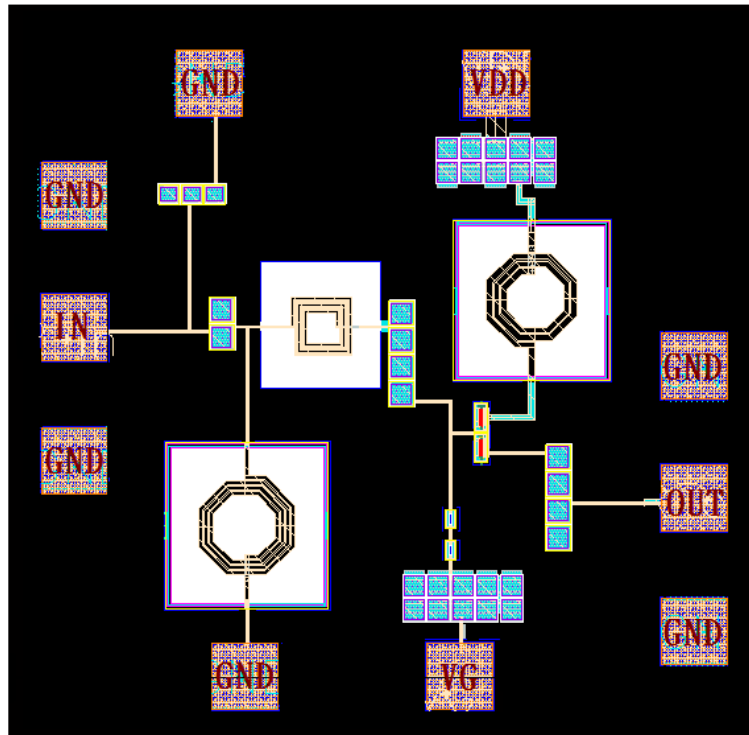


圖 4.4-9 CMOS 單位放大器電路佈局圖。

在先前的部份，我們介紹了一個預備用來搭載 LTCC 被動製程的單位放大器及設計完成後的模擬結果。為了能夠進一步的提升功率放大器的輸出功率以及與 LTCC 製程之間的整合性，我們在相同的概念與設計流程下，對單位放大器的架構進行調整，如圖 4.4-10。

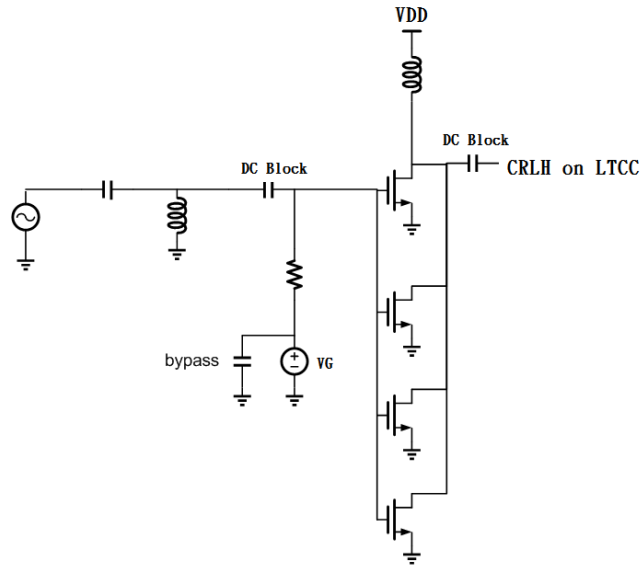


圖 4.4-10 調整後單位放大器架構圖。

在圖 4.4-10 中，我們增加了並接的電晶體數目，並且調整了輸入阻抗匹配網路，而在偏壓網路的部份，我們將電源供應所需的旁路電容移至 LTCC，另外在 LTCC 基板上額外增加了抗流圈(RF choke)。完成設計後，我們針對放大器的小訊號參數如圖 4.4-11 及各項特性的響應進行確認。

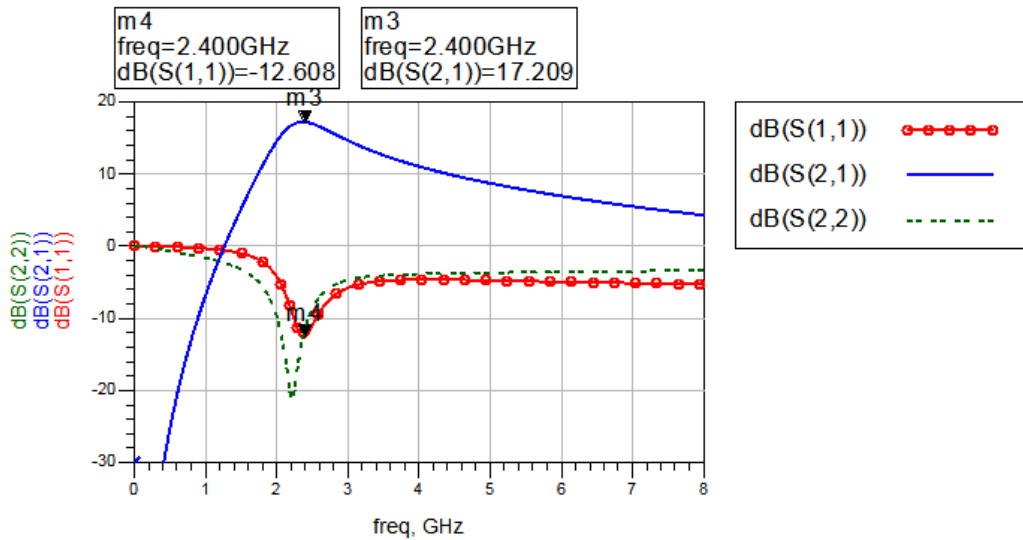


圖 4.4-11 調整後單位放大器小訊號 S 參數模擬。

由圖 4.4-11 可看出在 2.4GHz 的操作頻率上，具有 17dB 左右的增益，輸出輸入 S_{11} 和 S_{22} 都具有 -10dB 以上。我們進一步對放大器的 Stable Factor 確認，如圖 4.4-12。

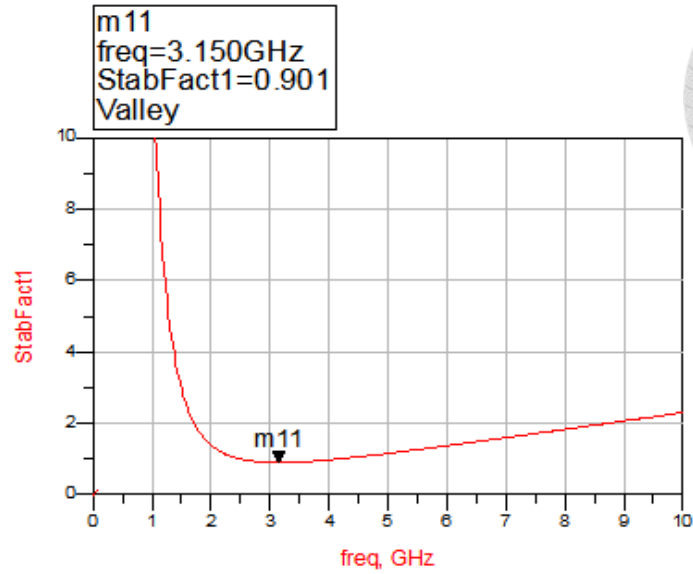


圖 4.4-12 調整後單位放大器未加入左右手傳輸線前的穩定係數。

與先前的單位放大器類似，同樣有部份頻段的穩定係數小於 1，但考慮到此設計還未加入輸出端的複合式左右手傳輸線以及轉接部份的走線模擬，因此設計上並未對設計的放大器進行調整，而大訊號的輸入功率對照輸出功率的響應如圖 4.4-13。

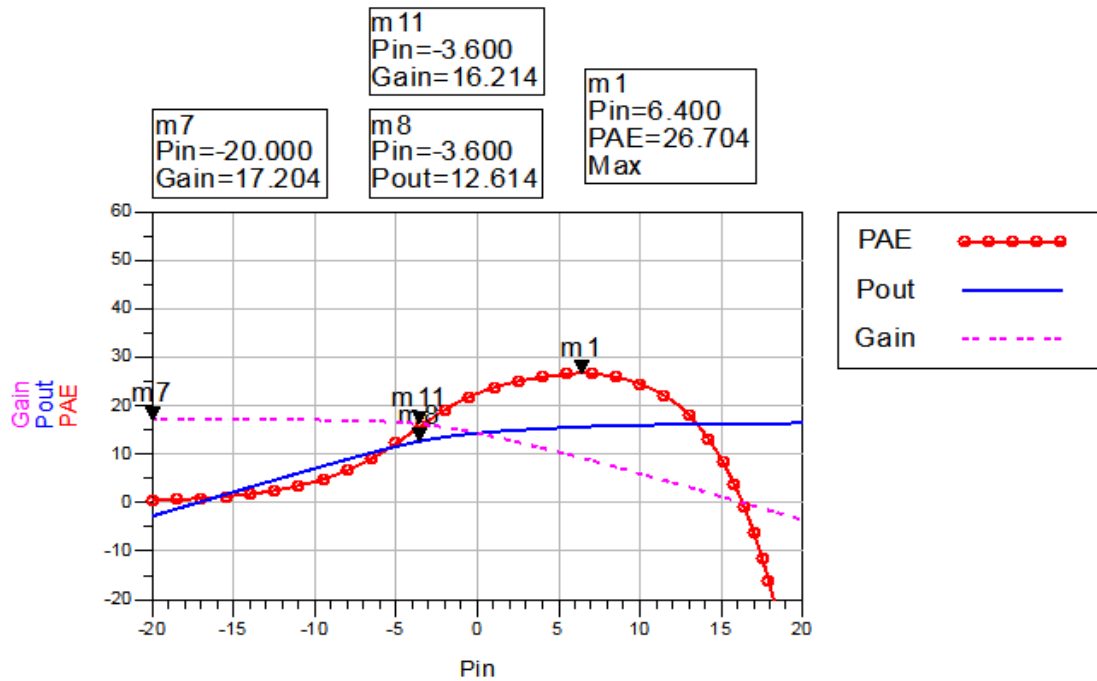


圖 4.4-13 調整後大訊號輸入功率對照增益、輸出功率和功率附加效率。

將圖 4.4-11 和圖 4.4-13 對照，大訊號模擬所得到的增益和小訊號模擬及負載拉移的模擬結果接近，輸入匹配網路的簡化與旁路電路的外移也使得效率的部份有所提升，因為此單位放大器尚未加上左右手傳輸線，故仍與負載拉移的結果有所差異。調整後單位放大器本身在 P_{in} 為 6.4dBm 時，有最大 26% 的功率附加效率，在 P_{1dB} 的輸出功率為 12.6dBm，此時的功率附加效率為 17.9%。線性操作範圍約在 -3dBm 內，因單位放大器本身偏壓點為深 AB 類接近 B 類，因此在線性度上表現較為不理想，完成電路設計後的佈局圖如圖 4.4-14。

