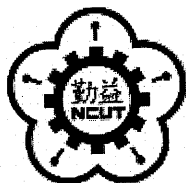


DT
448.6
4442
100
225090



國立勤益科技大學
電子工程系研究所碩士班
碩士論文

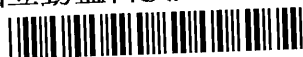
被動式電場檢波器設計
A passive field detector design



指導教授：曾振東 博士

中華民國 一 百 年 六 月

國立勤益科技大學圖書館



225090

被動式電場檢波器設計

A passive field detector design

研究生：林夢得

指導教授：曾振東 博士



國立勤益科技大學
電子工程系研究所碩士班
碩士論文

A Thesis
Submitted to
Department of Electronic Engineering
National Chin-Yi University of Technology
in Partial Fulfillment of the Requirements
for the Degree of
Master of Design
in
Institute of Electronic Engineering

June 2011
Taiping, Taichung, Taiwan, Republic of China

中華民國一〇一一年六月

國家圖書館

博碩士論文電子檔案上網授權書

本授權書所授權之論文為授權人在勤益科技大學電子工程系 99 學年度第二學期取得碩士學位之論文。


論文題目：被動式電場檢波器設計
指導教授：曾振東

茲同意將授權人擁有著作權之上列論文全文（含摘要），非專屬、無償授權國家圖書館，不限地域、時間與次數，以微縮、光碟或其他各種數位化方式將上列論文重製，並得將數位化之上列論文及論文電子檔以上載網路方式，提供讀者基於個人非營利性質之線上檢索、閱覽、下載或列印。

上列論文為授權人向經濟部智慧財產局申請專利之附件或相關文件之一（專利申請案號：_____），請於 _____ 年 _____ 月 _____ 日後再將上列論文公開或上載網路。

因上列論文尚未正式對外發表，請於 102 年 6 月 13 日後再將上列論文公開或上載網路。

授權人：林夢得

親筆簽名及蓋章：林夢得 

民國 100 年 6 月

電話：0963043922 傳真：

聯絡地址：彰化縣芳苑鄉五俊村民權路12號

E-Mail: linmonday@hotmail.com

勤益科技大學

博碩士論文全文上網授權書

(提供授權人裝訂於紙本論文書名頁之次頁用)

本授權書所授權之論文為授權人在勤益科技大學
電子工程系 劉子 組 99 學年度第 二 學期取得碩士學位之
論文。

論文題目：被動式電場檢波器設計
指導教授：曾振東

■ 同意

本人具有著作權之論文全文資料，非專屬、無償授予本人畢業學校
圖書館，不限地域、時間與次數，以微縮、光碟或數位化等各種方
式重製與利用，提供讀者基於著作權法合理使用範圍內之線上檢
索、閱覽、下載及列印。

論文全文上載網路公開之範圍及時間：

校內區域網路	■ 中華民國 102 年 6 月 13 日公開
校外網際網路	■ 中華民國 102 年 6 月 13 日公開

授權人：林夢得

簽名：林夢得

中 華 民 國 102 年 6 月 13 日

國立勤益科技大學
研究所碩士班
論文口試委員會審定書

本校 電子工程系 電子所 碩士班 林夢得 君

所提論文 被動式電場檢波器設計

合於碩士資格水準，業經本委員會評審認可。

論文口試委員會：

召集人：黃瑞彬

委員：曾振東

林光浩

黃瑞彬

指導教授：曾振東

所

長：

電子工程系主任 林熊徵

中華民國 一 百 年 六 月

論文題目：被動式電場檢波器

校院所：國立勤益科技大學電子工程系研究所

研究生：林夢得

頁數：58

指導教授：曾振東 博士

中文摘要

本文提出一種被動式電場檢波器。被動式電場檢波器電路包含天線、阻抗匹配電路、檢波電路和表面黏著元件(SMD)類型的發光二極體(LED)。檢波器天線接收射頻能量，阻抗匹配電路取得由天線接收之射頻能量最大輸出功率。檢波電路將射頻信號轉換為直流電。經過整流後的射頻能量可以用來驅動發光二極體(LED)。本文所提的檢波器具有之特徵：不需電源要求、低成本、電路小與適用於各項高頻頻段應用。



Title of Thesis : A passive field detector design

Name of Institute : Institute of Electronic Engineering

National Chin-Yi University of Technology

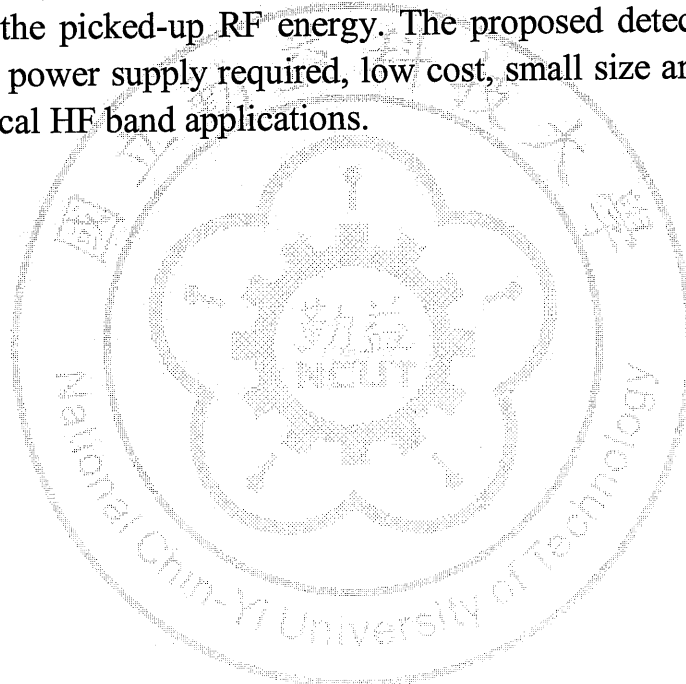
Pages : 50

Student : Meng-De Lin

Advisor : Dr. Jan-Dong Tseng

Abstract

This paper proposed a passive field detector design. The circuit includes antennas, impedance matching network, power detecting circuit and SMD type LED. The antenna picks up RF energy, combined with carefully designed impedance matching network to achieve the maximum power output. The RF signal is rectified and converted into direct current (DC.) This rectified current drives the LED to indicate the strength of the picked-up RF energy. The proposed detector has many features: no power supply required, low cost, small size and suitable for many practical HF band applications.



誌 謝

兩年的研究生涯終於順利結束，當中要感謝許多老師與同學的指導和幫忙。首先要感謝的是指導教授曾振東博士，老師作研究時認真嚴謹的態度是我最好的典範，在老師的指導下，得以完成本論文。口試期間，承蒙交大電信系黃瑞彬教授及勤益科大林光浩教授在口試時對本論文提供建議，使得本論文更加完備。感謝各位教授在口試期間的幫助與指教讓此次的研究工作畫下完美的句點。

在實驗室的日子裡，感謝文老巫學長、聖巖學長、宜賢學長、建文學長、鈞任、David、柏軒、佩琪、千華、其成、順興、文嘉、懷鈺、楷涵，給我的建議、幫助及共有的美好回憶、歡樂。當然也要感謝一起渡過研究生涯的同學們。

最後，僅將此論文獻給我最親愛的父母、家人，感謝你們無私的愛，給予我關懷與支持，讓我無後顧之憂，全力完成學業，願與你們分享這份喜悅與榮耀。

目 錄

中文摘要	i
英文摘要	ii
誌謝	iii
目錄	iv
圖目錄	v
表目錄	vii
第一章 緒論	1
1.1 前言	1
1.2 章節概述	3
第二章 檢波器簡介	4
2.1 檢波器歷史	4
2.2 檢波器天線	6
2.2.1 天線原理	6
2.2.2 偶極天線(Dipole Antenna)	9
2.2.3 單極天線(Monopole Antenna)	10
2.2.4 環形天線(Loop Antenna)	11
2.3 檢波器匹配	12
2.3.1 阻抗匹配(Impedance Matching)	12
2.3.2 史密斯圖	13
2.3.3 史密斯圖結構	19
2.3.4 史密斯圖特性	21
2.3.5 史密斯圖應用	22
2.4 檢波電路	27
第三章 應用於被動式檢波器	33
3.1 被動式檢波器設計	33
3.1.1 縮小環形天線	34
3.1.2 螺旋形天線	36
3.2 匹配電路設計	38
3.3 檢波電路設計	53
第四章 結論	56
參考文獻	57
簡歷	58

圖目錄

圖2.1 柏萊立金屬檢波器	4
圖2.2 天線等效電路示意圖	8
圖2.3 偶極天線示意圖	9
圖2.4 單極天線示意圖	10
圖2.5 環形天線示意圖	11
圖2.6 阻抗匹配基本概念圖	12
圖2.7 史密斯圖	13
圖2.8 輸入阻抗轉史密斯圖(a)z阻抗平面圖(b)史密斯圖之電阻圓圖	16
圖2.9 輸入阻抗轉史密斯圖(a)z阻抗平面圖(b)史密斯圖之電抗圓圖	17
圖2.10 Z-Y史密斯圖	19
圖2.11 史密斯圖徑向量參數	20
圖2.12 匹配負載之串聯電阻示意圖	22
圖2.13 匹配負載之串聯電阻史密斯圖軌跡	23
圖2.14 匹配負載之串聯電容示意圖	23
圖2.15 匹配負載之串聯電容史密斯圖軌跡	24
圖2.16 匹配負載之串聯電感示意圖	24
圖2.17 匹配負載之串聯電感史密斯圖軌跡	25
圖2.18 匹配負載之並聯電阻示意圖	25
圖2.19 匹配負載之並聯電容示意圖	26
圖2.20 匹配負載之並聯電感示意圖	26
圖2.21 匹配負載並聯元件史密斯圖軌跡	26
圖2.22 柵洩檢波電路	27
圖2.23 再生式檢波電路	27
圖2.24 屏極檢波電路	28
圖2.25 蕭特基障層二極體符號	28
圖2.26 正峰值檢波電路	31
圖2.27 負峰值檢波電路	31
圖2.28 偏壓負峰值檢波電路	31
圖2.29 二倍壓檢波電路	32
圖2.30 多階層倍壓檢波電路	32
圖3.1 被動式電場檢波器電路結構	33
圖3.2 縮小環形天線示意圖	34
圖3.3 縮小環形天線實體圖	35

圖3.4 縮小環形天線量測圖	35
圖3.5 螺旋形天線示意圖	36
圖3.6 螺旋形天線實體圖	37
圖3.7 螺旋形天線量測圖	37
圖3.8 13.56 MHz一階檢波器未匹配阻抗圖	38
圖3.9 WinSmith軟體模擬匹配一階檢波器圖	39
圖3.10 WinSmith軟體模擬匹配與實際邊界匹配差異圖	40
圖3.11 WinSmith軟體模擬串聯 $L_2=1\mu\text{H}$ 後匹配圖	41
圖3.12 13.56 MHz一階檢波器匹配電路圖	42
圖3.13 並聯 C_1 測量13.56 MHz一階檢波器阻抗圖	42
圖3.14 串聯 L_1 量測13.56 MHz一階檢波器阻抗圖	43
圖3.15 13.56 MHz一階未匹配檢波器與一階匹配檢波器 $ S_{11} $ 測量圖	44
圖3.16 13.56 MHz一階檢波器未匹配史密斯阻抗圖	45
圖3.17 13.56 MHz二階檢波器匹配電路圖	45
圖3.18 13.56 MHz二階檢波器匹配史密斯阻抗圖	46
圖3.19 13.56 MHz二階未匹配檢波器與二階匹配檢波器 $ S_{11} $ 測量圖	46
圖3.20 13.56 MHz三階檢波器未匹配史密斯阻抗圖	47
圖3.21 13.56 MHz三階檢波器匹配電路圖	47
圖3.22 13.56 MHz三階檢波器匹配史密斯阻抗圖	48
圖3.23 13.56 MHz階未匹配檢波器與三階匹配檢波器 $ S_{11} $ 測量圖	48
圖3.24 13.56 MHz四階檢波器未匹配史密斯阻抗圖	49
圖3.25 13.56 MHz四階檢波器匹配電路圖	49
圖3.26 13.56 MHz四階檢波器匹配史密斯阻抗圖	50
圖3.27 13.56 MHz四階未匹配檢波器與四階匹配檢波器 $ S_{11} $ 測量圖	50
圖3.28 13.56 MHz五階檢波器未匹配史密斯阻抗圖	51
圖3.29 13.57 MHz五階檢波器匹配電路圖	51
圖3.30 13.56 MHz五階檢波器匹配史密斯阻抗圖	52
圖3.31 13.56 MHz五階未匹配檢波器與五階匹配檢波器 $ S_{11} $ 測量圖	52
圖3.32 蕭特基二極體之 n 階倍壓器示意圖	53
圖3.33 (a)交流輸入電壓(b)倍壓電路原理示意圖	53
圖3.34 實際電路作用	54

表目錄

表3.1 各階檢波器LED ON 所須功率表-----	54
表3.2 各階檢波器LED ON 所須功率表-----	55



第一章 緒論

1.1 前言

近年來各種無線通訊技術的蓬勃發展，許多電子產品紛紛趨向無線化。運用無線通訊技術有：長距離點與點間通信及廣播、業餘通信、無線電天文、航空行動、短波廣播及民用無線電等。民眾對無線通訊產品所發射出來的電磁波有所憂心，故行政院環境保護署公告「非游離輻射環境建議值」(以下簡稱環境建議值)，若超過「環境建議值」則採用電場強度檢波器量測系統進行量測及確認[1]。

傳統上檢波器都以外加電源與結合多個電路以達到精密量測，但此方法需要較大的功率消耗與複雜的電路設計，使得檢波器價格昂貴，為克服此問題，提出被動式檢波器設計。被動式檢波器，運用接收空間中的電波能量與簡單的電路設計偵測空間中的電波強度。

目前檢波器(Detector)大致上有主動元件與二極體元件兩種不同設計方法，在主動元件之檢波器有：柵洩檢波電路、再生式檢波電路、屏極檢波電路等[2-5]。在二極體元件之檢波器有：正峰值檢波器、負峰值檢波器、偏壓負峰值檢波器、電壓倍增器[6-9]，上述檢波器運用元件特性檢測電波之電壓或電流關係。