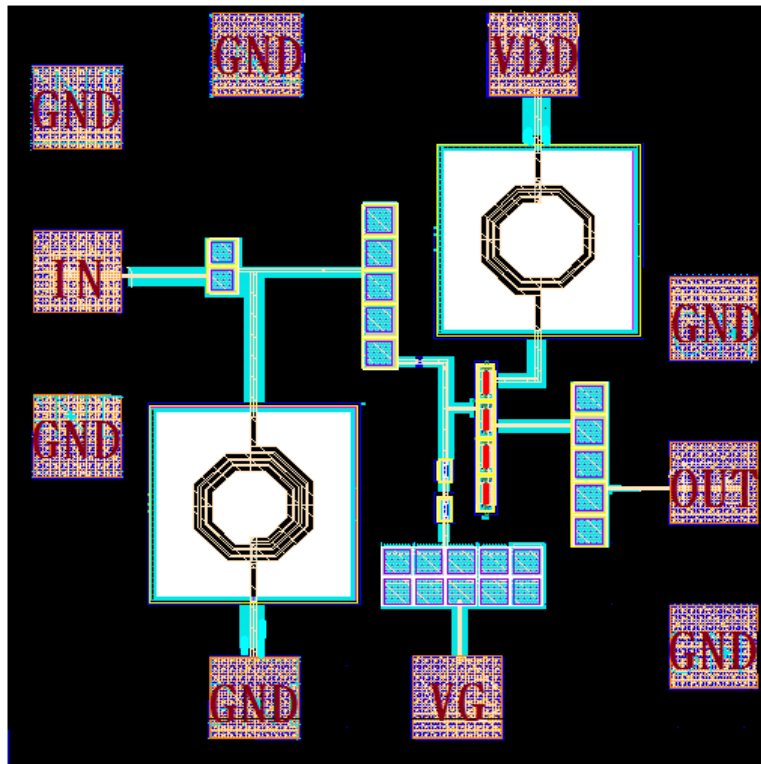


圖 4.4-14 調整後單位放大器電路佈局圖。



4.5 搭載 LTCC 製程之逆 F 類功率放大器

完整的逆 F 類功率放大器設計流程如圖 4.5-1。

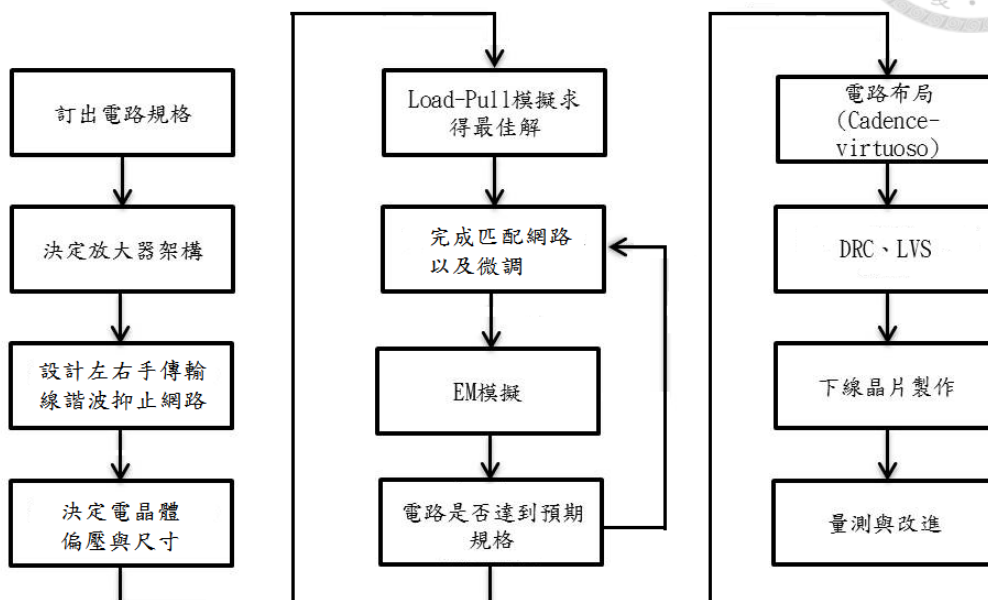


圖 4.5-1 逆 F 類功率放大器設計流程圖。

依照之前設計的電路各部分，包括 4.3 節的諧波抑止設計和 4.4 節的單位功率放大器，可組合成一逆 F 類功率放大器，完整的逆 F 類功率放大器電路如圖 4.5-2。

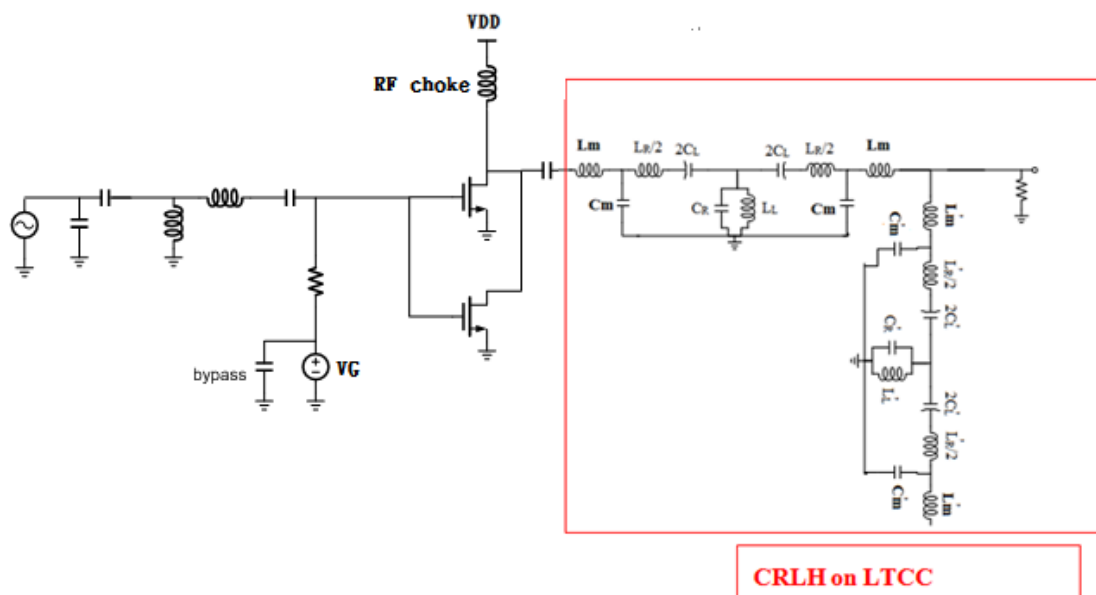


圖 4.5-2 逆 F 類功率放大器電路圖。

組合完成後，搭載 LTCC 之逆 F 類功率放大器的佈局如圖 4.5-3，小訊號分析和穩定度模擬結果如圖 4.5-4，從模擬結果來看組合後的放大器的 S11 最低點偏移了所設計的操作頻率，但在 2.4GHz 仍然可以有 10dB 左右的反射損耗，小訊號增益 S21 為 13.5dB，比設計的單位放大器低，額外的損耗部份是由搭載的複合式左右手傳輸線的損耗造成。整體架構穩定度的部份，多了 LTCC 的損耗後，整個放大器的穩定係數皆 >1 ，滿足無條件穩定。而在大訊號方面的模擬如圖 4.5-5，由上述圖 4.5-4 和圖 4.5-5 對照，我們所設計的逆 F 類功率放大器本身在具有 13.4dB 左右的增益，Pin 為 6.2dBm 時，有最大 45.7% 的功率附加效率，在 P1dB 的輸出功率約為 7dBm，PSAT 約為 15.7dBm。

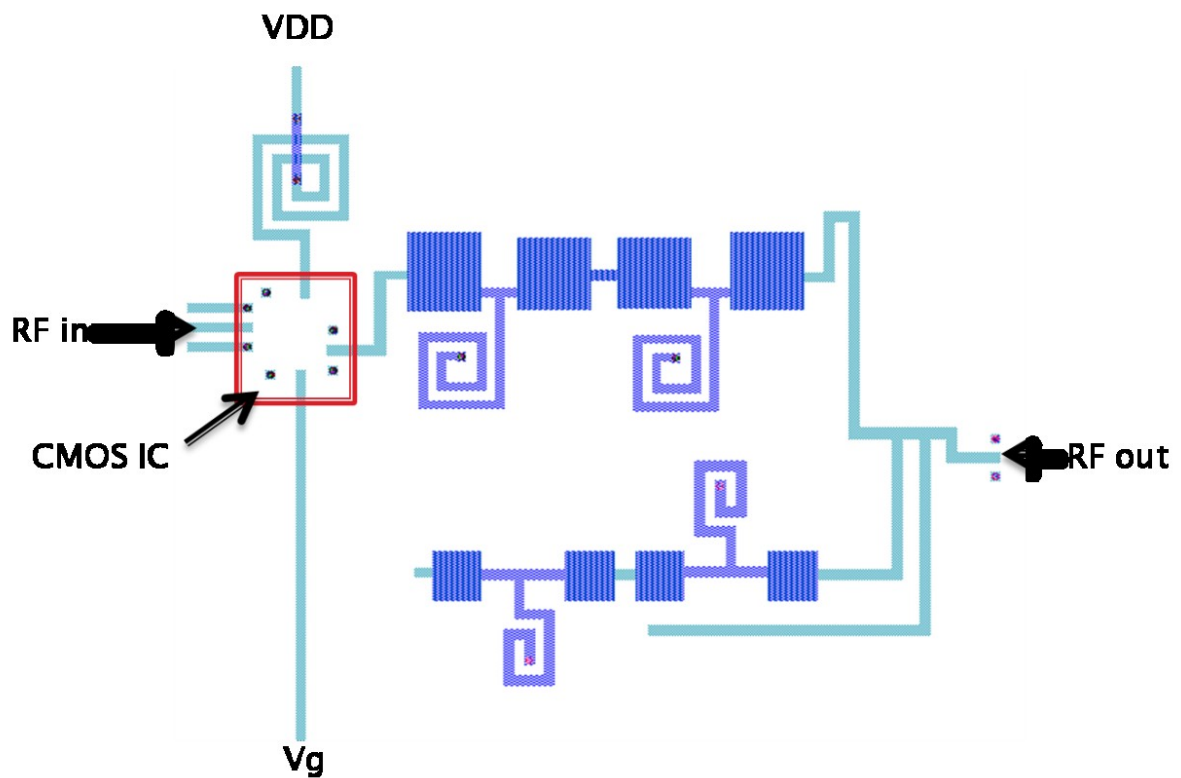
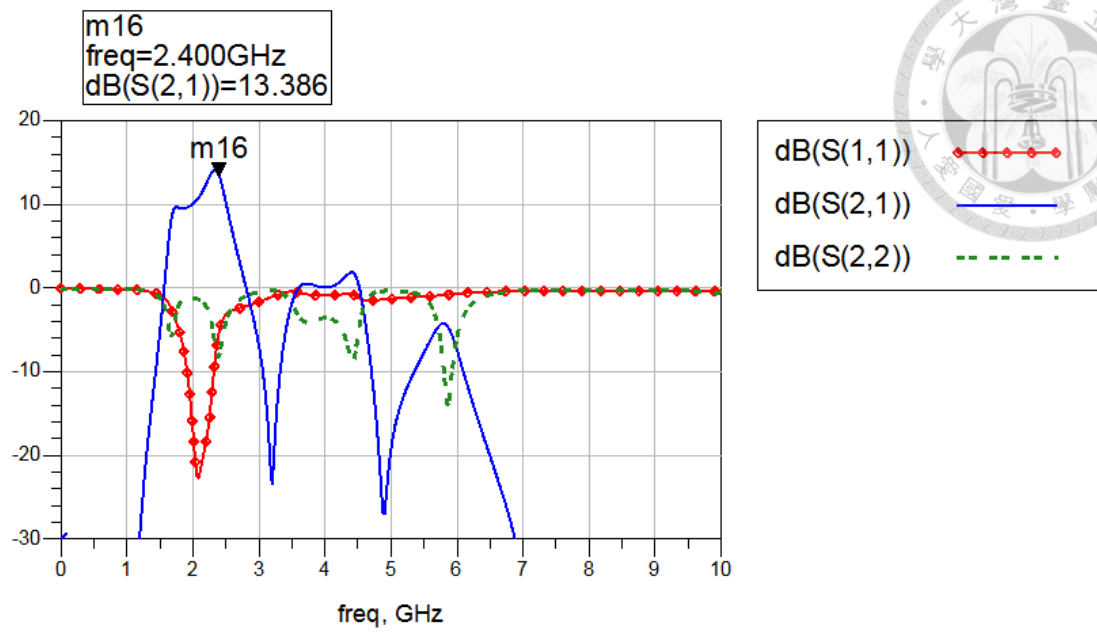
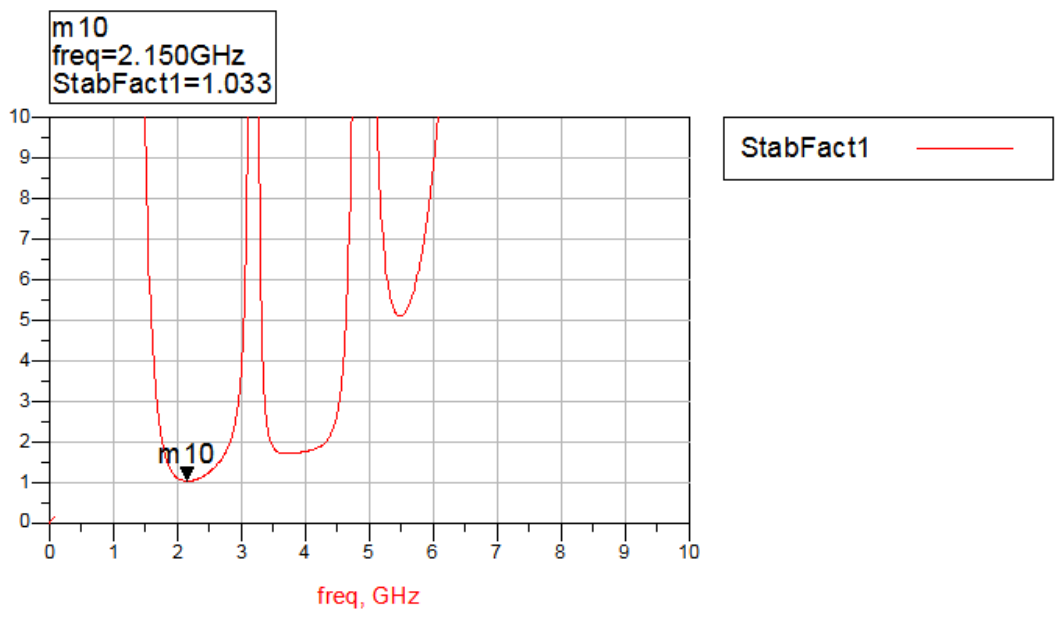


圖 4.5-3 搭載 LTCC 之逆 F 類功率放大器佈局圖。



(a)



(b)

圖 4.5-4 (a)單位放大器小訊號 S 參數及(b)逆 F 類功率放大器穩定係數。

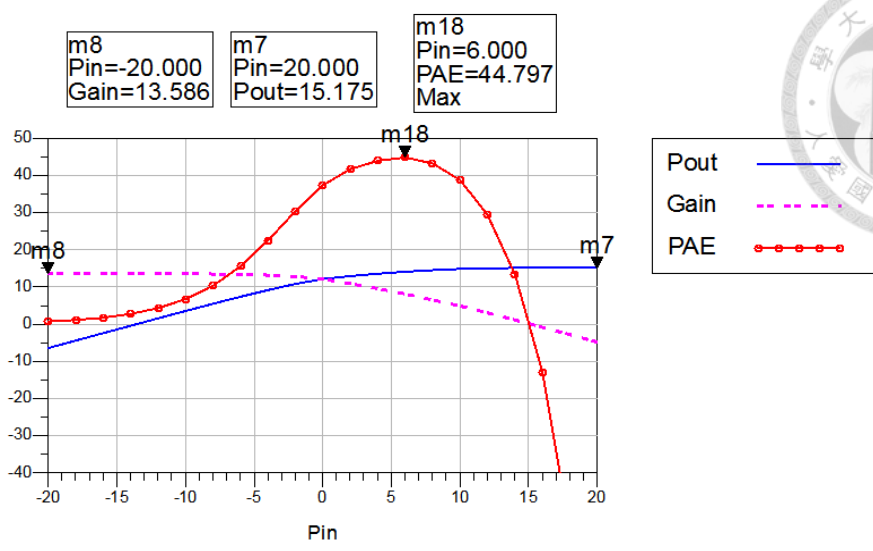
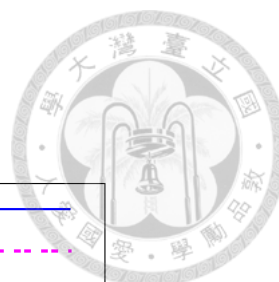


圖 4.5-5 逆 F 類功率放大器大訊號輸入功率對照增益、輸出功率和功率附加效率。

我們將上一節中為了提升了輸出功率及整合性而調整過後的單位放大器，同樣進行與雙頻左右手傳輸線的組裝，在所搭載的 LTCC 部份，由於所使用的雙頻左右手傳輸線的特性，在輸出端會具有複數個通帶，然而多出來的頻段並不是我們所希望的特性，並且我們發現晶片本身的輸入匹配網在非通帶的 S21 損耗並不能很完美地壓制在高輸入功率下的通帶特性，因此利用 LTCC 本身具有的高 Q 值特性額外在 LTCC 的輸入端製做了一個帶通濾波器，用來消除這些非通帶產生的增益，組裝後的電路與加入了帶通濾波器的整體電路的佈局如圖 4.5-6 及圖 4.5-7，並且對其特性進行分析。

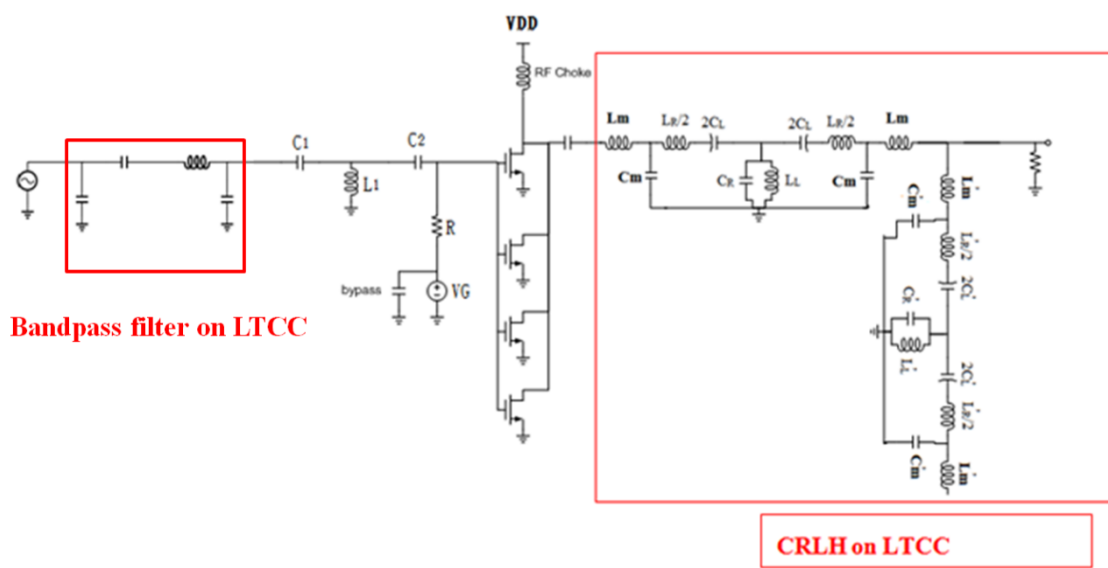


圖 4.5-6 調整後包含帶通濾波器之逆 F 類功率放大器電路圖。

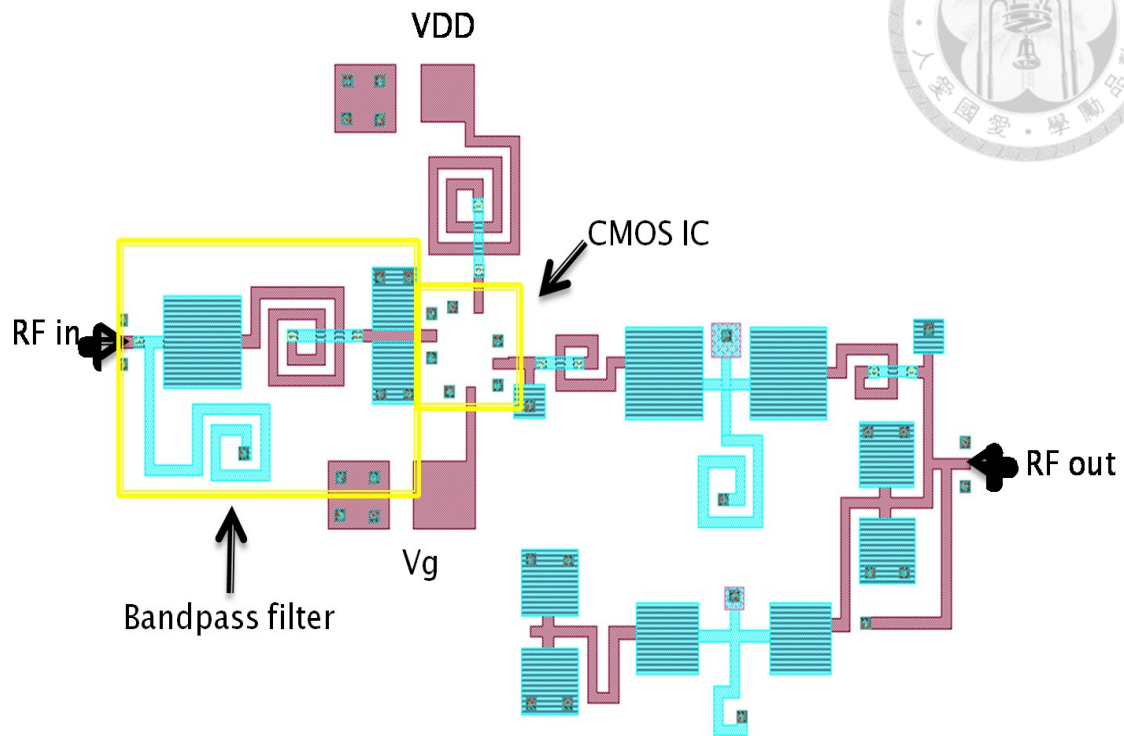
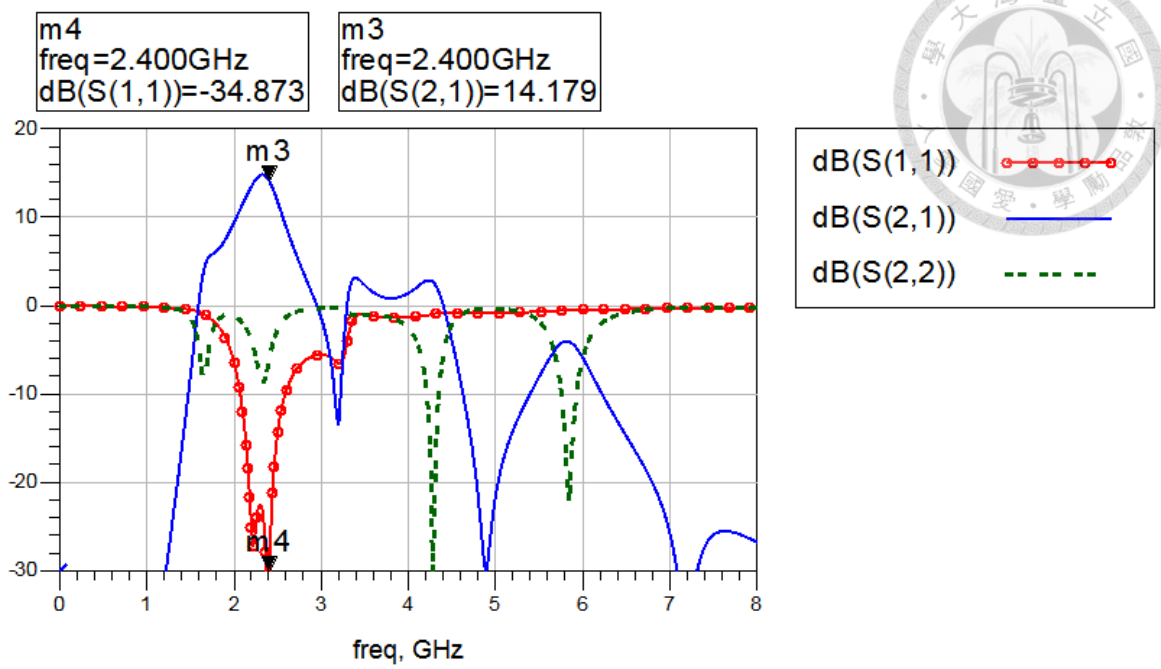