本文所述之被動式電場檢波器，結構簡單，方便設計與製作，電路由天線、阻抗匹配電路、檢波電路及發光二極體(LED)組成。設計天線用來接收空間中之電波，運用匹配電路使天線接收下來之電波能量有最大功率轉移至檢波電路，再由檢波電路檢測出電波能量強度，最後以發光二極體(LED)亮滅表示信號強度。



1.2 章節概述

本論文共分四章；第一章為緒論，介紹現有檢波電路的製作方法與製作動機，第二章對檢波器歷史發展做完整的說明，第三章介紹設計天線，設計匹配電路與被動式檢波器電路製作，多階檢波器設計檢波器對電波功率的距離量測。第四章為結論。



第二章 檢波器簡介

2.1 檢波器歷史

十九世紀初，所謂的接收機(現在稱為檢波器)是利用一只線圈繞在一根指針上，很像指南針，其用途主要是找附近以火花放電方式發射出的訊號。此種以線圈繞在指針上的檢波器工作範圍只有幾公尺遠，通常是從實驗桌到另一實驗桌的距離，最遠也只有馬可尼創下的記錄，從室內到後院的距離。早期檢波器，除上述外，還有 HERTZ 發明以一圓環放置於尖端放電裝置上。

接收機技術第一次重大改革：發明更好的檢波器。它是一圓柱體，當加上訊號時，會有阻抗的變化，稱為「滴答檢波器」(Clicker)。但此檢波器也僅限於一百多公尺。很快地，滴答檢波器被當時盛行的「金屬檢波器」(Coherer)所取代，金屬檢波器可分為：「柏萊立金屬檢波器」(Branley Coherer)、「液態鎮流電阻器」(Barreter)。現今稱金屬檢波器為柏萊立金屬檢波器。金屬檢波器如圖 2.1 所示，由一圓柱體的玻璃管填充金屬屑而成的。

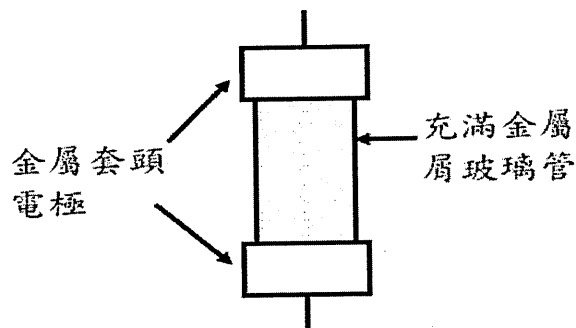


圖 2.1 柏萊立金屬檢波器

金屬檢波器的功能：

靠填充鐵屑的非線性阻抗特性，達到檢波的目的。但是鐵屑會很快地被無線電訊號極化，使鐵屑的排列漸成一致，檢波器輸出的訊號隨著工作時間加長，會越來越弱，而且有很大的失真。之後發現，某些天然礦石，對無線電波有檢波的功能，早期的檢波器從礦石檢波、真空管檢波到二極體檢波，雖然在靈敏度方面有改善，但離實用的距離仍然相當遙遠。

1920 年初期哥倫比亞大學的工程師，愛得蒙·阿姆斯壯發明再生檢波線路，使無線電接收機的發展歷史向前邁開一大步，阿姆斯壯的創新持續茁壯，發明再生式檢波線路後，隔幾年又發明超再生檢波線路，之後很快又發明超外差接收機線路[10]。

2.2 檢波器天線

各種無線通訊，長距離點與點間通信及廣播、業餘通信、無線電天文、航空行動、短波廣播及民用無線電等，用無線電波(Wireless Wave)進行傳遞訊號，無線電波是指在自由空間中傳播的電磁波，其頻率300GHz 以下(下限頻率較不統一，在各種射頻規範書，常見的有三3KHz~300GHz, 9KHz~300GHz, 10KHz~300GHz)。

無線通訊運用電磁波進行傳遞信號，相同頻率電磁波會相互所感應或干擾，所以在無線通訊系統各個國家都有制定不同頻段與管制，以防止無線訊號相互干擾。在台灣各個頻段使用可在國家通訊傳播委員會網查詢中華民國頻率分配表(Frequency Allocations of Republic of China)[11]。

2.2.1 天線原理

天線(Antenna)[12-13]，能把射頻訊號轉換為電磁波，以便在無線發射機與接收機之間的傳輸介質上傳送，或是將電磁波轉換為射頻訊號給電路使用。

天線會激發其週圍(近場)的電場或磁場，將RF訊號轉換為電磁波，並以光速向外傳播。電磁波產生的場區(field region)可分為三種，分別是電抗近場(reactive near field)、輻射近場(radiating near field)和遠場(far field)。

極化是電磁波行進時，電場向量末端所形成的跡線。遠場電磁波可視為平面波，而平面電磁波的電場與磁場向量不但互相垂直，還會垂直於行進方向。

如果橢圓的兩個軸長度相同，則稱為圓形極化。如果橢圓的兩個軸中，有任何一個軸等於零，則稱為線性極化。同樣的，若電場向量延著地面垂直方向振盪，則稱為垂直極化；若振盪方向與地面平行，則稱為水平極化。

在理想情形下，發射與接收天線的極化應完全相同，讓傳輸系統擁有最大效能。如果一端是圓形極化，另一端是線性極化，那麼效能會比理想情形減少3dB。如果兩端都是線性極化，卻彼此互相垂直，則在理論上將完全收不到能量。如果一端是右旋極化，另一端是左旋極化，也無法收到能量。

室內傳輸路徑的反射現象可能造成極化改變，將使接收波的極化方向很難預測。對於可攜式天線，設計人員必須確定它在任何位置都能收到訊號，此時比較好的方式是讓一端使用圓形極化，另一端使用線性極化；這種做法雖會造成3dB損失，但能避免完全收不到訊號的問題。

輻射電阻 (R_r) 代表饋入至天線的射頻電流與天線輻射功率之間的關係。在同樣的射頻電流下，阻抗值為 R_r 的電阻所消耗的功率會等於天

線輻射功率。 R_r 可計算如下：

$$R_r = \frac{P_{\text{輻射}}}{I^2}$$

輻射電阻是天線饋入點阻抗的一部份。除此之外，需要考慮的還有代表將功率轉換為熱量的損耗電阻 R_{loss} ，以及電感 L 和電容 C 等電抗元件。圖 2.2 即為天線在其諧振頻率附近的等效電路。

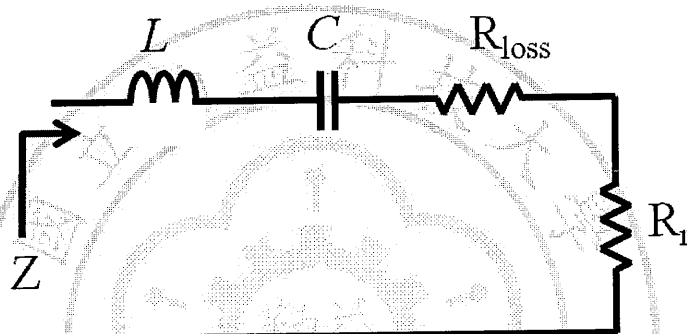


圖 2.2 天線等效電路示意圖

等效電路的電感和電容形成串聯諧振電路，因此天線阻抗 Z 等於

$$z = R_{\text{loss}} + R_r + j\left(2 \times \pi \times f \times L - \frac{1}{2 \times \pi \times f \times C}\right)$$

當 f 在諧振頻率時電容與電感的電抗會相互抵消，使得天線阻抗只剩下電阻值。等效電路圖的電感 L 和電容 C 是由天線形狀決定，若想設計特定頻率的天線，就必須找到在操作頻率諧振的天線幾何結構，例如特定長度的電線。在諧振頻率以外的其它頻率，天線輸入阻抗不是電容性就是電感性，增加電容或電感就能調整天線的諧振頻率。

2.2.3 單極天線(Monopole Antenna)

單極天線為半波長偶極天線的一種結構延伸，若將偶極天線的中心饋入點，以金屬面切成兩半，並且從金屬面所在位置饋入偶極天線的上半部份，根據鏡像原理，即形成單極天線，所產生與偶極天線相同的電流分佈，故能產生與偶極天線相同之電場與磁場。因為單極天線利用接地金屬面產生鏡像電流，故其長度只有半波長偶極天線的一半，僅需要四分之一波長，即可達到所要的共振頻段。如圖 2.4 所示為一單極天線，一旦饋入點一端接地，地就如同的一面鏡子鏡像出另一根鏡像天線，就像半波長偶極天線。

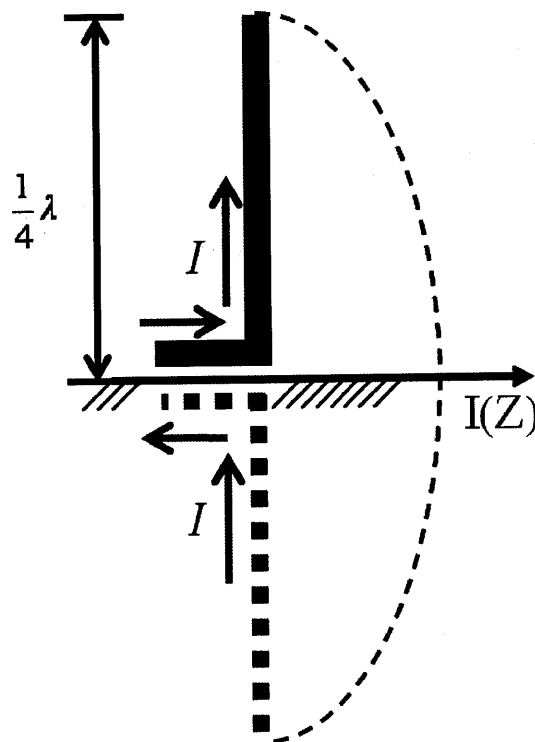


圖 2.4 單極天線示意圖

2.2.4 環形天線(Loop Antenna)

環形天線將導線彎成一個波長的環形所構成的天線如圖 2.5。其電流分布和平行傳輸線類似。沿環軸方向的輻射電場為零。輻射場與環的面積、匝數和環上的電流成正比，與工作波長的平方和距離成反比。縮小環形天線的效率很低，通常用作接收天線，廣泛應用於測向、無線電羅盤和中、短波廣播接收機。

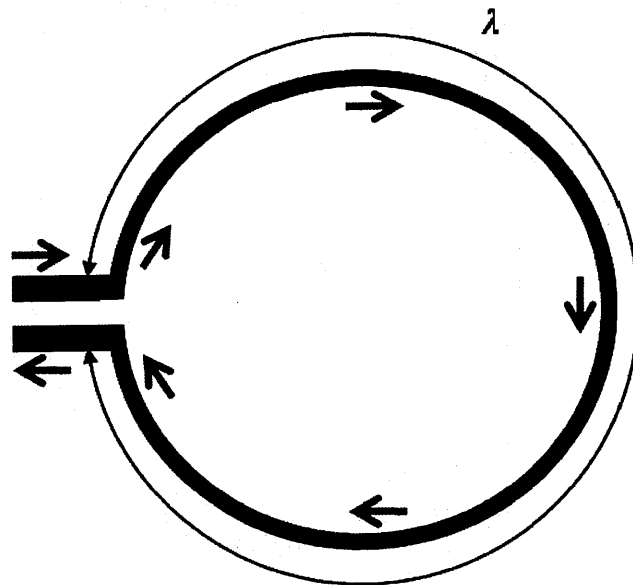


圖 2.5 環形天線示意圖

2.3 檢波器匹配

2.3.1 阻抗匹配(Impedance Matching)

信號在傳送過程中，理想上，其反射信號應為無限小，但電路中的阻抗不匹配與多重反射的影響，使得反射信號產生雜訊、破壞信號完整性與降低輸出功率，所以藉由阻抗匹配，使其有最小的損耗同時有最大的功率輸出至負載。圖 2.6 為阻抗匹配的基本概念圖[14]。



圖 2.6 阻抗匹配基本概念圖

阻抗匹配的目的地為：當負載與傳輸線匹配，才有最大的功率送入負載，並且饋入線上的功率損失最小；對阻抗敏感的接收機元件(如天線)做阻抗匹配，可增進系統的信號雜訊比(SNR)；在功率分波網路中做阻抗匹配，可降低振幅相位。只要負載阻抗的實部不為零，就一定可以找到匹配網路的設計。

2.3.2 史密斯圖

1939年元月，美國貝爾電話實驗室的史密斯(Phillip H. Smith)在其論文「傳輸線計算器」(Transmission Line Calculator)[15-16]中提出以圖解法分析傳輸線，以史密斯圖取代傳統冗長的教學計算如圖 2.7。