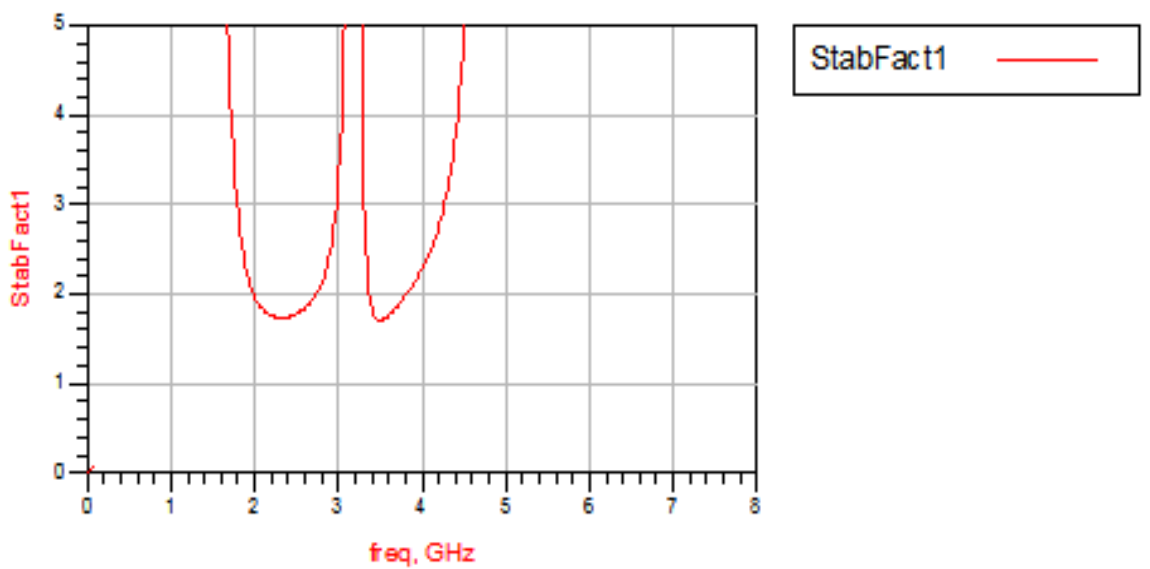
圖 4.5-7 加入了帶通濾波器的逆 F 類功率放大器電路的佈局圖。

組裝完成後，逆 F 類功率放大器的小訊號分析、穩定度及大訊號模擬結果如圖 4.5-8 與圖 4.5-9，其中圖 4.5-8(a)為電路的小訊號 S 參數，從模擬結果來看放大器的 S11 可以達到-20dB 以下，擁有良好的輸入匹配，小訊號增益 S21 為 14dB，比模擬設計的單位放大器低，額外的損耗部份是由搭載的複合式左右手傳輸線及晶片佈局中走線和覆晶轉接的損耗造成。整體架構穩定度的部份如圖 4.5-8(b)，在加了左右手傳輸線及 LTCC 走線的損耗後，整個放大器的穩定係數皆>1，滿足無條件穩定。

由圖 4.5-8、圖 4.5-9 及圖 4.5-10 對照，我們所設計的逆 F 類功率放大器本身具有 14.2dB 左右的增益，在大訊號 P_{in} 為 6.8dBm 時，有最大 52.5%的功率附加效率，在 P_{1dB} 的輸出功率約為 14dBm， P_{SAT} 約為 16dBm。



(a)



(b)

圖 4.5-8 使用調整後單位放大器組裝之(a)小訊號 S 參數及(b)逆 F 類功率放大器穩定係數。

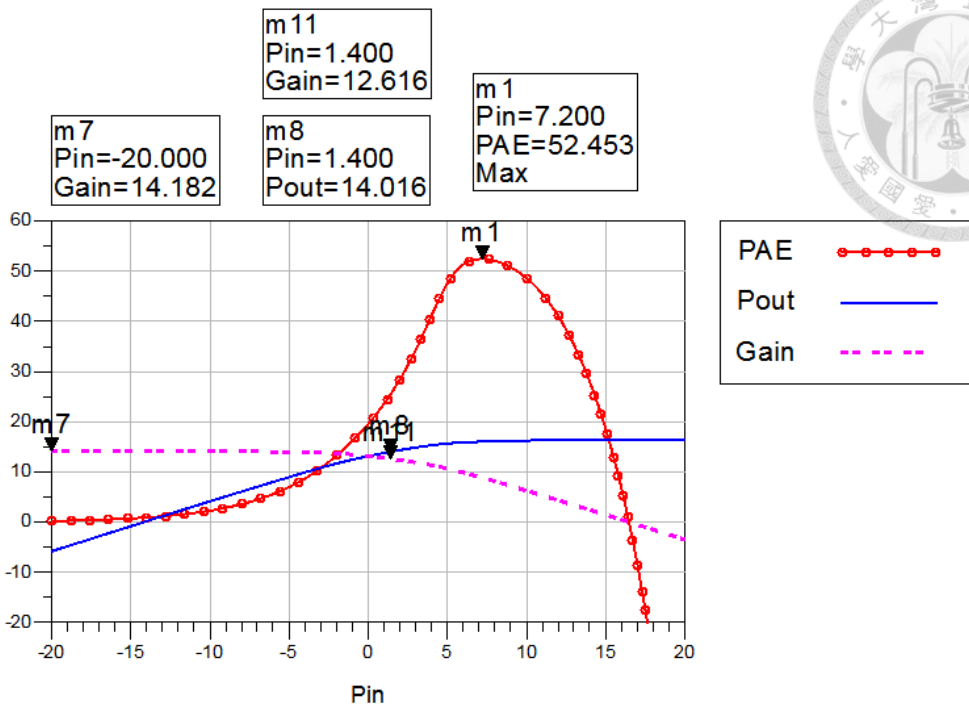


圖 4.5-9 逆 F 類功率放大器大訊號輸入功率對照增益、輸出功率和功率附加效率。

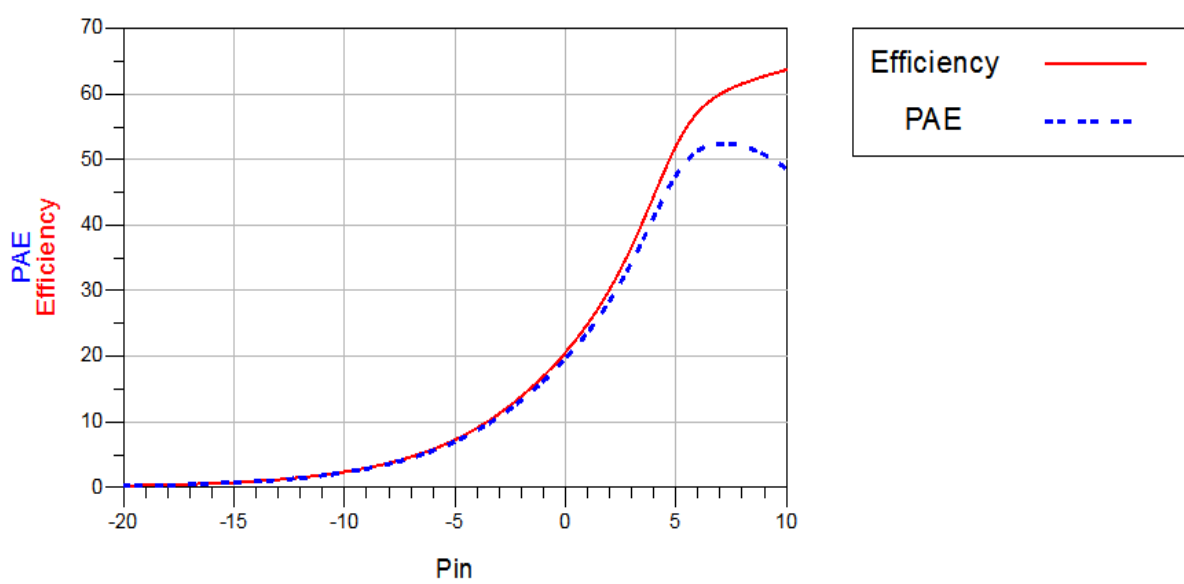


圖 4.5-10 逆 F 類功率放大器大訊號輸入功率對照效率和功率附加效率。

為了進一步確認我們所設計的逆 F 放大器工作狀態，我們將接上左右手傳輸線後的電晶體汲極端電壓與電流波形取出進行分析，圖 4.5-11 為輸入小訊號時電晶體汲極端的輸出波形，此時電晶體本身維持在一個線性操作的狀態下，並不會出現的非線性效應所帶來的影響，故波形呈現完整的弦波。圖 4.5-12 為電晶體在輸入為大訊號下的電壓與電流波形，可以發現電壓波呈現為一半弦波波形，而理論上，其電流波型應為一個類似開關般的方波，但如圖 4.5-12 中所示，電流波峰出現類似分叉的現象，使得電流與電壓波形間重疊面積增加，造成此一現象的原因是由於電晶體本身的寄生輸出電容與導通電阻，會使得電晶體在開關時產生額外的路徑，影響了原本放大器的工作情形[14]，另外波峰分叉的情況也與我們調整的諧波項數多寡有關，我們將圖 4.5-12 的時域圖形進行傅立葉轉換可以得到其在頻域中的組成如圖 4.5-13。