Smith Chart

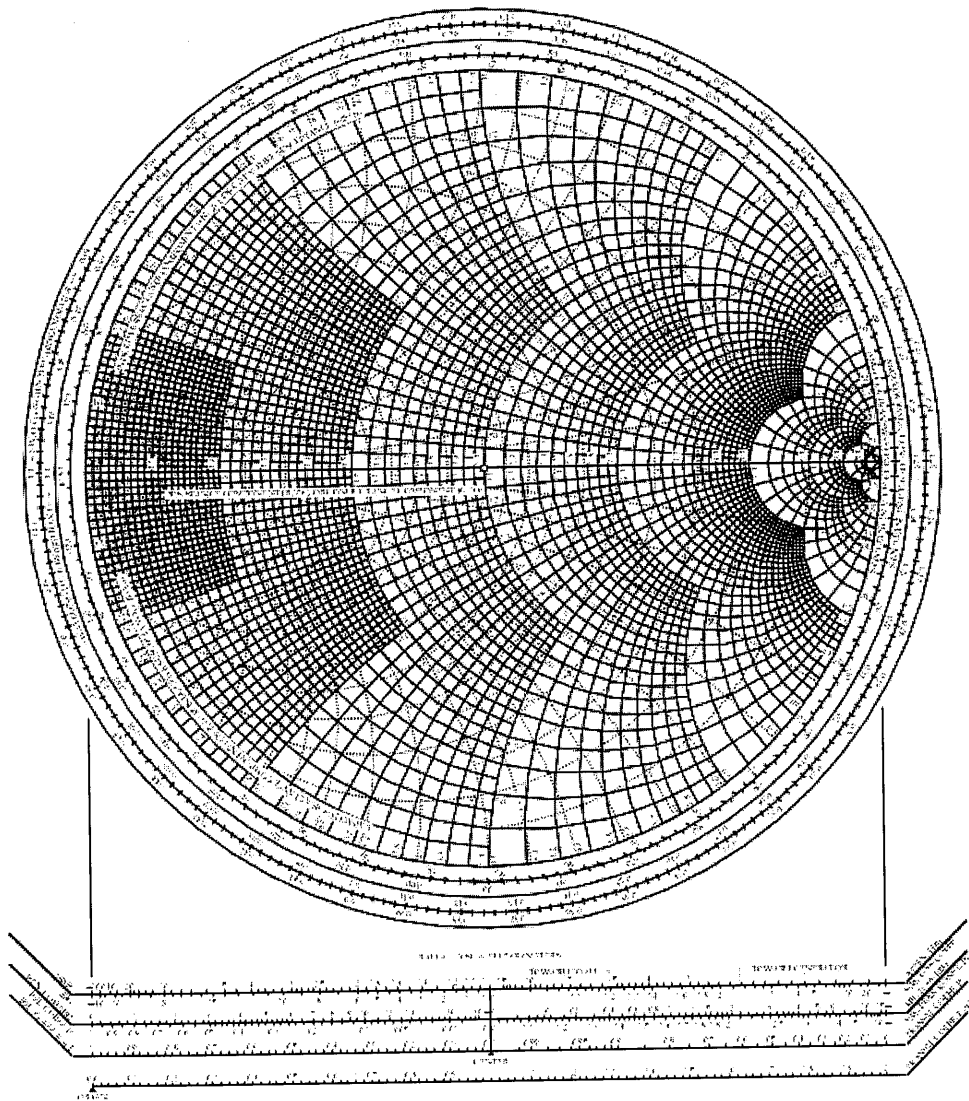


圖 2.7 史密斯圖

史密斯圖(Smith Chart)是電壓反射係數(Γ)的極座標圖，當負載阻抗 $Z_L = R + jX$ 與信號源阻抗或傳輸線特性阻抗 Z_0 不匹配時，由訊號源送至負載的能量不能完全被負載吸收，而產生反射現象，因此，可以使用反射係數 Γ (Reflection Coefficient) 表示兩者之間的關係

$$\Gamma = \frac{V_R}{V_F} = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} = |\Gamma| e^{j\theta} \quad (2-1)$$

$$z = \frac{Z_L}{Z_0} = \frac{R + jX}{Z_0} = r + jx \quad (2-2)$$

V_R 為反射波、 V_F 為入射波， $z = \frac{Z_L}{Z_0}$ 為負載正規化之阻抗，無單位。

將(2-2)式代入(2-1)式中，則(2-1)式變成：

$$\Gamma = \frac{\frac{Z_L}{Z_0} - 1}{\frac{Z_L}{Z_0} + 1} = \frac{z - 1}{z + 1} = \frac{(r-1) + jx}{(r+1) + jx} = U + jV \quad (2-3)$$

從(2-3)式可知 Γ 為複數值，而且，可以看出負載阻抗與反射係數的關係，將(2-3)式有理化，反射係數 Γ 為(2-4)式：

$$\Gamma = \frac{r^2 + x^2 - 1}{(r+1)^2 + x^2} + j \frac{2x}{(r+1)^2 + x^2} \quad (2-4)$$

其(2-4)式的實數部份代表為 U 與虛數部份代表為 V

$$U = \frac{r^2 + x^2 - 1}{(r+1)^2 + x^2} \quad (2-5)$$

$$V = \frac{2x}{(r+1)^2 + x^2} \quad (2-6)$$

由(2-5)式，整理出 x

$$x = \sqrt{\frac{U(r+1)^2 - r^2 + 1}{1-U}} \quad (2-7)$$

將(2-7)式代入(2-6)式，可得

$$\left(U - \frac{r}{r+1}\right)^2 + V^2 = \left(\frac{1}{r+1}\right)^2 \quad (2-8)$$

(2-8)式以 (U, V) 為座標軸，每一個圓皆代表一等電阻圓(Constant Resistance Circles)軌跡，圓心為

$$\left(U = \frac{r}{r+1}, V = 0\right) \quad (2-9)$$

半徑為

$$\frac{1}{r+1} \quad (2-10)$$

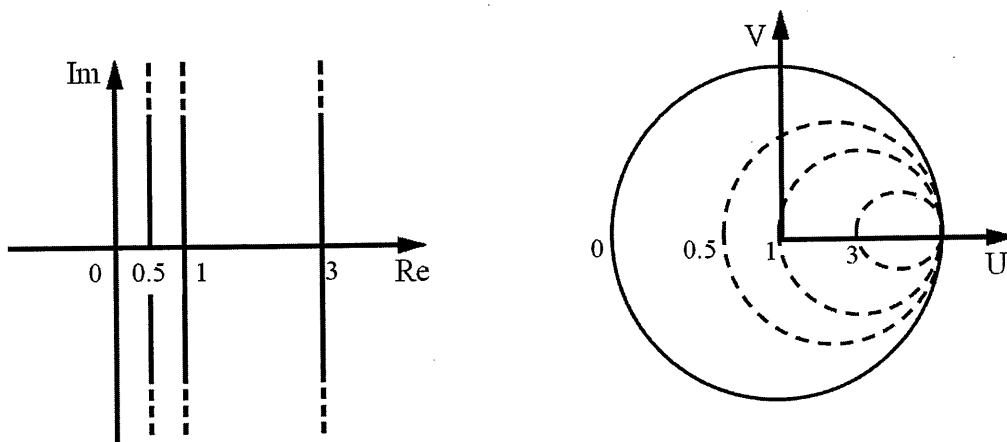
的圓方程式。

其中 r 是電阻 R 的正規化值， r 值的範圍涵蓋 $[0 \sim \infty]$ ，給定 r 值由(2-8)

式在 $U-V$ 平面得定電阻圓，不同 r 值的電阻圓都相交於 $U-V$ 平面上的

$(1,0)$ 點，若由原 Re-Im 複數平面圖座標映像(Mapping)至 $U-V$ 平面上，

則為史密斯圖的部份曲線軌跡，如圖 2.8 所示。



Constant resistance lines
in the $z = r + jx$ plane

(a)

Γ plane

(b)

圖 2.8 輸入阻抗轉史密斯圖(a)z 阻抗平面圖(b)史密斯圖之電阻圓圖

同理，將(2-6)式整理出 r

$$r = \sqrt{\frac{2x - Vx^2}{V}} - 1 \quad (2-11)$$

將(2-6)式代入(2-5)式中得

$$(U - 1)^2 + \left(V - \frac{1}{x}\right)^2 = \left(\frac{1}{x}\right)^2 \quad (2-12)$$

(2-12)式亦在 U-V 座標平面上為圓，其圓心位於

$$\left(U = 1, V = \frac{1}{x}\right) \quad (2-13)$$

半徑為

$$\left|\frac{1}{x}\right| \quad (2-14)$$

的圓方程式。

其中 $x = \frac{X}{Z_0}$ 是電抗 X 的正規化值，因此，由(2-12)式亦可繪出許多

半徑不同的圓，且 x 值愈大，圓愈小，其電抗值的範圍 $[0 \sim \pm\infty]$ ；在同一圓周上的電抗值均相等，這些圓稱為等電抗圓(Constant Reactance Circles)，將電抗圓與電阻圓畫至 U - V 平面，可發現電抗圓與電阻圓並無完全重疊，其未重疊部份計算後得知電阻 r 沒有落在 $[0 \sim \infty]$ 之內，故電抗圓與電阻圓重疊區為史密斯電抗圖如圖 2.9。

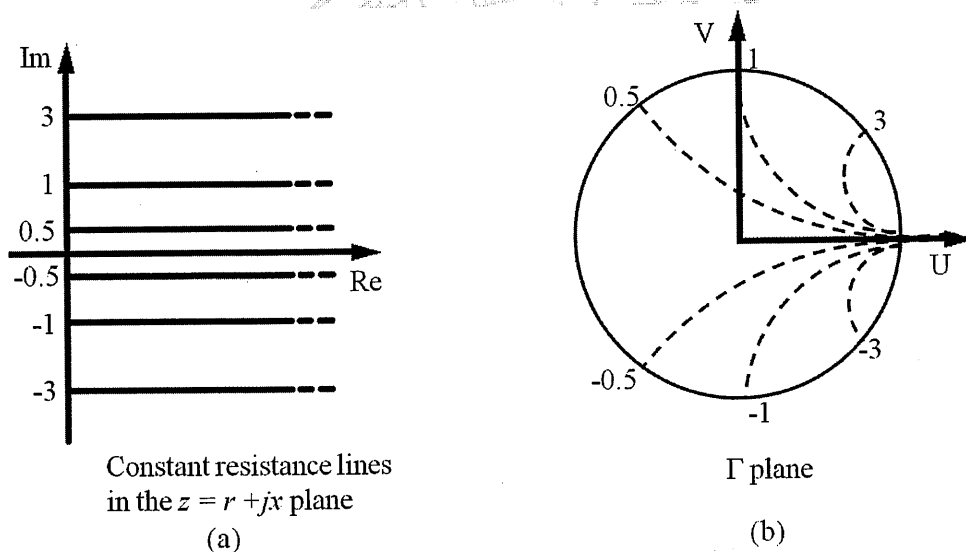


圖 2.9 輸入阻抗轉史密斯圖(a) z 阻抗平面圖(b)史密斯圖之電抗圓圖

將圖 2.8 與圖 2.9 重疊，稱為史密斯阻抗圖(Smith Impedance Chart)，又稱 Z -史密斯圖，史密斯圖 $(U, V) = (u, 0)$ 其中 $-1 \leq u \leq 1$ 代表阻抗為純電阻，而史密斯圖的 $(U, V) = (1, 0)$ ，代表阻抗實部 R 為無限大，此點稱為開路(Open Circuit)， $(U, V) = (-1, 0)$ 代表阻抗實部 R 為 0，此點稱為短路(Short Circuit)，另外史密斯圖純電阻的上半部，阻抗虛部 X

為正，下半部，阻抗虛部 X 為負。

Z -史密斯圖用於分析串聯元件，而有 Z -史密斯圖相對的就有 Y -史密斯圖，用於分析並聯元件，根據 $Y = \frac{1}{Z}$ ，導納單位是 S (Siemens)，若 Z 為複數，則 Y 為複數 $Y = G + jB$ ， G 為電導， B 為電納。

將 Z -史密斯圖旋轉 180 度，可得到導納圖，亦 Y -史密斯圖。

Y -史密斯圖 $(U, V) = (1, 0)$ 代表導納實部為 0，亦阻抗實部 R 無限大，代表開路(Open Circuit)，而 $(U, V) = (-1, 0)$ 則為導納實部無限大、阻抗實部 R 為 0，此點短路(Short Circuit)。將 Z -史密斯圖與 Y -史密斯圖重疊，稱為 Z - Y 史密斯圖，如圖 2.10，可同時表示阻抗或導納座標 (Impedance or Admittance Coordinates)。

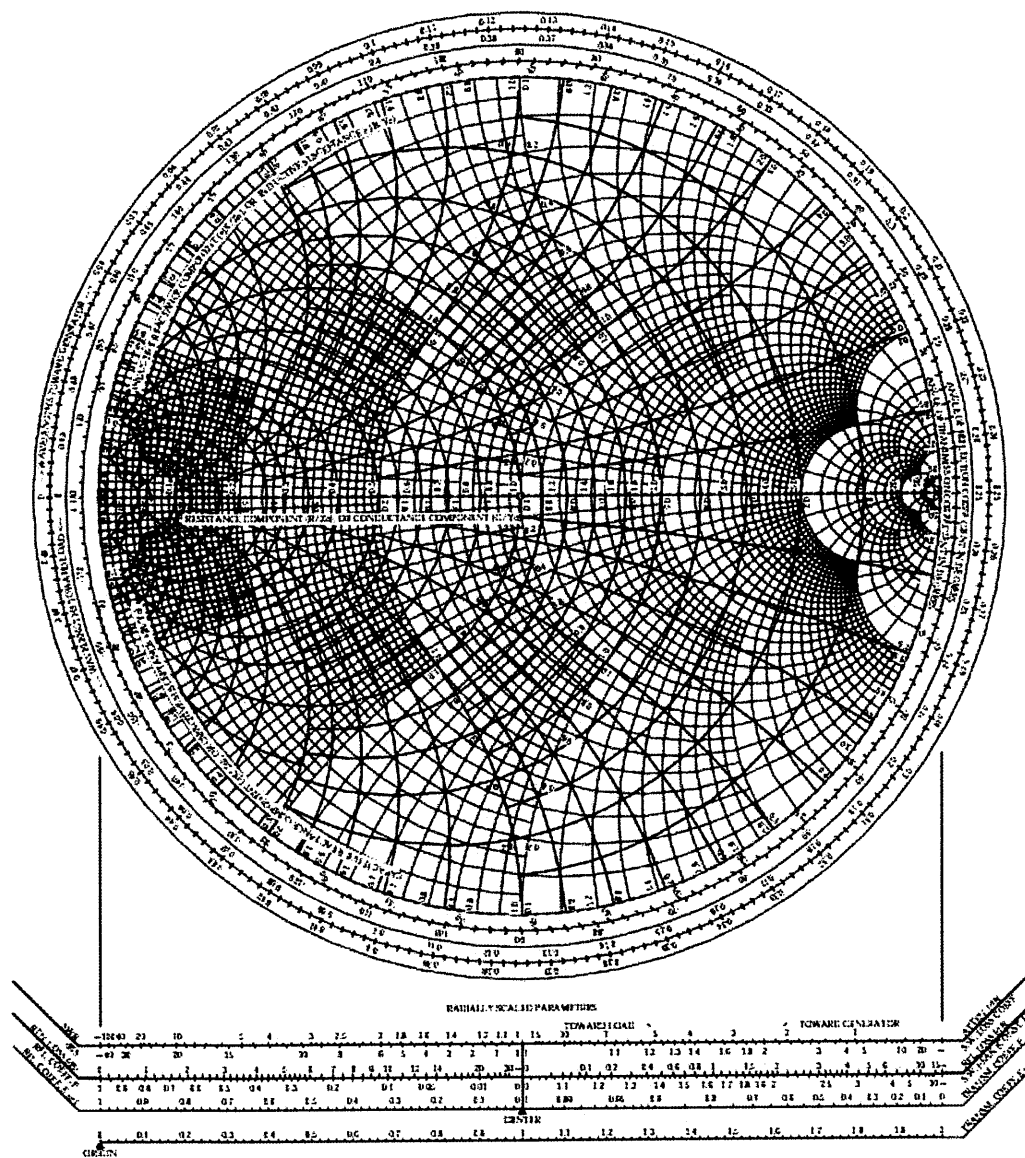


圖 2.10 Z-Y 史密斯圖

2.3.3 史密斯圖結構

史密斯圖除等電阻圓曲線和等電抗圓弧曲線外，其外圍參數(Outer Circle Parameters)及下方的尺標(Ruler)，含有反射係數角度 (Angle of Reflection coefficient)、波長、徑純量參數(Radially Scaled Parameters) 等。