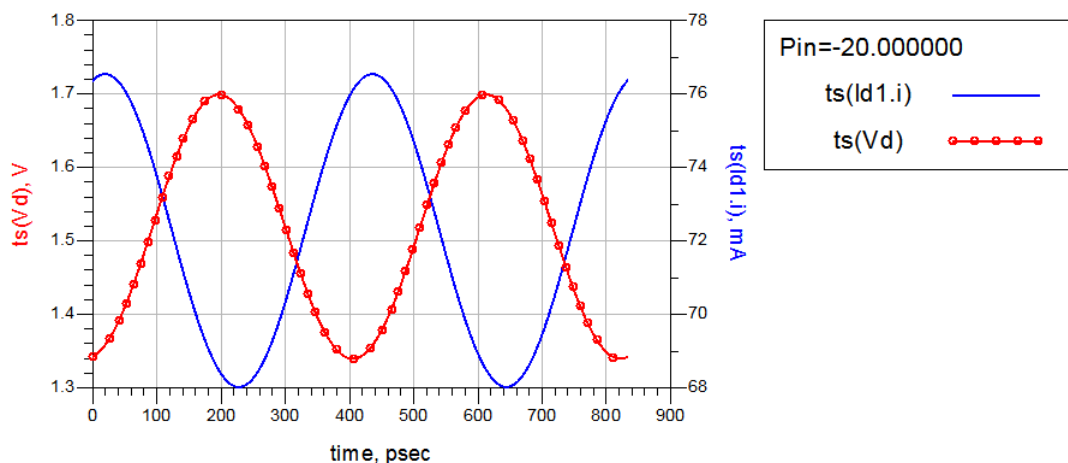


圖 4.5-11 逆 F 類功率放大器汲極端在小訊號輸入下之輸出波形。

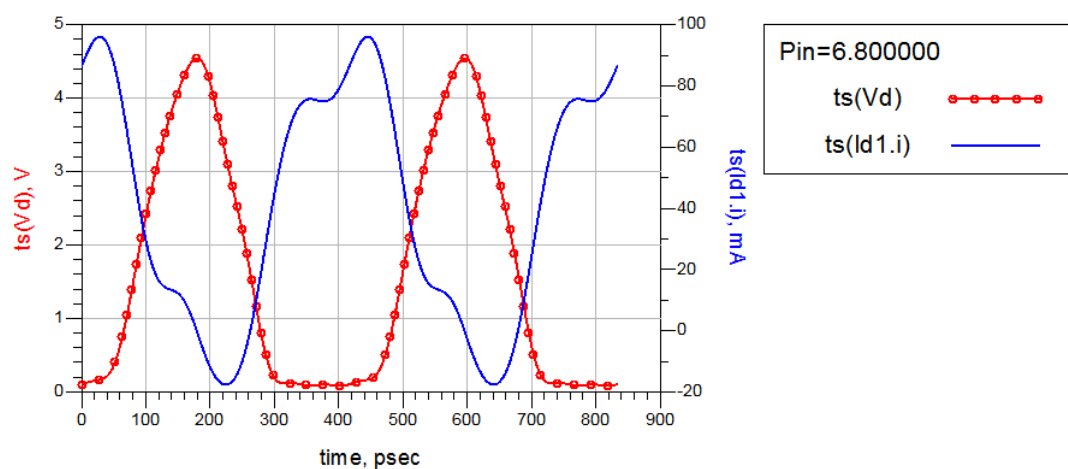


圖 4.5-12 逆 F 類功率放大器汲極端在大訊號輸入下之輸出波形。

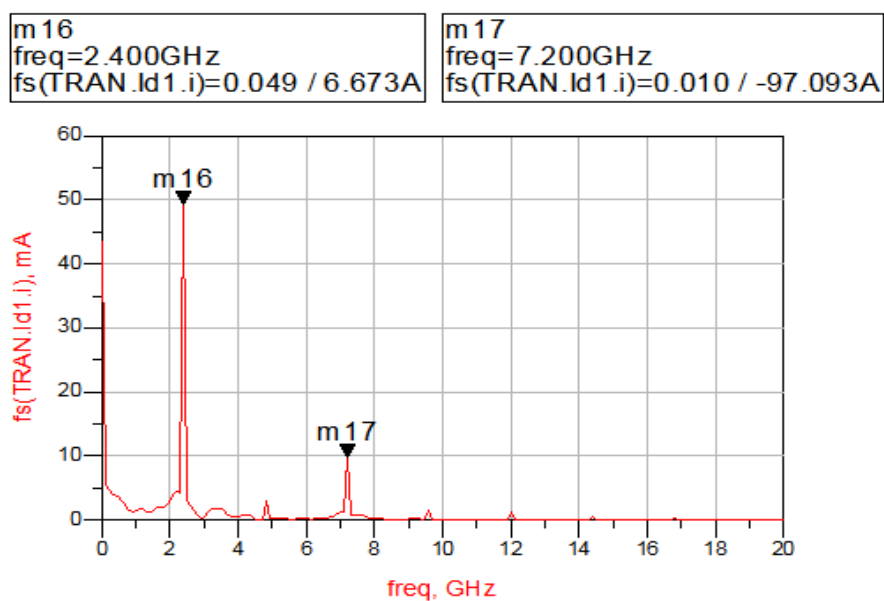
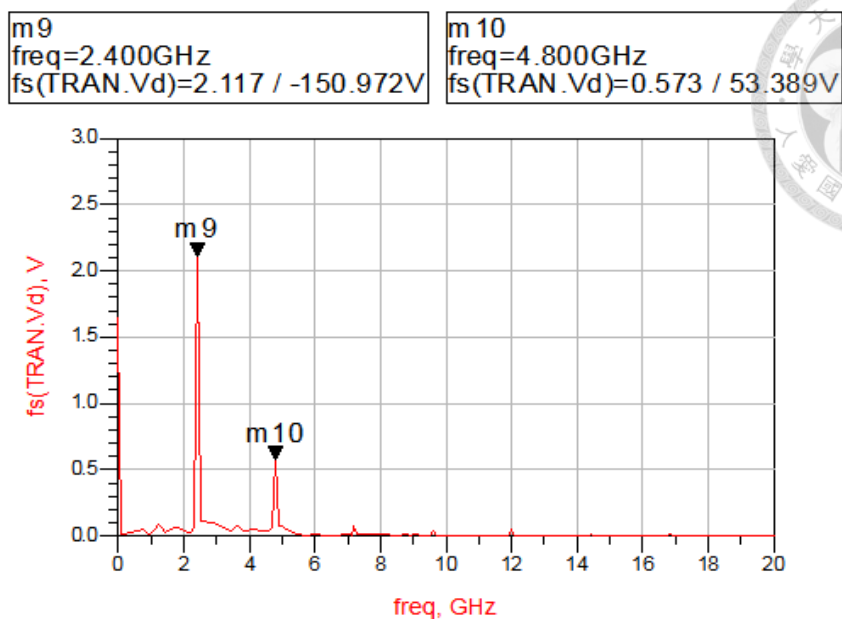
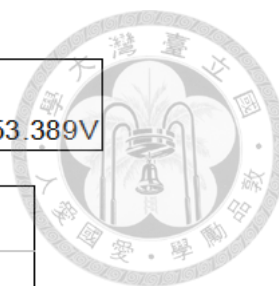


圖 4.5-13 逆 F 類功律放大器的頻譜 (a)電壓及(b)電流組成。

圖 4.5-13 為汲極電壓與電流傅立葉轉換後的頻域圖形，可以看出電壓波的主要組成為基頻訊號與二次諧波，電流波為基頻訊號與三次諧波，可證實所設計之複合式左右手船輪線網路具有正確的諧波抑止效果。

第5章

效能與量測



5.1 量測步驟

我們將電路分為 CMOS 0.18 μm 製程的放大器、LTCC 製程的左右手傳輸線及雙頻左右手傳輸線，以及最後透過覆晶轉接整合 CMOS 與 LTCC 的逆 F 類功率放大器。

在量測的部份，分為大訊號與小訊號量測，小訊號 S 參數由網路分析儀(Agilent 5230A)量測，而大訊號的部份我們使用訊號產生器(Agilent E8247C)提供輸入所需的能量，再利用頻譜分析儀(Signal Hunt SA124B)觀察輸出訊號的狀況，根據大訊號量測的結果我們可以得到電路增益、1dB 壓縮點輸出功率和功率附加效率等。

5.2 T18 CMOS 單位放大器量測

0.18 μm CMOS 製程的晶片如圖 5.2-1 所示，電路共使用到兩組直流偏壓，分別為 VDD(1.8V)及 VG(0.8V)，我們將偏壓的部份以打鏢線的方式拉至 PCB 電路板額外焊接上旁路電容後再給予電源供應如圖 5.2-2。量測上我們利用針距 200 μm 的 GSG 探針，以下針的方式進行量測，並且在探針與網路分析儀前加上 DC-block，避免儀器受損。

小訊號量測所使用的網路分析儀最高頻率可達 26.5GHz，圖 5.2-2 為晶片實際量測時及鏢線的示意圖，在量測上我們會使用到鏢線作為將晶片所需要的直流偏壓的供給路徑，而這些具有一定長度的鏢線會提供額外寄生效應。圖 5.2-3 是單位放大器的 S 參數模擬與量測對照圖。當電路在所設計的偏壓點時， I_D 為 16mA 與模擬結果相同，因此直流功率消耗為 28.8mW。在量測與模擬的 S 參數比較上， S_{11} 與 S_{22} 的趨勢大致吻合，但在小訊號增益 S_{21} 上量測到的值約比模擬值少了 2dB，我們將佈局上所使用的走線，以及前面所提到的鏢線可能帶來的寄生效應加入考慮，並將這些線路部份加入模擬進行調整得到結果如圖 5.2-4。

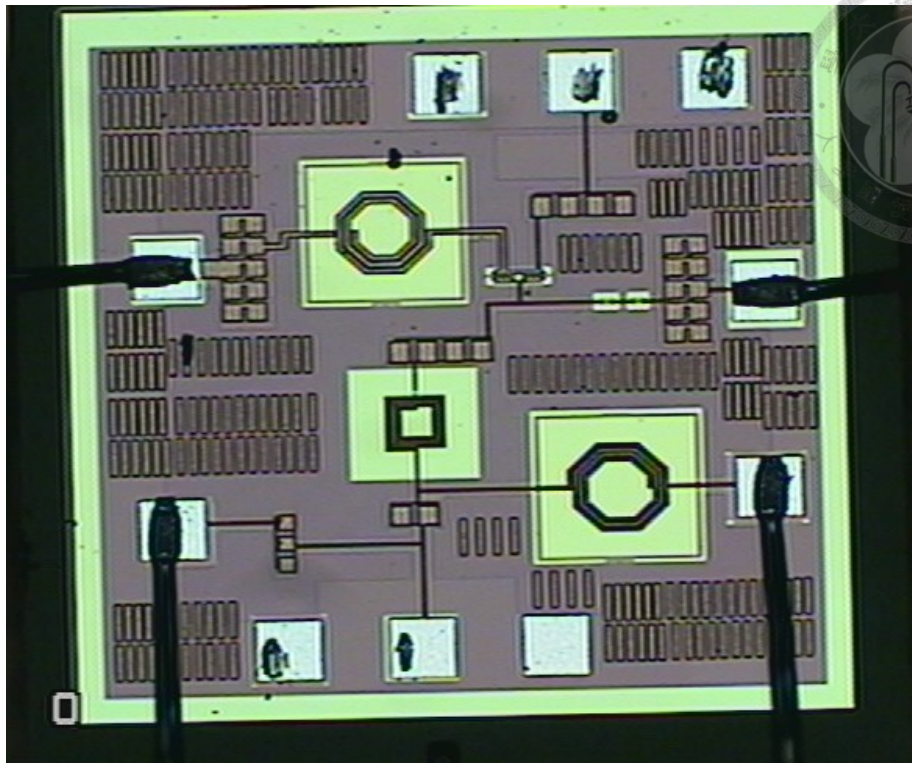


圖 5.2-1 0.18μm CMOS 晶片圖(size:1.1mm*1mm)。

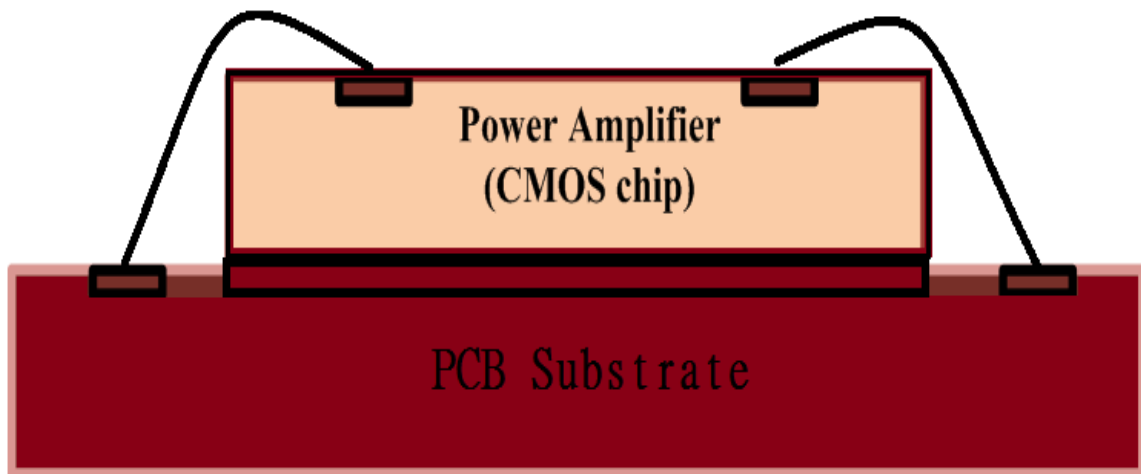


圖 5.2-2 晶片量測及鏢線示意圖。

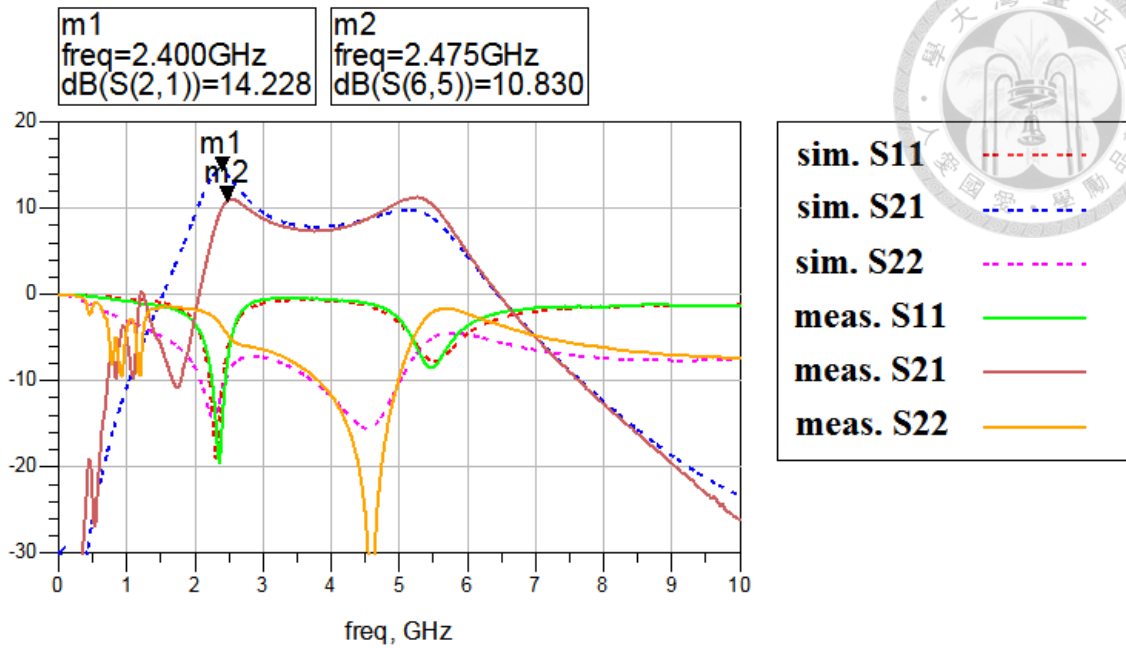


圖 5.2-3 單位放大器 S 參數量測與模擬對照圖。

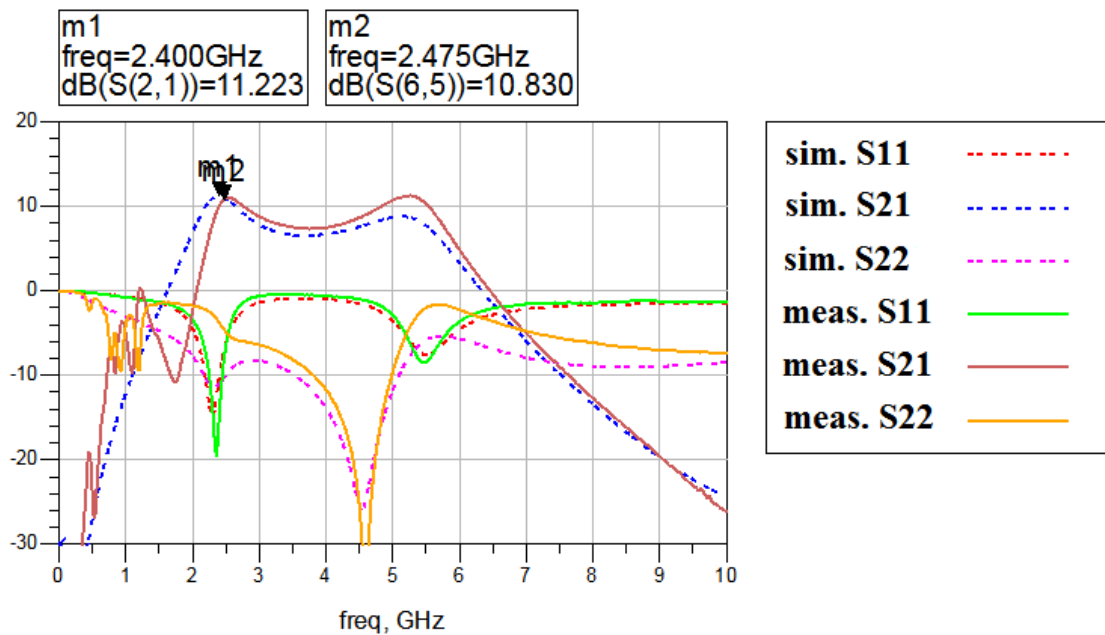


圖 5.2-4 電晶體考慮鏑線及完整走線效應之 S 參數。

圖 5.2-4 中，量測結果為實線，模擬結果為虛線。S₁₁ 與 S₂₂ 的趨勢同樣大致吻合，在所需頻帶內都可達到 -10dB 以下。但增益部份則有稍微往高頻偏移約 0.75GHz，為 10.8dB；而原先設計的中心頻率 2.4GHz 的地方，增益約為 10.2GHz 和模擬結果相差約 1dB。



為了確認下線完成後的單位放大器特性，我們針對不同樣本間單位放大器的特性進行量測並比較，如圖 5.2-5，兩電晶體間存在增益上存在些微的差異，而 S11 與 S22 兩者趨勢則大致吻合。

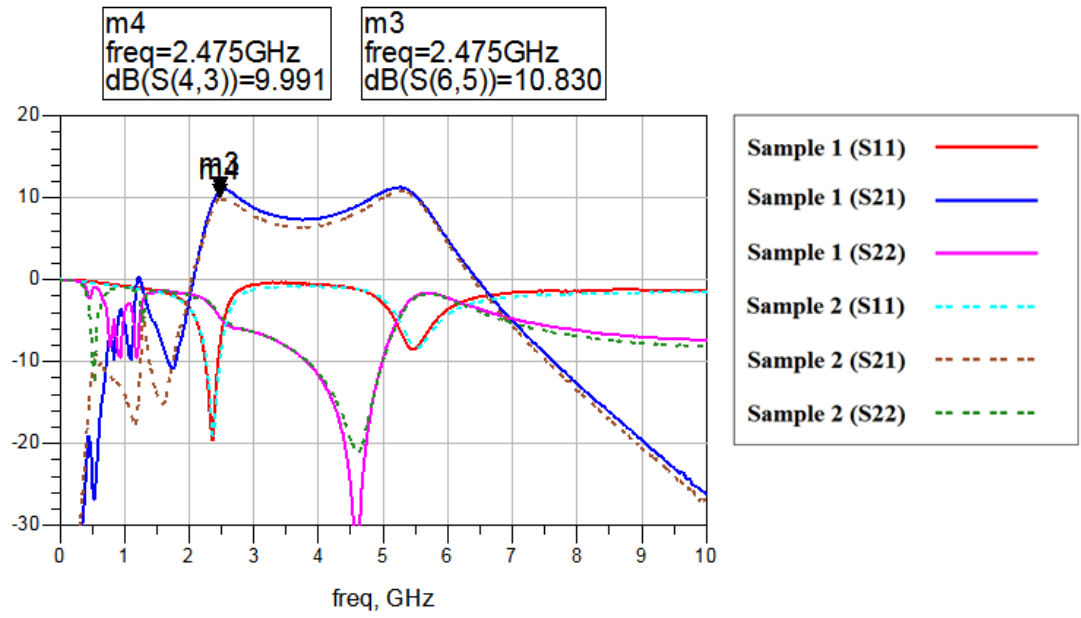


圖 5.2-5 不同樣本間電晶體特性比較。

5.3 搭載 LTCC 製程之逆 F 類功率放大器量測

圖 5.3-1 為實際放大器與 LTCC 製程經由覆晶轉接聯結後的示意圖：

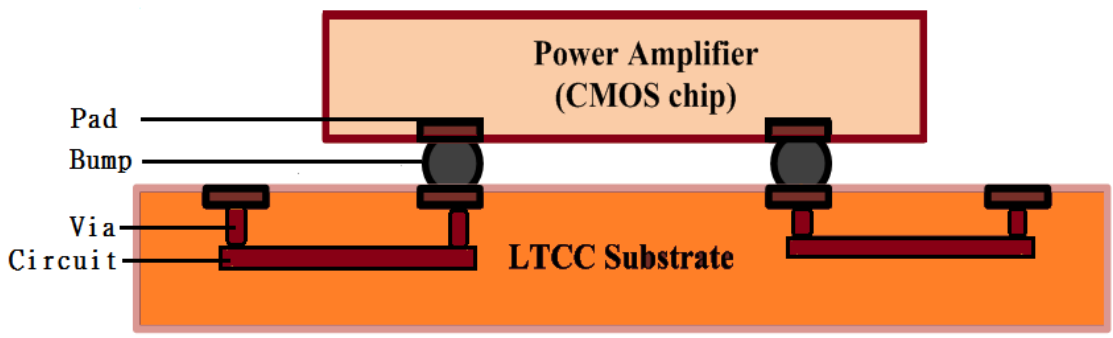


圖 5.3-1 搭載 LTCC 製程之逆 F 類功率放大器示意圖。

圖 5.3-2 為製做完成之 LTCC 電路。針對輸出匹配電路被動元件的部份，我們同樣可以用下針的方式進行單獨量測，並觀察其 S 參數響應如圖 5.3-3 及相位響應如圖 5.3-4，所量測到的雙頻左右手傳輸線基頻損耗約為 1.2dB，較模擬所得到的結果來得大，在高次諧波的部份也隨著頻率上升而出現偏移的情形，但整體趨勢大致與模擬相符。