反射係數角：反射波與入射波之間的相對相位角，由史密斯圖右端開始，逆時鐘方向旋轉 180 度，表示反射係數角度為正，屬電感性反射；相對的，順時鐘方向旋轉 180 度，則表示反射係數角度為負，屬電容性反射。再由(2-1)式可知，當於負載短路時，反射係數角恰為 180 度，位於史密斯圖最左側 0Ω 處，若負載開路時，反射係數角恰為 0 度，位於史密斯圖最右電阻值為無限大。

波長圖：信號源或負載間的相對距，由史密斯圖左側開始，順時鐘方向旋轉的波長，表示接近產生器(Wavelength Toward Generator)信號源方向行進之波長；逆時鐘方向旋轉的波長，表示接近負載(Wavelength Toward Load)載負載端移動之波長，而繞一圈的電氣度(Electrical Length)均為 0.5λ 。徑純量參數：位於史密斯圖下方的四條橫列線，所標示的參數，具有很重要的意義，其中，第一條與第二條線，其上下均有刻度，並以中心區分左右二邊，左半部駐波比(Standing Wave Ratio, SWR)及 dB 表示法，反饋損(Return Loss)及，右半部為反射相關參數，如傳輸損耗(ATTEN. dB)、駐波損耗係數(S. W. Loss dB)、反射損耗(RFL Loss dB)等，如圖 2.11。

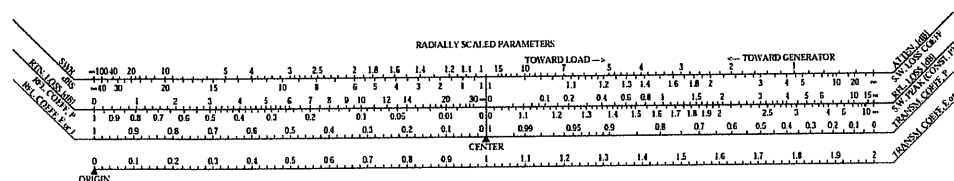


圖 2.11 史密斯圖徑純量參數

2.3.4 史密斯圖特性

- 1 史密斯圖上電阻圖 r 與電抗圖 x 互相正交。
- 2 阻抗 z 與導納 y 皆經過正規化，其相位差 180 度。
- 3 單位圓(Unit Circuit)橫向直徑(U 軸)，阻抗圓上半部為 $+jx$ ，上半部為 $-jx$ 。若以導納圖表示時，其上半部為 $-jb$ ，下半部為 $+jb$ 。
- 4 以原點為圓心所畫的圓，為 $|\Gamma|$ 圓。
- 5 電壓駐波比(Voltage Standing Wave Ratio, VSWR)位於等 $|\Gamma|$ 圓內的實部軸。
- 6 史密斯圖上外圍圓，以波長表示，即為傳輸線移動 $\frac{\lambda}{2}$ 之距離。
- 7 就阻抗觀點而言，當 $\Gamma=1$ 時，負載為開路，當 $\Gamma=-1$ 時，負載為短路。

2.3.5 史密斯圖應用

史密斯圖主要功能是去除繁雜數學運算，以圖解法快速解出阻抗匹配電路，阻抗匹配元件為電阻、電容與電感三種元件，匹配電路接法為串聯或並聯組合而成。匹配電路元件在史密斯圖變化基本組合有以下六種：串聯電阻、串聯電容、串聯電感、並聯電阻並聯電容、並聯電感。每個基本組合在史密斯圖上有其軌跡，運用這些軌跡組合出匹配 50 歐姆路線，此路線就是匹配電路。

在串聯電阻與史密斯圖變化，設負載阻抗為 $z_1 = r_1 + jx_1$ ，串聯電阻阻抗為 $z_T = r_1 + r_2 + jx_1$ ，如圖 2.12。將 z_1 與 z_T 放置史密斯圖中， z_1 與 z_T 在相同電抗圓上，在不同電阻圓上，改變 r_2 可觀察出 z_T 沿電抗圓軌跡移動，如圖 2.13 所示。

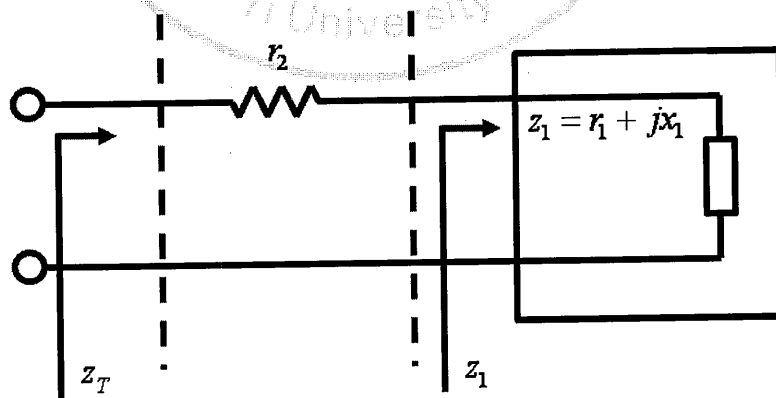


圖 2.12 匹配負載之串聯電阻示意圖

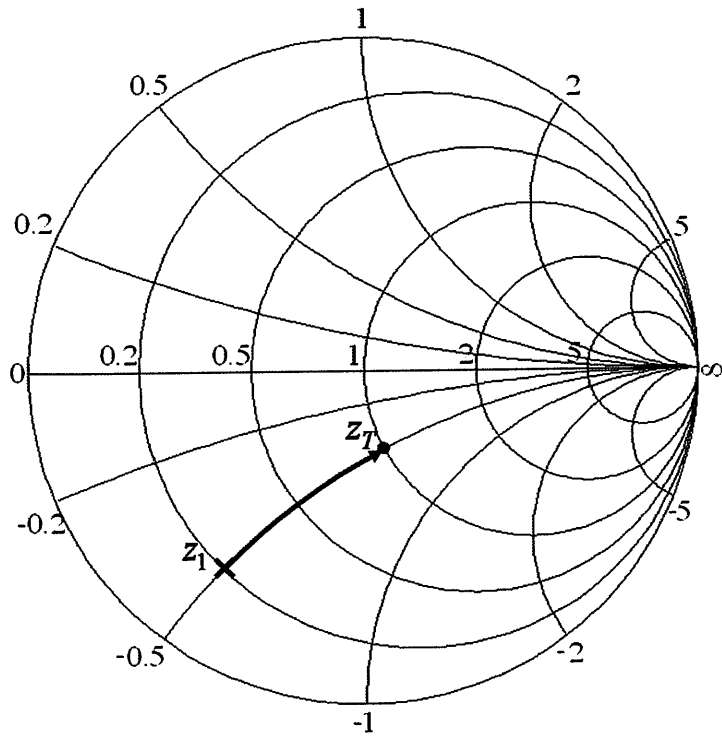


圖 2.13 匹配負載之串聯電阻史密斯圖軌跡

在串聯電阻與史密斯圖變化，設負載阻抗為 $z_1 = r_1 + jx_1$ ，串聯電阻
 阻抗為 $z_T = r_1 + j(x_1 + x_c)$ ，如圖 2.14。將 z_1 與 z_T 放置史密斯圖中， z_1 與
 z_T 在相同電阻圓上，在不同電抗圓上，改變 x_c 可觀察出 z_T 沿電阻圓軌
 跡移動，如圖 2.15 所示。

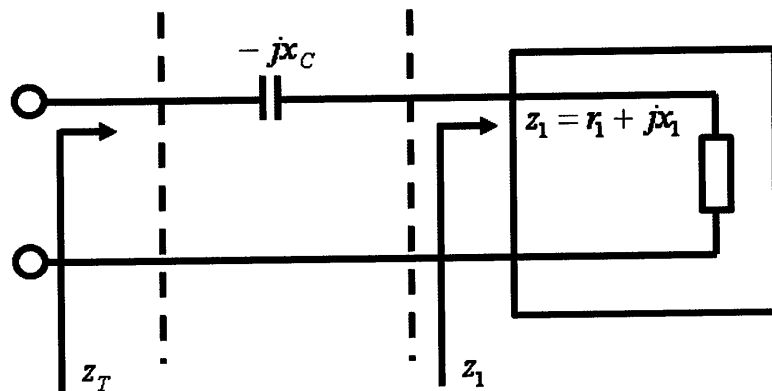


圖 2.14 匹配負載之串聯電容示意圖

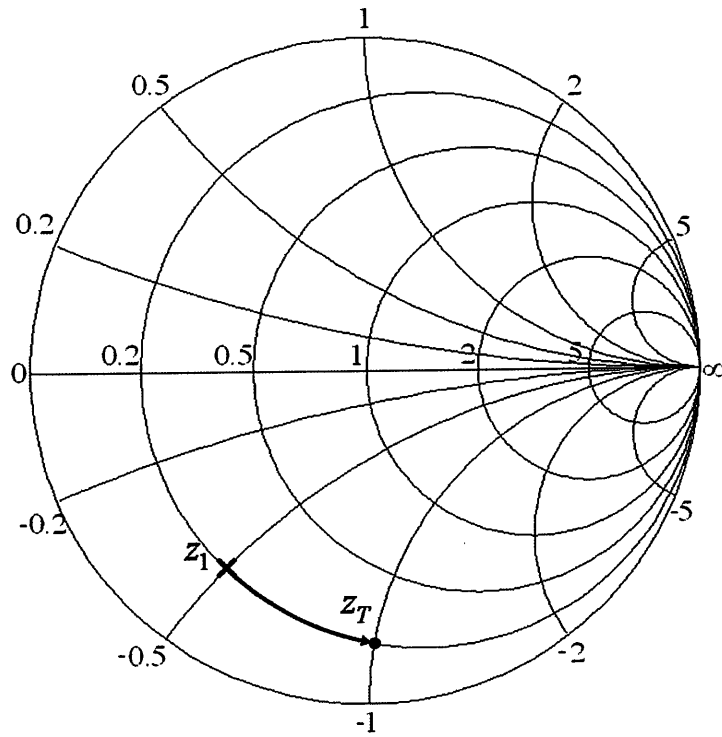


圖 2.15 匹配負載之串聯電容史密斯圖軌跡

在串聯電阻與史密斯圖變化，設負載阻抗為 $z_1 = r_1 + jx_1$ ，串聯電阻
 阻抗為 $z_T = r_1 + j(x_1 + x_L)$ ，如圖 2.16。將 z_1 與 z_T 放置史密斯圖中， z_1 與
 z_T 在相同電阻圓上，在不同電抗圓上，改變 x_L 可觀察出 z_T 沿電阻圓軌
 跡移動，如圖 2.17 所示。

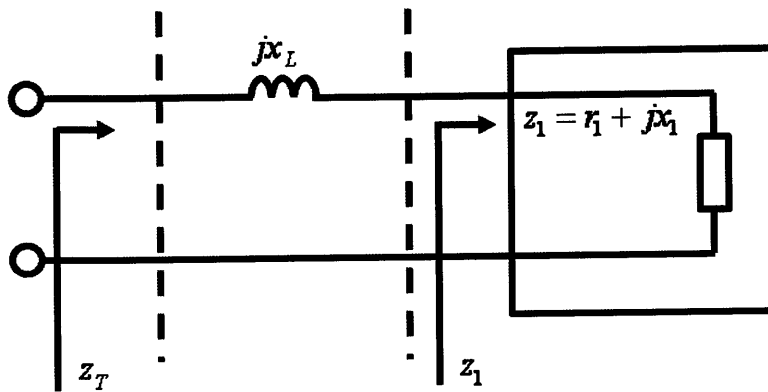


圖 2.16 匹配負載之串聯電感示意圖

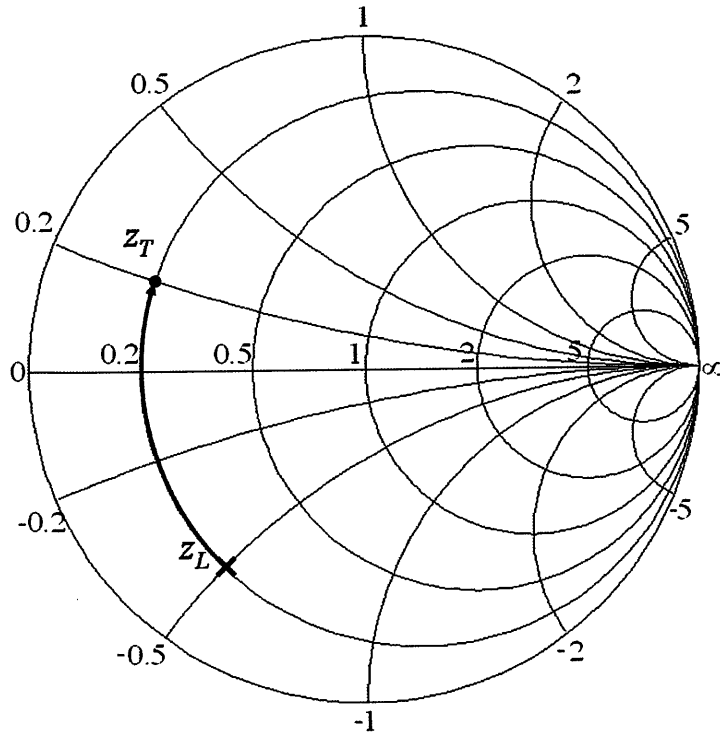


圖 2.17 匹配負載之串聯電感史密斯圖軌跡

同理，並聯電阻、電容或電感如圖 2.18、2.19 與 2.20。在 Y-史密斯圖，可觀察出並聯電阻、電容或電感之軌跡移動如圖 2.21。

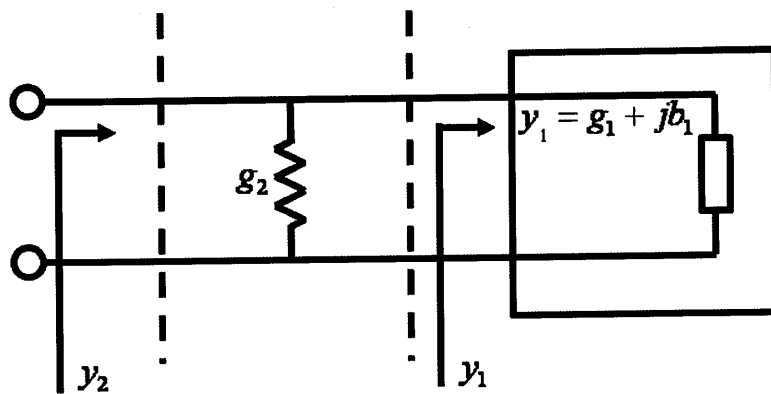


圖 2.18 匹配負載之並聯電阻示意圖

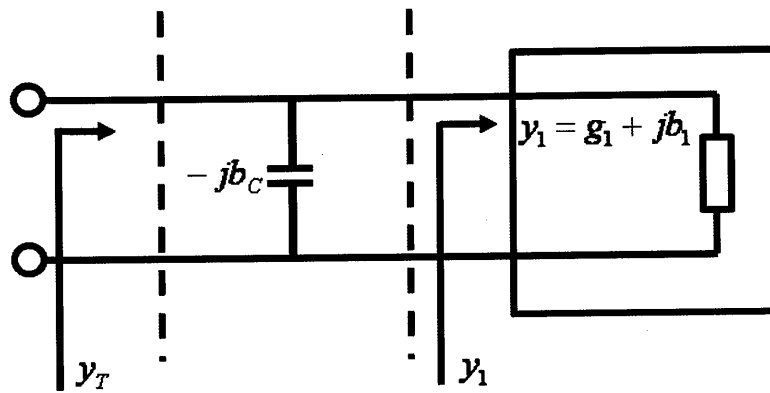


圖 2.19 匹配負載之並聯電容示意圖

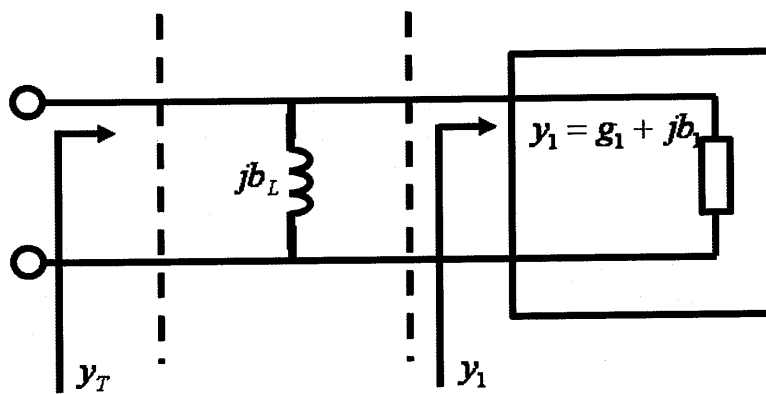


圖 2.20 匹配負載之並聯電感示意圖

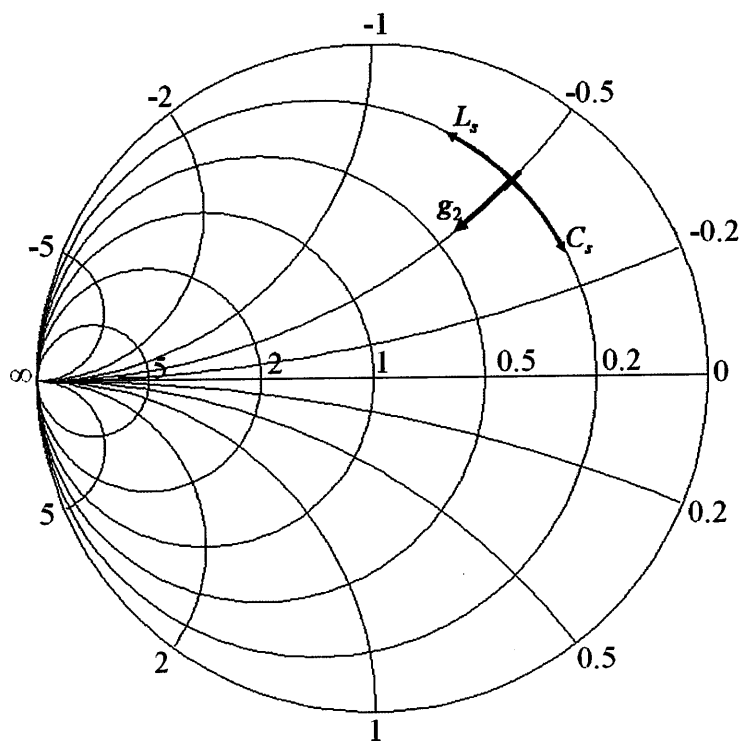


圖 2.21 匹配負載並聯元件史密斯圖軌跡

2.4 檢波電路

• 檢波電路種類

目前檢波器電路分為主動電子元件與二極體元件，檢波兼放大的檢波器電路：有柵極的真空管，使用三極管、四極管、五極管或半導體元件中的電晶體和場效電晶體等主動電子元件。如柵洩檢波電路如圖 2.22、再生式檢波電路如圖 2.23、屏極檢波電路如圖 2.24 等。

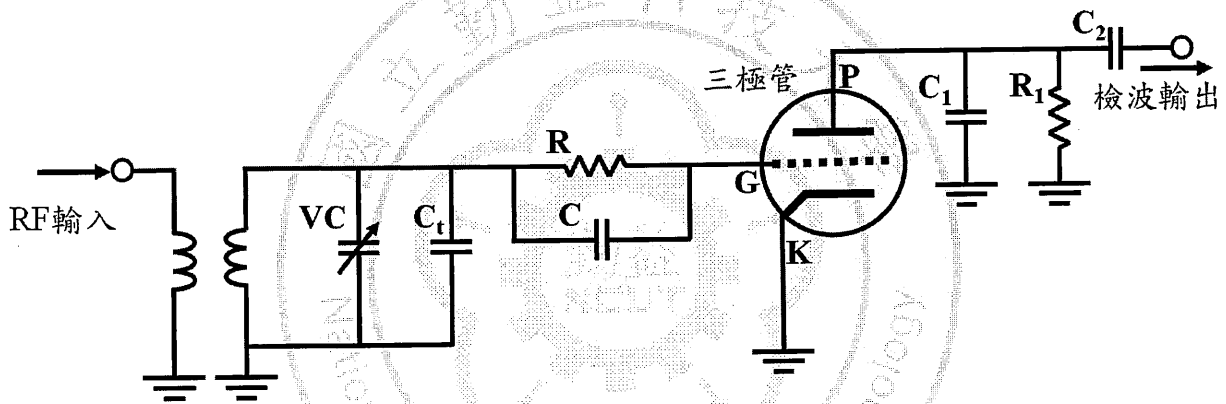


圖 2.22 柵洩檢波電路

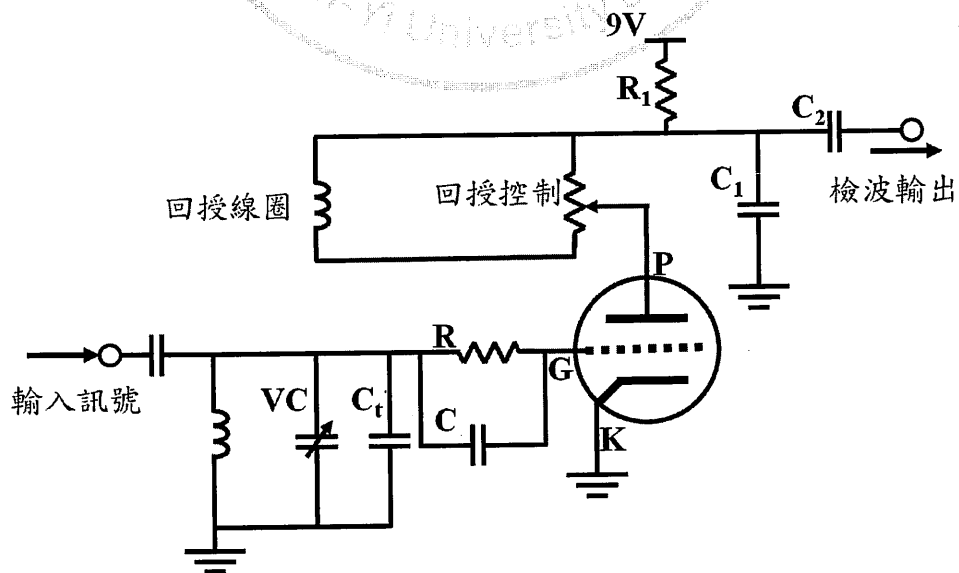


圖 2.23 再生式檢波電路

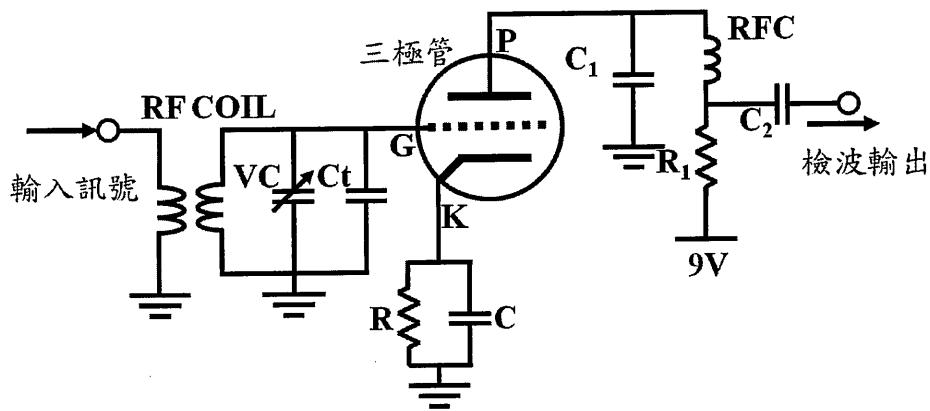


圖 2.24 屏極檢波電路

現在偵測高頻信號檢波，常使用混頻器所使用之蕭特基障層二極體 (Schottky Barrier Diode)。蕭特基障層二極體中，與廣泛應用之 PN 接合型矽二極體一樣具有整流特性，因高頻可整流特性，過去的二極體檢波器可在次做為探討。

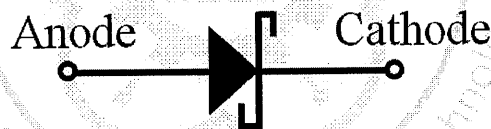


圖 2.25 蕭特基障層二極體符號

蕭特基障層二極體 (Schottky Barrier Diode) 圖 2.25 為一種導通電壓降較低、允許高速切換的二極體，是利用蕭特基勢壘特性而產生的電子元件，其名稱是為了紀念德國物理學家蕭特基 (Walter H. Schottky)。蕭特基二極體 (Schottky Barrier Diode) 的導通電壓非常低。一般的二極體在電流流過時，會產生約 0.7-1.7 伏特的電壓降，不過蕭特基二極體的電壓降只有 0.15-0.45 伏特，因此可以提昇系統的效率。

蕭特基二極體結構

蕭特基二極體是利用金屬-半導體界面作為蕭特基勢壘，以產生整流的效果，和一般二極體中由半導體-半導體界面產生的 P-N 界面不同。蕭特基勢壘的特性使得蕭特基二極體的導通電壓降較低，得以提高切換的速度。

反向恢復時間

蕭特基二極體和一般二極體最大的差異在於反向恢復時間，也就是二極體由流過正向電流的導通狀態，切換到不導通狀態所需的時間。一般二極體的反向恢復時間大約是數百 nS，若是高速二極體則會低於一百 nS，蕭特基二極體沒有反向恢復時間，因此小信號的蕭特基二極體切換時間約為數十 pS，特殊的大容量蕭特基二極體切換時間也才數十 pS。由於一般二極體在反向恢復時間內會因反向電流而造成 EMI 雜訊。蕭特基二極體可以立即切換，沒有反向恢復時間及反相電流的問題。

蕭特基二極體是一種使用多數載流子的半導體元件，若蕭特基二極體是使用 N 型半導體，其二極體的特性是由多數載子（即電子）所產生。多數載子快速地由半導體穿過界面，注入另一側金屬的傳導帶，由於此過程不涉及 N 型、P 型載子的結合（隨機反應而且需要時間較長），

因此蕭特基二極體停止導通的速度會比傳統的二極體速度要快。這樣的特性使得元件需要的面積可以減少，又進一步的減少切換所需的時間。在切換式電源供應器中常會用到蕭特基二極體，因為蕭特基二極體允許高速切換，電路可以在 200kHz 到 2MHz 的頻率下操作，也可以使用較小的電感器及電容器，同時可以提昇電源供應器的效率。小體積的蕭特基二極體最高可工作在 50GHz 的頻率，因此是 RF 偵測器及 mixer 中的重要零件。

缺點

蕭特基二極體最大的缺點是其反向偏壓較低，像使用矽及金屬為材料的蕭特基二極體，其反向偏壓額定耐壓最高只到 50V 以下，其反向漏電流不但較大，而且會隨著溫度升高而增加到提高，可能會造成熱失控的問題。為了避免上述的問題，蕭特基二極體實際使用時的反向偏壓都會比其額定值小很多。不過蕭特基二極體的技術已有進步，其反向偏壓的額定值最大可以到 200V。

二極體元件電路：正峰值檢波電路如圖 2.26、負峰值檢波電路如圖 2.27、偏壓負峰值檢波電路如圖 2.28、電壓倍增檢波電路如圖 2.29 與多階電壓倍增檢波電路如圖 2.30。