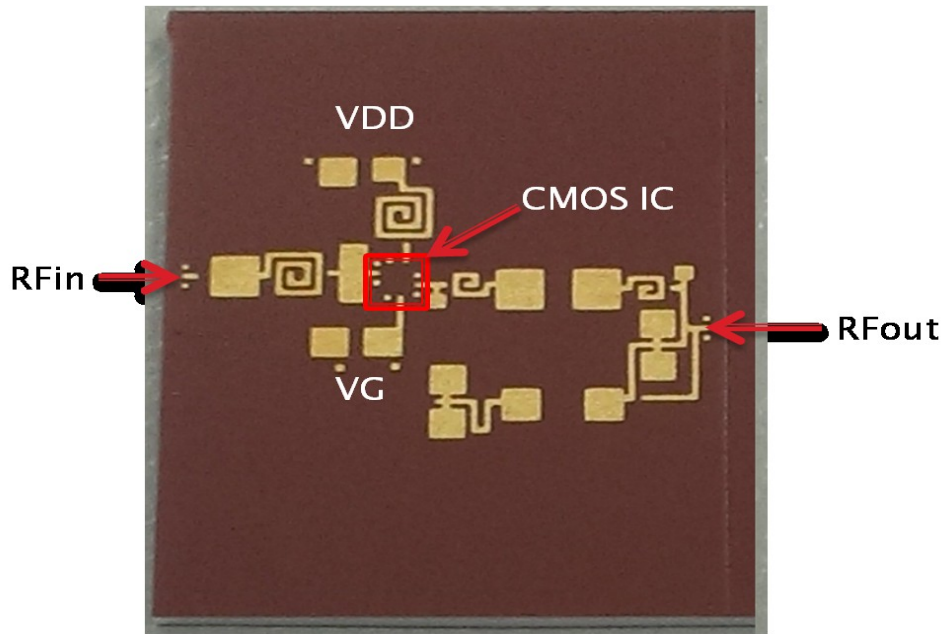


圖 5.3-2 LTCC 雙頻左右手傳輸線及晶片外部電路圖。

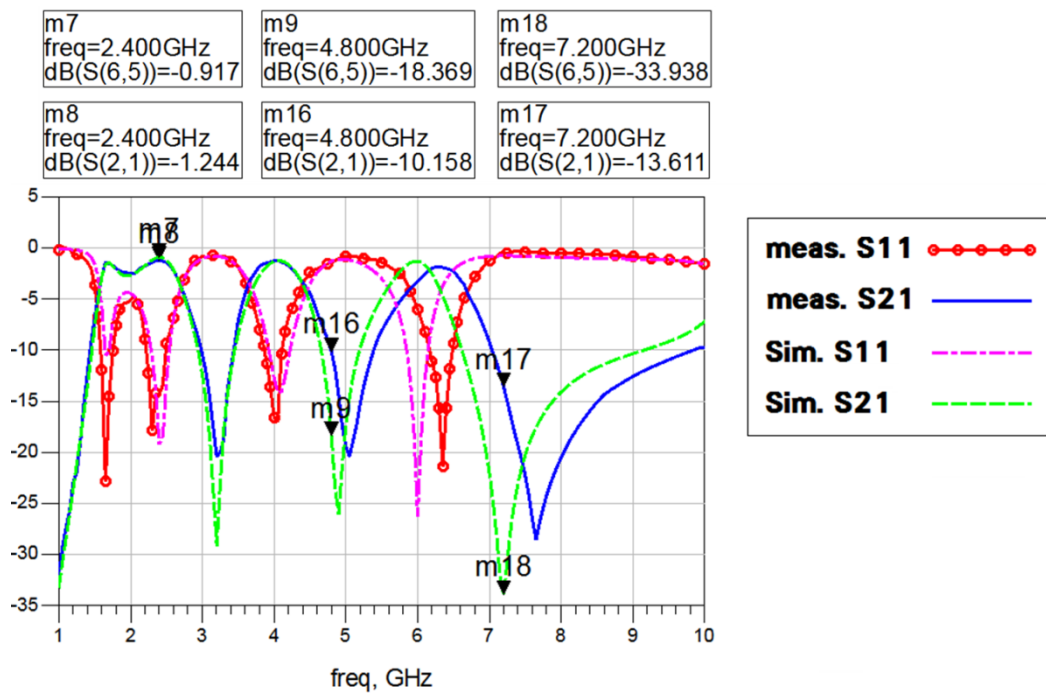


圖 5.3-3 雙頻左右手傳輸線輸出匹配網路之模擬與量測對照圖。

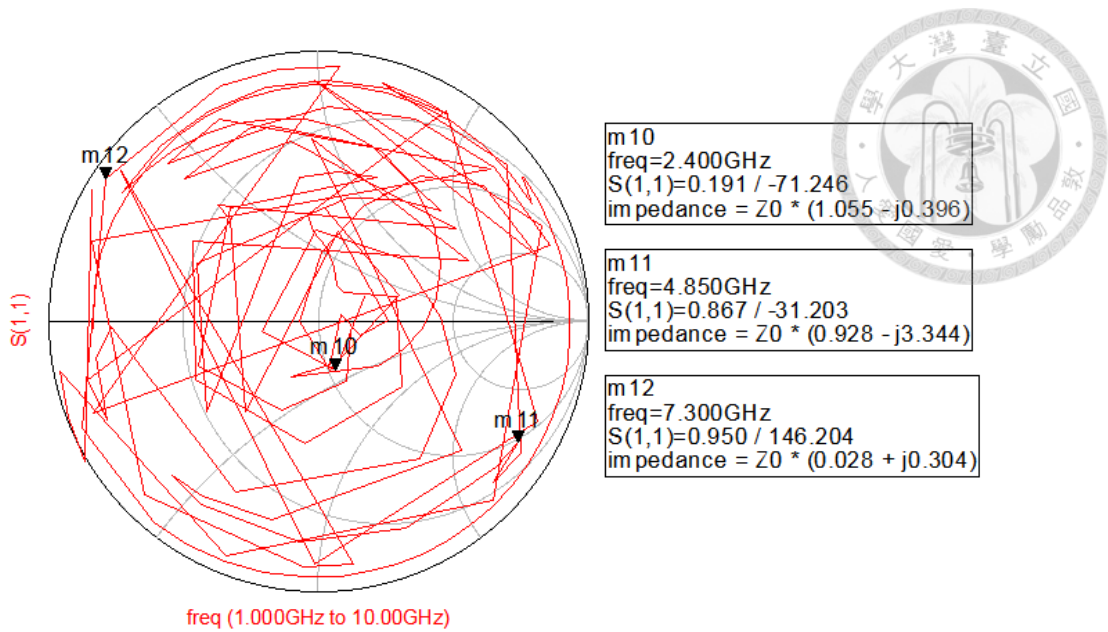


圖 5.3-4 雙頻左右手傳輸線量測之相位響應。

我們將晶片與 LTCC 部份可以透過覆晶轉接進行結合，將手邊已量測到的第一版單位放大器之 S 參數放進 ADS 中與 LTCC 製程的雙頻複合式傳輸線的電路量測結果進行搭配模擬。模擬所得到的 S 參數如圖 5.3-5， S_{11} 在操作頻率為 -17dB， S_{21} 為 8.9dB，與單位放大器相比減少的 1dB 損耗大約為左右手傳輸線的損耗。

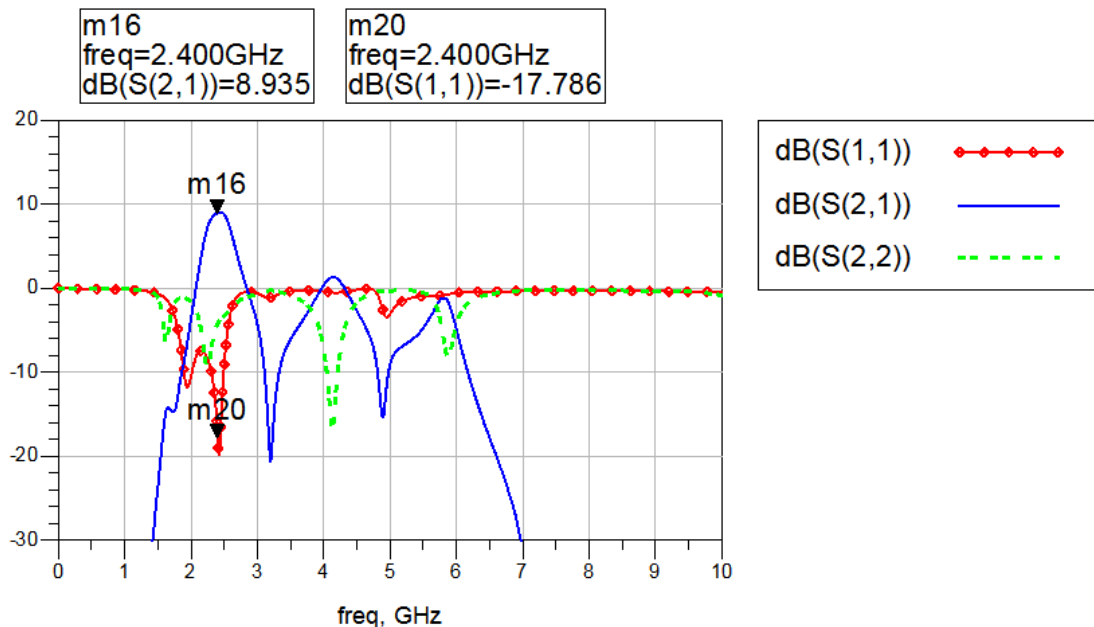


圖 5.3-5 單位放大器 S 參數量測搭配雙頻左右手傳輸線輸出匹配網路模擬結果。

接著我們使用調整過後的單位放大器與量測到的雙頻左右手傳輸線進行搭配模擬，其小訊號如圖 5.3-6，大訊號如圖 5.3-7，因量測到的雙頻左右手傳輸線損耗較高以及頻率有偏移的關係，所得到的最大增益出現在 2.35GHz 約為 14dB 較模擬略低，在 P_{IN} 為 6.1dBm 的地方有最大功率附加效率 49.8%，在 P_{1dB} 的輸出功率約為 12dBm， P_{SAT} 約為 15dBm。