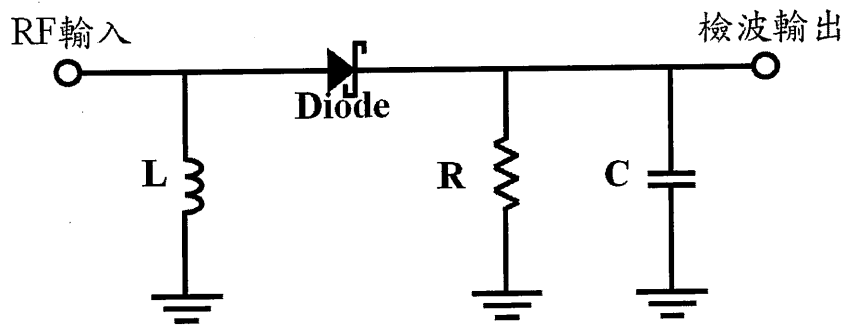


圖 2.26 正峰值檢波電路

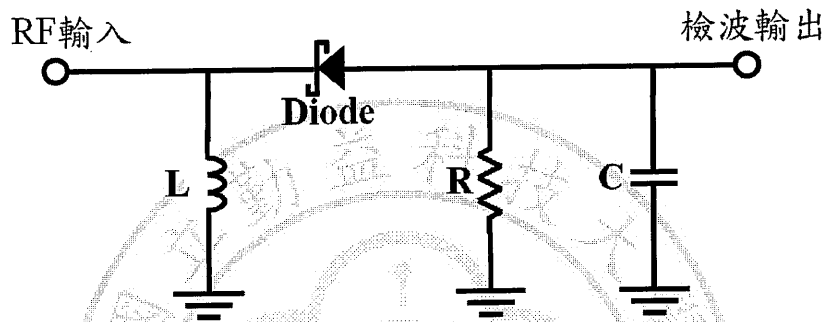


圖 2.27 負峰值檢波電路

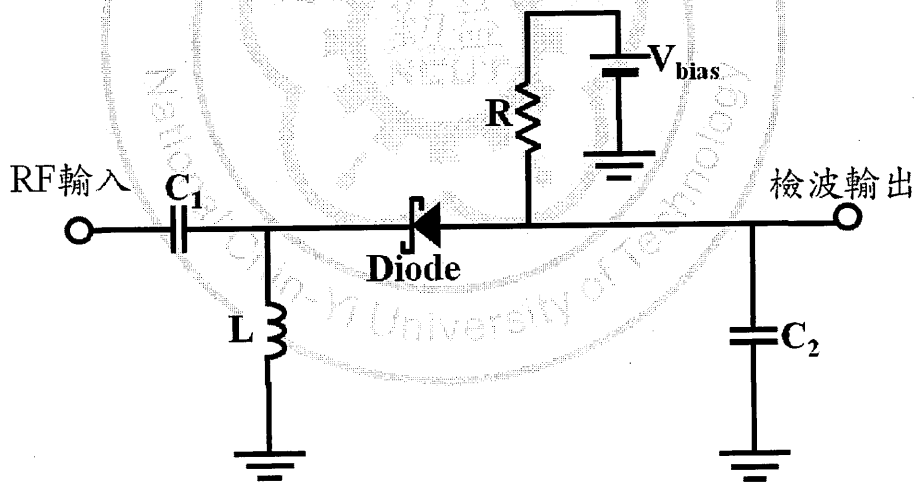


圖 2.28 偏壓負峰值檢波電路

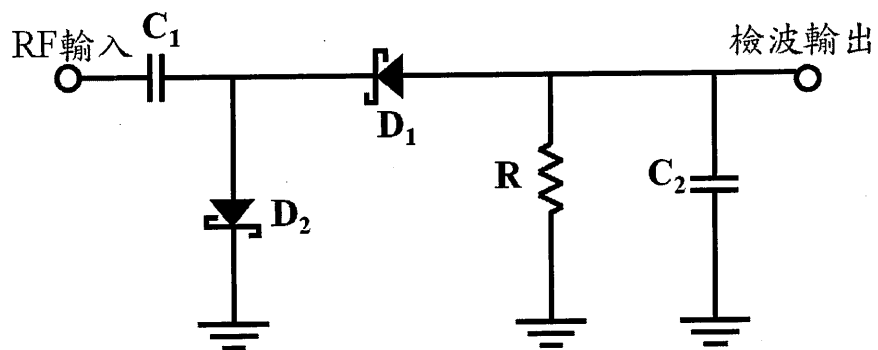


圖 2.29 二倍壓檢波電路

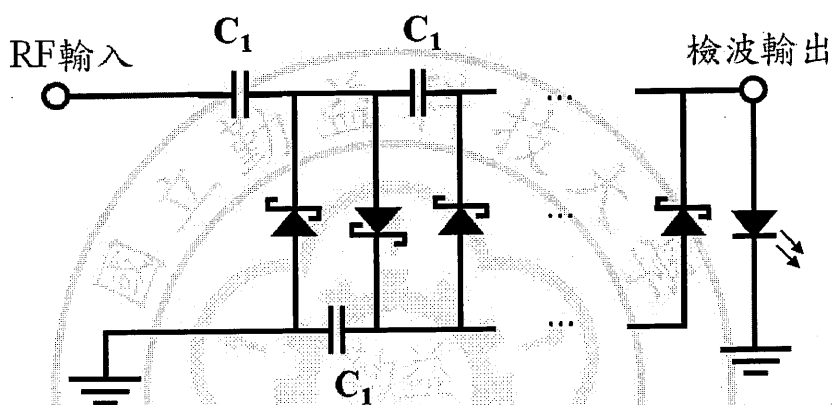


圖 2.30 多階層倍壓檢波電路

在了解檢波器的歷史與電路後，第三章將探討檢波電路之天線、電路匹配與各種不同階層倍壓檢波器之間的差異。

第三章 應用於被動式檢波器

圖 3.1 為被動式電場強度檢波器電路結構，將電路分為天線 (Antenna)、匹配電路(Matching Circuit)、被動式檢波器(Passive Detector) 與發光二極體(Light Emitting Diode,LED)。將天線工作頻率設計在待測無線產品頻段上，使天線接收無線產品所產生該頻段電波，經由匹配電路將天線接收電波以最大功率轉移至被動式檢波器中，被動式檢波器由 LED 亮滅表示電波功率強度。



圖 3.1 被動式電場檢波器電路結構

3.1 被動式檢波器設計

天線設計基本上以可在電路版成形為主，如偶極天線，單極天線與環形天線，但在低頻無線產品中 λ 極長天線不易製做，所以在無線產品天線大多使用縮小形天線，如 13.56 MHz RFID。

3.1.1 縮小環形天線

設計原理為運用電磁感應與電路諧振來達成天線接收信號。矩形環形天線運用公式(3-1)計算出矩形環形天線之電感值 L_A [17]，其中 μ_0 為導磁係數， l 、 d 、 w 分別為矩形環形天線長、寬與線徑寬度，單位為 MKS 制。運用公式(3-2)計算出諧振頻率之電容值 C_r 如圖 3.2。

$$L_A = \frac{\mu_0}{\pi} \left(l \ln \frac{2d-w}{w} + d \ln \frac{2l-w}{w} \right) \quad (3-1)$$

$$C_r = \frac{1}{(2\pi f)^2 L_A} \quad (3-2)$$

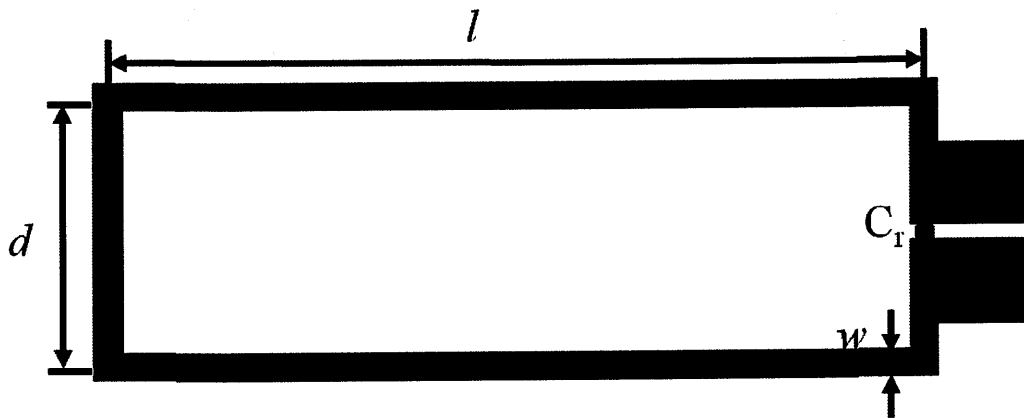


圖 3.2 縮小環形天線示意圖

設計 13.56 MHz 縮小環形天線， $l = 30 \text{ mm}$ 、 $d = 10 \text{ mm}$ 、 $w = 1 \text{ mm}$ 、
板材 FR-4 厚度 1.6mm，公式(3-1)計算出縮小環形天線等效電感 $L_A =$
56.14 nH、公式(3-2)計算出諧振頻率電容 $C_r = 2667 \text{ pF}$ 。

由於公式(3-2)計算出的諧振電容 $C_r = 2667 \text{ pF}$ ，以現有電容並聯相加電容值以接近諧振電容如圖 3.3 其中 $C_1 = 2200 \text{ pF}$ 、 $C_2 = 330 \text{ pF}$ 、 $R_1 = 0 \Omega$ 、 $R_2 = 0 \Omega$ 。

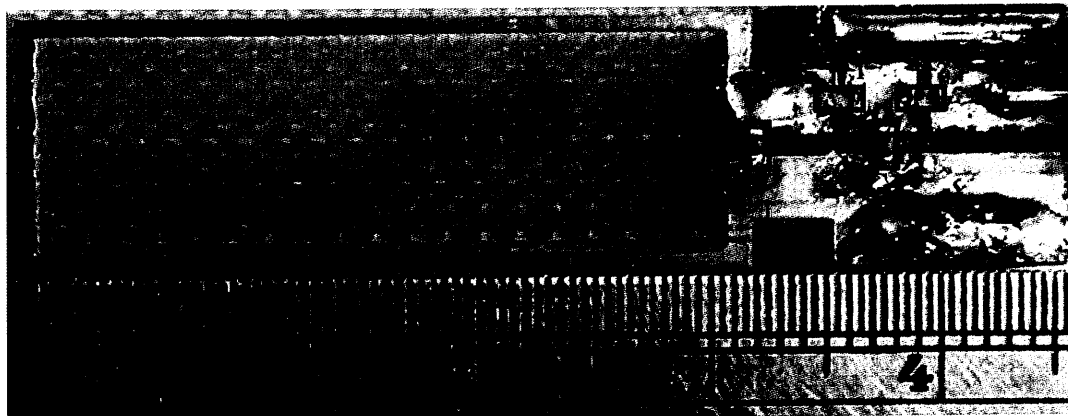


圖 3.3 縮小環形天線實體圖

其縮小環形天線 13.56 MHz 的 $|S_{11}| = -16.82 \text{ dB}$ 。

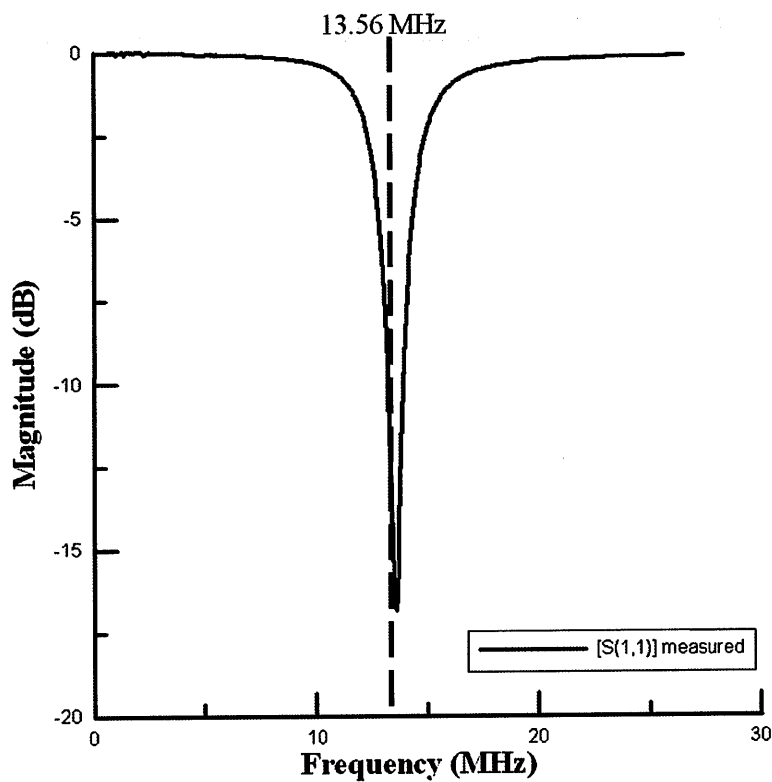


圖 3.4 縮小環形天線量測圖

3.1.2 螺旋形天線

設計原理為運用電磁感應與電路諧振來達成天線接收信號，設計螺旋形天線[18]，螺旋形天線運用公式(3-3)計算出矩形環形天線之電感值 L_A [19]，其中 μ_0 為導磁係數 $K_1=2.34$ ， $K_2=2.75$ ， l_1 與 l_2 為螺旋形天線長度，螺旋形單位為 MKS 制。運用公式(3-4)計算出諧振頻率之電容值 C_r 如圖 3.5。

$$L_A = K_1 \mu_0 \frac{n^2 \left(\frac{l_1 + l_2}{2} \right)}{1 + K_2 \left(\frac{l_1 - l_2}{l_1 + l_2} \right)} \quad (3-3)$$

$$C_r = \frac{1}{(2\pi f)^2 L_A} \quad (3-4)$$

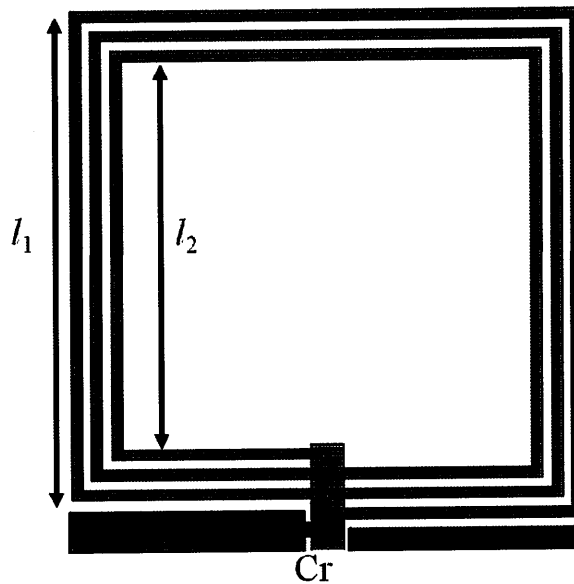


圖 3.5 螺旋形天線示意圖

設計 13.56 MHz 螺旋形天線， $L_1=50\text{ mm}$ 、 $L_2=50\text{ mm}$ 、 $W_1=1\text{ mm}$

$W_2 = 1 \text{ mm}$ 、板材 FR-4 厚度 1.6 mm ，其中匹配電容 $C_1 = 180 \text{ pF}$ 、 $C_2 = 470 \text{ pF}$ 、 $C_3 = 220 \text{ pF}$ 與 $C_4 = 220 \text{ pF}$ 如圖 3.6。