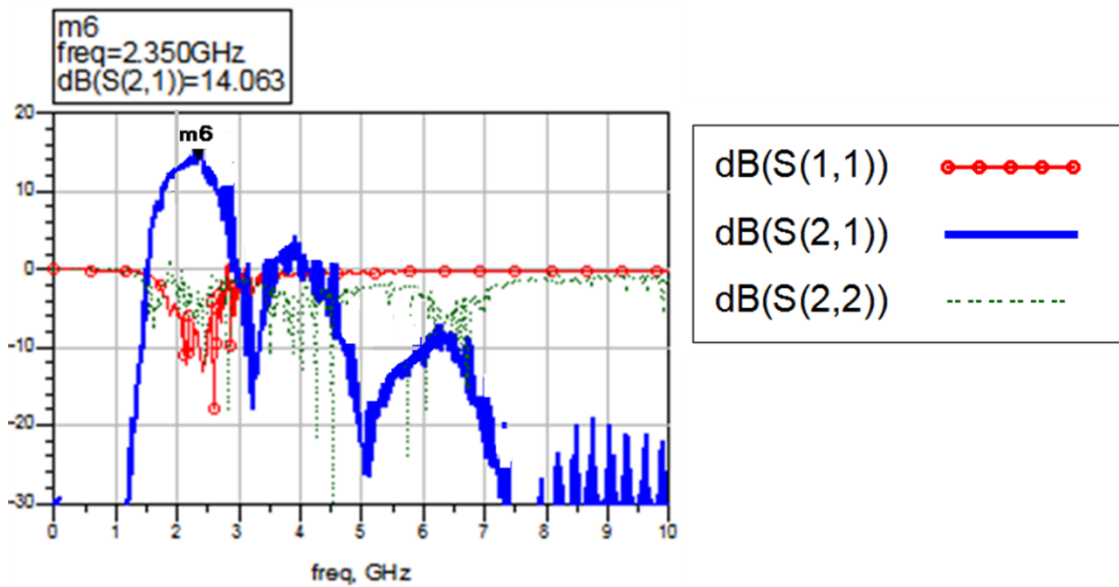


圖 5.3-6 調整後單位放大器模擬搭配雙頻左右手傳輸線量測之 S 參數模擬結果。

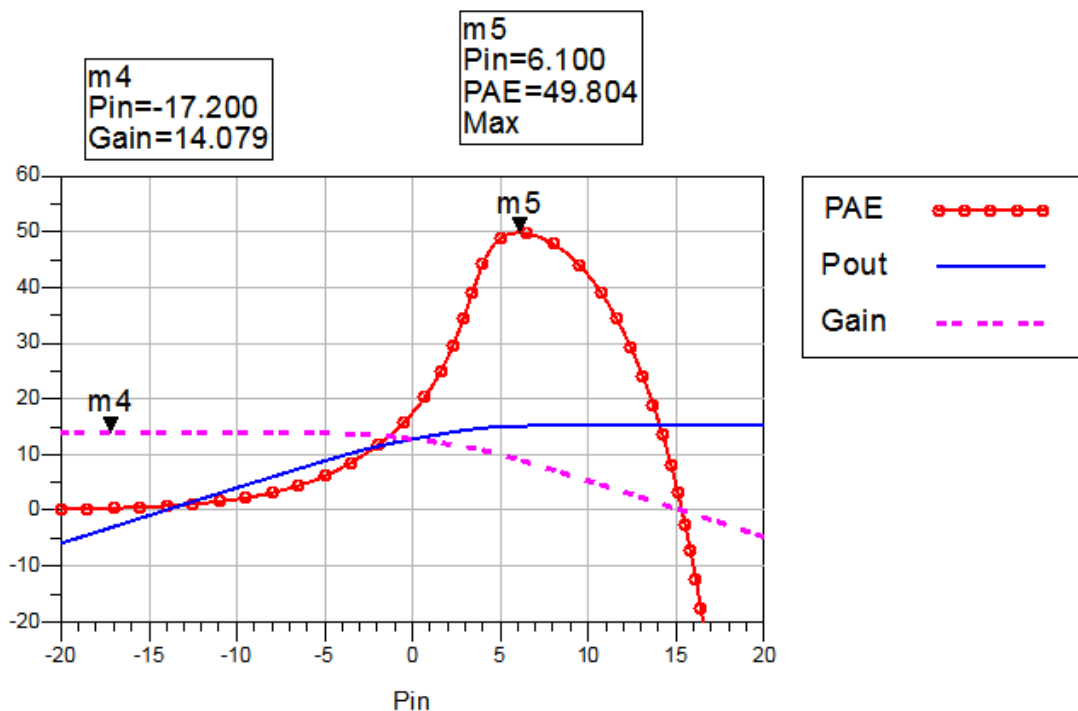


圖 5.3-7 調整後單位放大器模擬搭配雙頻左右手傳輸線量測之大訊號模擬結果。

第6章

結論

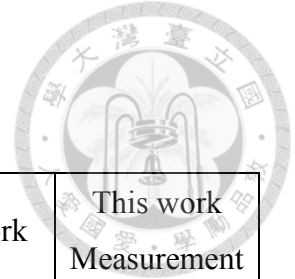


在無線通訊系統發射端中，功率放大器的能量轉換效率往往決定了整體系統的表現，高效率可以有效增加電池壽命，並且能夠大幅降低冷卻系統設計的複雜度。

本論文以雙頻複合式左右手傳輸線來設計逆 F 類功率放大器的諧波抑止網路，透過利用左右手傳輸線的非線性相位斜率，以及雙頻複合式左右手傳輸線在單位元件中所擁有的高度可調性，完成逆 F 類功率放大器在 2 次項諧波及 3 次項諧波的抑止。


在電路製做上，我們使用 TSMC CMOS 0.18 μm 來完成單位放大器的設計，並且搭配被動製程 LTCC 來實現雙頻複合式左右手傳輸線，藉由 LTCC 製程本身的低損耗、較高的介電係數及 Q 值，降低諧波控制電路的面積，在 CMOS 晶片與 LTCC 製程間採用覆晶轉接的方式來結合，覆晶封裝技術可以降低晶片與 LTCC 基板間的訊號傳輸距離，縮小結合後電路尺寸，這樣的設計不僅避免了傳統被動元件在實現上的許多問題，也大幅提高了電路的整合性，並且具有設計更高次項的諧波阻抗的可能性。表 6-1 為我們所設計之逆 F 類功率放大器與其它相同製程的高效功率放大器文獻比較。


表 6-1 本文與參考文獻效能比較表



Reference	[15]	[16]	[17]	[18]	This work Simulation	This work Measurement (Partial)
Technology	CMOS 0.18 μ m	CMOS 0.18 μ m	CMOS 0.18 μ m	BiCMOS 0.18 μ m	CMOS 0.18 μ m	CMOS 0.18 μ m
Type	Class-F	Class-F	Class-F	Class-F	Inverse Class-F	Inverse Class-F
Frequency (GHz)	1.65	2.6	5.6	2.4	2.4	2.4
Supply Voltage(V)	3	1.8	1.8	1.5	1.8	1.8
Gain(dB)	19	13.1	8.8	10	13	14
P _{SAT} (dBm)	18.9	20.2	16.2	20	16	15
PAE(%)	42	24	42.7	34.2	52	49.8
Power consumption (mW)	N/A	398	98	258	28.8	28.8

REFERENCE

- 
- [1] Alexandre Dupuy, Kevin M.K.H Leong, Robert Staraj, Gilles Jacquemod and Tatsuo Itoh, "Inverse class-F power amplifier using composite right/left-handed transmission lines as a harmonic trap," in *36th European Microwave Conference*, Sept. 2006. pp. 360-363.
- [2] *LTCC*. Available at: <http://www.pass.com.hk/products/ltcc/equipment/index.html>
- [3] *LTCC* Available at:
<http://www.ctimes.com.tw/Art/Show2.asp?O=HJN357Z1RJLAR-STD8>
- [4] V. G. Veselago, "The electrodynamics of substances with simultaneously negative values of ϵ and μ ," *Physics-Uspekhi*, vol. 10, pp. 509-514, 1968.
- [5] David M. Pozar, *Microwave Engineering*: John Wiley & Sons, 2009.
- [6] C. Caloz and T. Itoh, *Electromagnetic Metamaterials: Transmission Line Theory and Microwave Applications*: New York, John Wiley & Sons, 2005.
- [7] C. Caloz and T. Itoh, "Transmission line approach of left-handed (LH) materials and microstrip implementation of an artificial LH transmission line," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 52, no.5, pp. 1159-1166, May 2004.
- [8] Shau-Gang Mao, Shiou-Li Chen, and Chen-Wei Huang, "Effective electromagnetic parameters of novel distributed left-handed microstrip lines," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 53, no.4, pp. 1515-1521, Aug 2005.
- [9] Mohammed Reza M. Hashemi and Tatsuo Itoh, "Dual-band composite right/left-handed metamaterial concept," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 22, no.5, pp. 248-250, May 2012.
- [10] S. Cripps, *RF Power Amplifiers for Wireless Communications*: Artech House, 2006.

- 
- [11] A. Grebennikov, N. O. Sokal, and M. J. Franco, *Switchmode RF and Microwave Power Amplifiers*: Academic Press, USA 2012.
- [12] Frederick H. Raab, "Class-E, class-C, and class-F power amplifiers based upon a finite number of harmonics," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 49, no.8, pp. 1462-1468, Aug 2001.
- [13] Young Yun Woo, Youngoo Yang, and Bumman Kim, "Analysis and experiments for high-efficiency class-F and inverse class-F power amplifiers," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 54, no.5, pp. 1969-1974, May 2006.
- [14] V. Borisov and V. Voronovich, "Analysis of switched-mode transistor amplifier with parallel forming transmission line," *Radiotekhnika i Elektronika*, vol. 31, pp. 1590-1597, 1986.
- [15] Huang Min Zhe, Abu Khari Bin A'ain, and Albert Victor Kordesch, "Two stage integrated Class-F RF power amplifier," in *International Symposium on Integrated Circuits*, Sept. 2007., pp. 108-110.
- [16] Hsien-Yuan Liao, Jih-Hong Chen, Hwann-Kaeo Chiou, and Shih-Ming Wang, "Harmonic control network for 2.6 GHz CMOS class-F power amplifier," *IEEE International Symposium on Circuits and Systems*, May 2009, pp. 1321-1324.
- [17] J. Carls, F. Ellinger, U. Joerges, and M. Krcmar, "Highly-efficient CMOS C-band class-F power amplifier for low supply voltages," *Electronics Letters*, vol. 45, no.24, pp. 1240-1241, November 19, 2009.
- [18] Jia-Liang Chen, Tang-Jung Chiu, and Christina F. Jou, "A highly integrated SiGe BiCMOS class F power amplifier for bluetooth application," in *2006 International Symposium on VLSI Design, Automation and Test*, 26-28 April 2006, pp. 1-2.