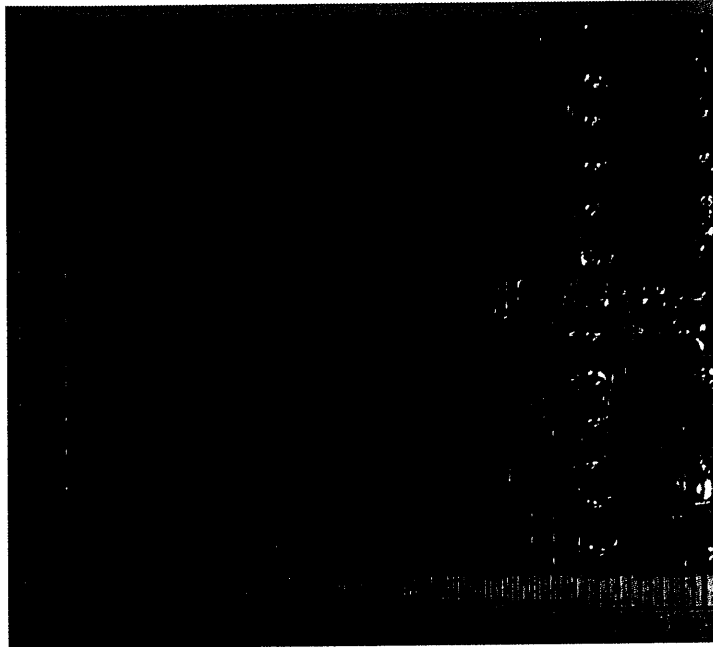


圖 3.6 螺旋形天線實體圖

螺旋形天線 13.56 MHz 的 $|S_{11}| = -18.21 \text{ dB}$ 如圖 3.7。

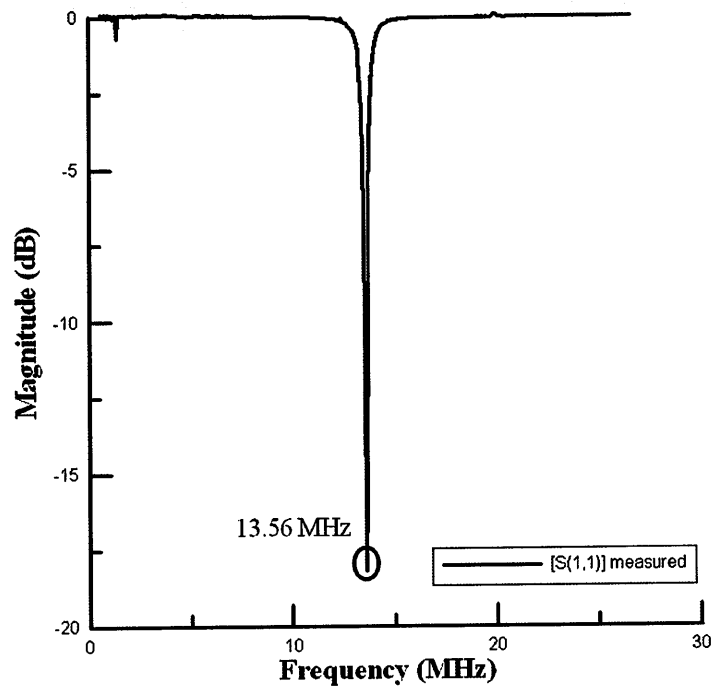


圖 3.7 螺旋形天線量測圖

3.2 匹配電路設計

匹配一階檢波器，Anritsu MS2034 VNA Master 量測未匹配被動式檢波器，若將一階檢波器阻抗設計在 13.56 MHz，使用 Anritsu MS2034 VNA Master Smith chart 功能，將頻率調至 13.56 MHz，可得被動式檢波器之阻抗，如圖 3.8，圖中為一階檢波電路未匹配所量測阻抗， m_1 正規阻抗為 $1.7-j17\Omega$ 。

Mark	Frequency	$r + jx$
m_1	13.56 MHz	$1.7-j17$

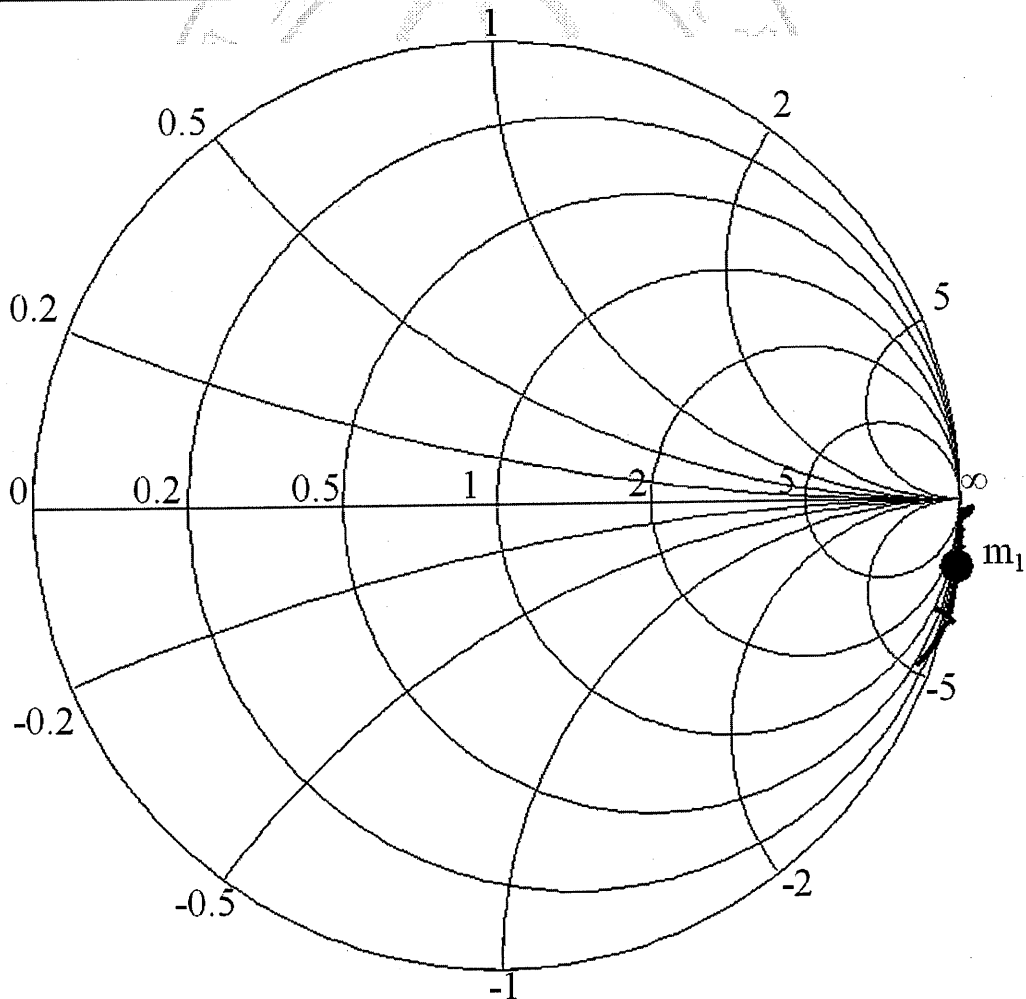


圖 3.8 13.56 MHz 一階檢波器未匹配阻抗圖

使用軟體 WinSmith 輸入阻抗匹配頻率與 Anritsu MS2034 VNA Master 量測未匹配被動式檢波器阻抗，在軟體 WinSmith 上之 Smith Chart 圖得到阻抗點 Z_L ，運用串聯/並聯電容/電感將 Smith Chart 圖上之 Z_L 匹配至 50 歐姆，可得匹配電路圖與匹配電容/電感元件值如圖 3.9，其 $L_1=500\text{nH}$ 、 $L_2=10\mu\text{H}$ 、 $C_1=120\text{ pF}$ 、 $m_1=1.7+j17\Omega$ 、 $m_2=1.7+j0.04\Omega$ 、 $m_3=0.99-j0.83\Omega$ 、 $m_4=0.99+j0.01\Omega$ ，以 T 型匹配電路進行匹配，串聯 L_1 ，並聯 C_1 在串聯 L_2 。

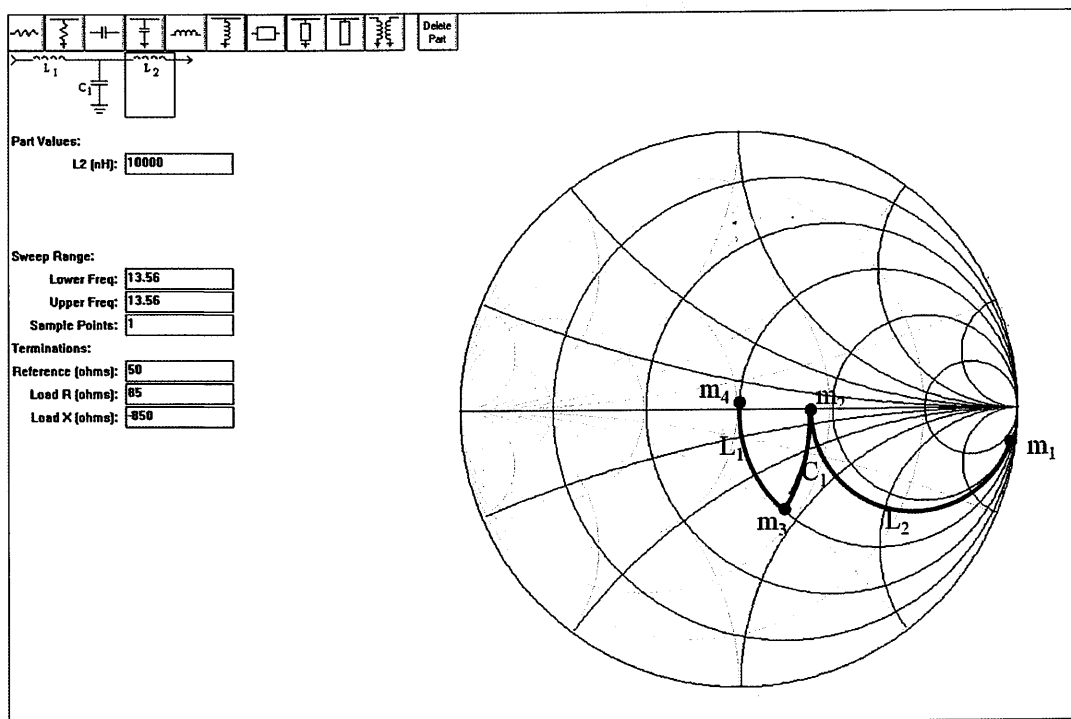


圖 3.9 WinSmith 軟體模擬匹配一階檢波器圖

在實際匹配元件時 Anritsu MS2034 VNA Master 量測阻抗與軟體 WinSmith 上阻抗有很大的落差， $m_1=1.7+j17\Omega$ 為未匹配檢波器阻抗，軟體 WinSmith 設計串聯 $L_2=10\mu\text{H}$ 得 $m_2=1.7+j0.04\Omega$ ，實際量測阻抗

$m_{10\mu\text{H}}=15.49+j3.53\Omega$ ， m_1 與 $m_{10\mu\text{H}}$ 的落差因檢波電路以非線性元件二極組成，使阻抗匹配時阻抗不一定做線性改變。故實際阻抗匹配，每接上新的電容或電感都要再次實際量測檢波電路的阻抗值，如圖 3.10。

Mark	Frequency	$r + jx$
m_1	13.56 MHz	$1.7+j17\Omega$
m_2	13.56 MHz	$1.7+j0.04\Omega$
$m_{10\mu\text{H}}$	13.56 MHz	$15.49+j3.53\Omega$

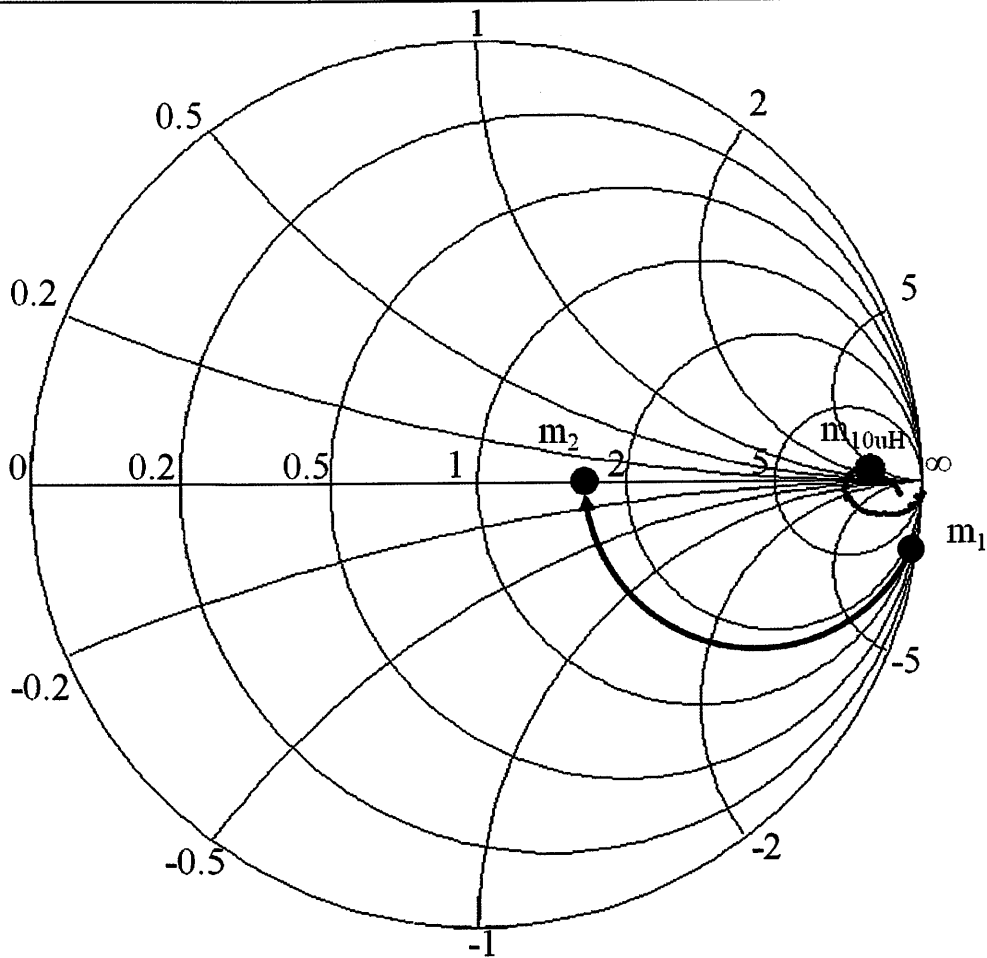


圖 3.10 WinSmith 軟體模擬匹配與實際邊界匹配差異圖

檢波器匹配並非完全線性，在史密斯圖邊界非線性最為明顯，但史密斯圖中接近 50Ω 還是有線性的特性，在串聯 $L_2=1\mu\text{H}$ 後 Anritsu MS2034 VNA Master 所量測出來阻抗值 $m_{1\mu\text{H}}=1.73-j0.31\Omega$ ，運用 WinSmith 設計阻抗匹配，並聯 $C_1=100\text{pF}$ ，串聯 $L_1=500\text{nH}$ 。得 $m_3=0.95-j0.89\Omega$ 、 $m_4=0.95-j0.04\Omega$ 如圖 3.11。

Mark	Frequency	$r + jx$
$m_{1\mu\text{H}}$	13.56 MHz	$1.73-j0.31\Omega$
m_3	13.56 MHz	$0.95-j0.89\Omega$
m_4	13.56 MHz	$0.95-j0.04\Omega$

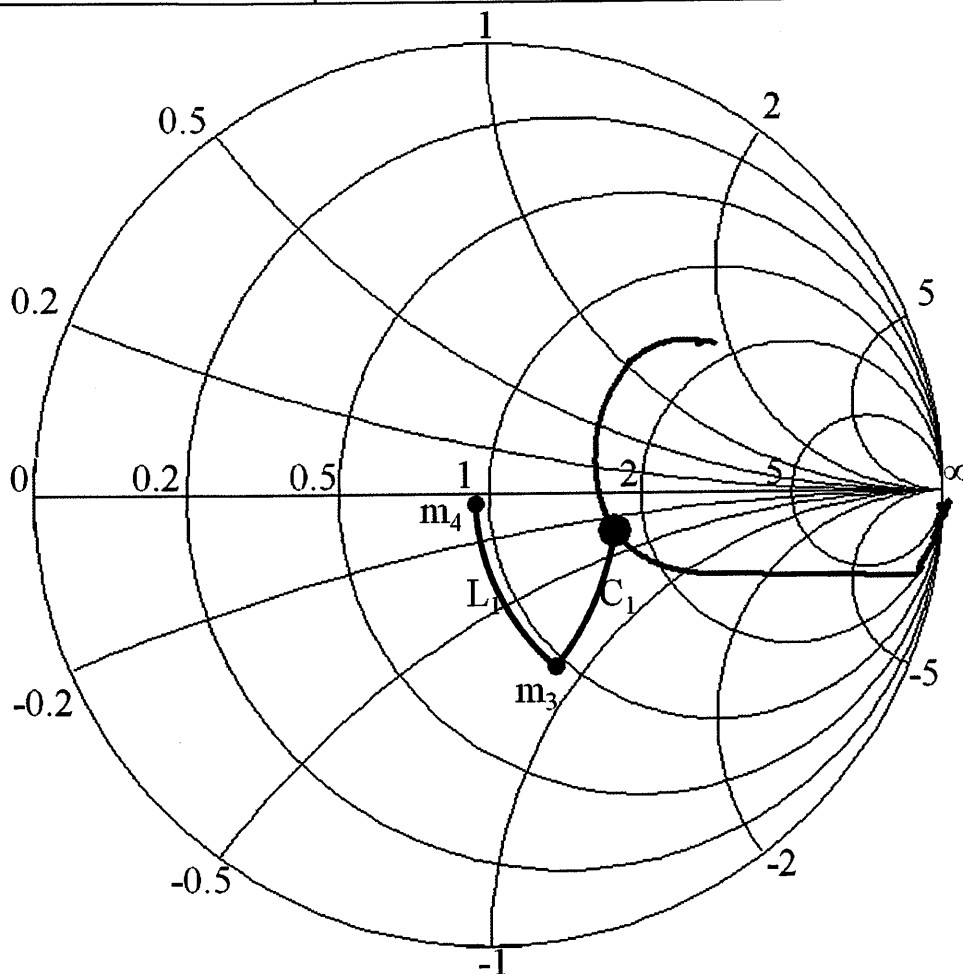


圖 3.11 WinSmith 軟體模擬串聯 $L_2=1\mu\text{H}$ 後匹配圖

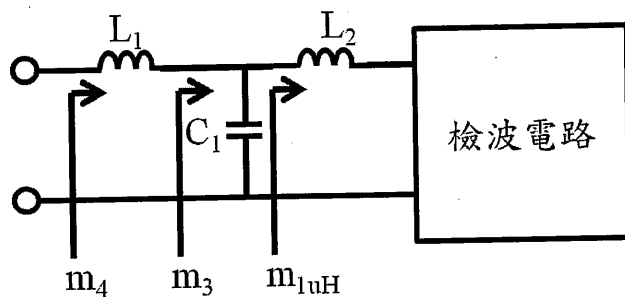


圖 3.12 13.56 MHz 一階檢波器匹配電路圖

Anritsu MS2034 VNA Master 量測 Winsmith 所設計元件之阻抗匹

配圖，並聯 $C_1=100\text{pF}$ 實際阻抗為 $m_{100\text{pF}}=1.02-j0.91\Omega$ 如圖 3.13。

Mark	Frequency	$r + jx$
$m_{100\text{pF}}$	13.56 MHz	$1.02-j0.91\Omega$

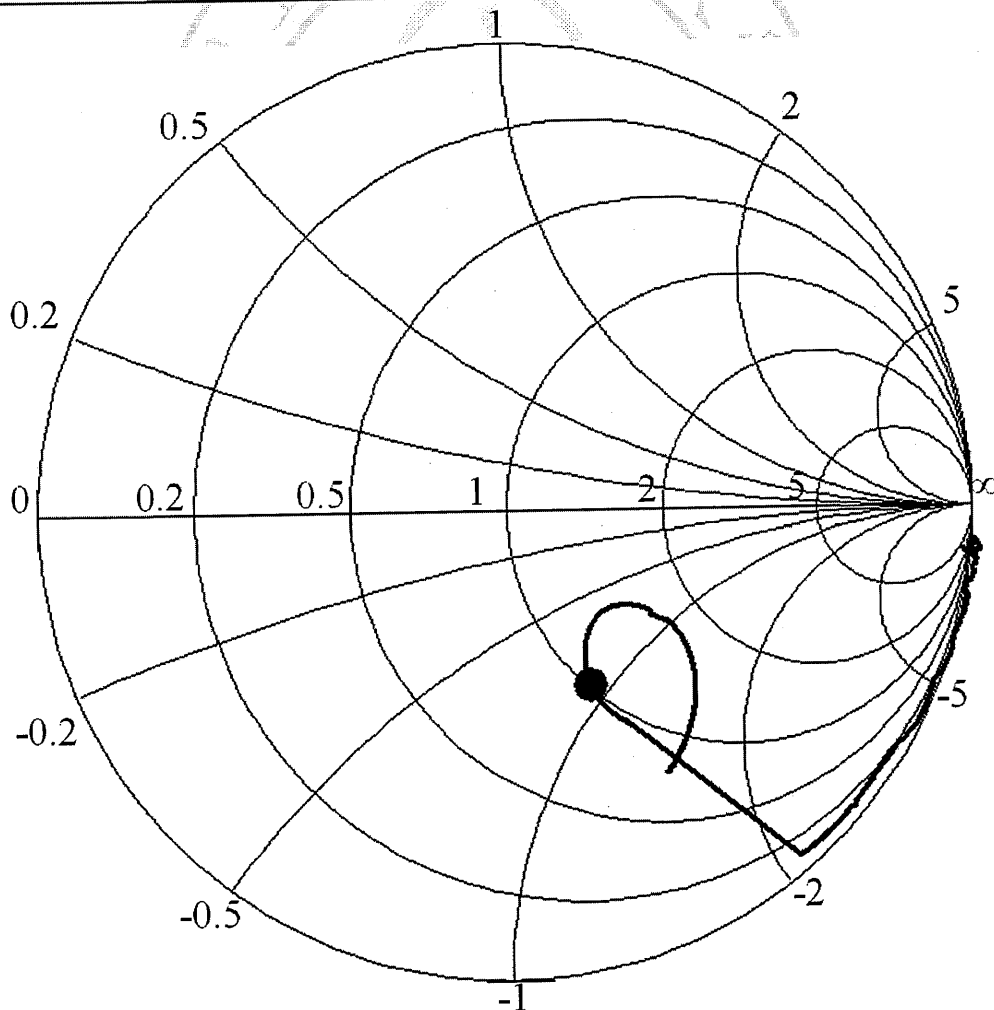


圖 3.13 並聯 C_1 測量 13.56 MHz 一階檢波器阻抗圖

Anritsu MS2034 VNA Master 量測 Winsmith 所設計元件之阻抗匹

配圖，串聯 $L_1=500\text{nH}$ 實際阻抗為 $m_{100\text{pF}\parallel 500\text{nH}}=1.25-j0.02\Omega$ 如圖 3.14。

Mark	Frequency	$r + jX$
$m_{100\text{pF}\parallel 500\text{nH}}$	13.56 MHz	$1.25-j0.02\Omega$

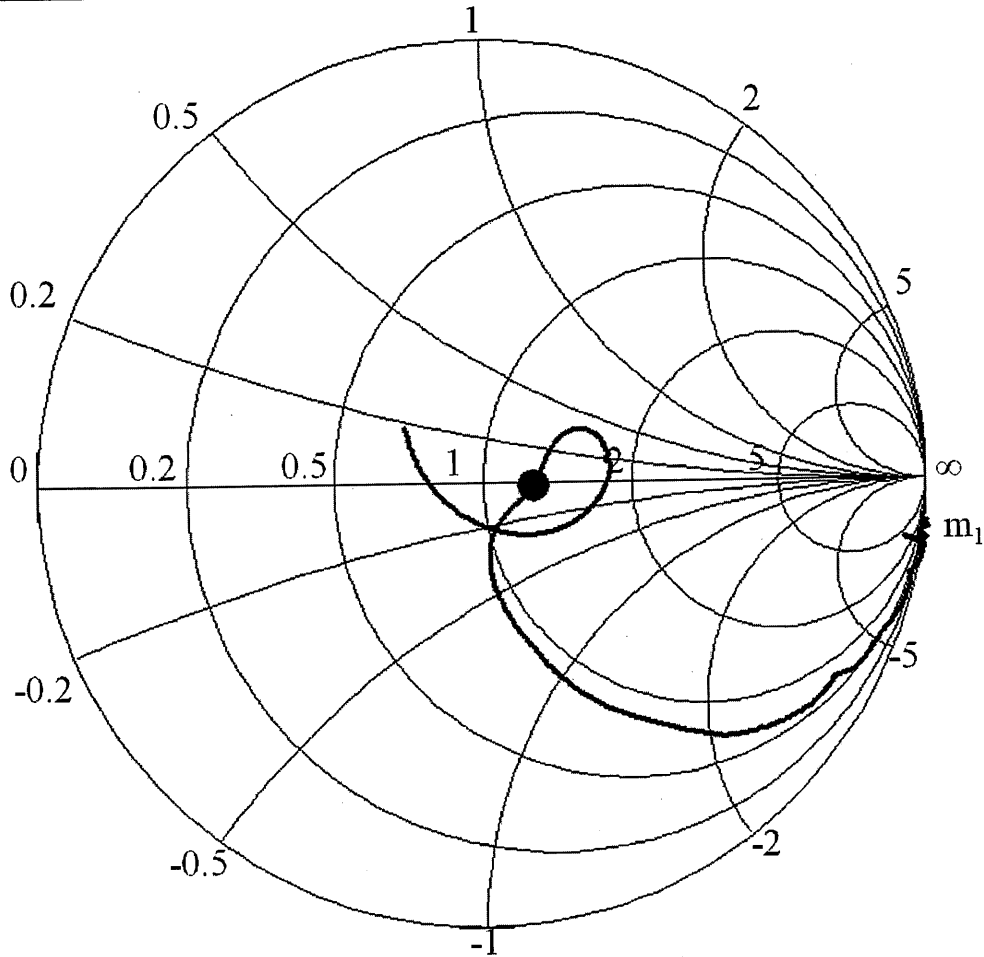


圖 3.14 串聯 L_1 量測 13.56 MHz 一階檢波器阻抗圖

Winsmith 設計值與 Anritsu MS2034 VNA Master 量測值， $m_3 = 0.95 - 0.89\Omega$ 、 $m_{100\text{pF}} = 1.02 - j0.91\Omega$ 、 $m_4 = 0.95 - j0.04\Omega$ 與 $m_{100\text{pF}\parallel 500\text{nH}} = 1.25 - j0.02\Omega$ 之間有微小差異，由於 Winsmith 設計為理想數值，實際電容與電容上有寄生效應，設計更為精準匹配電路就須考慮寄生效應。

未匹配檢波電路在 13.56 MHz 的反射係數 $|S_{11}| = -0.018 \text{ dB}$ 與匹配後

檢波電路 13.56 MHz 反射係數 $|S_{11}| = -19.12 \text{ dB}$ 如圖 3.15。

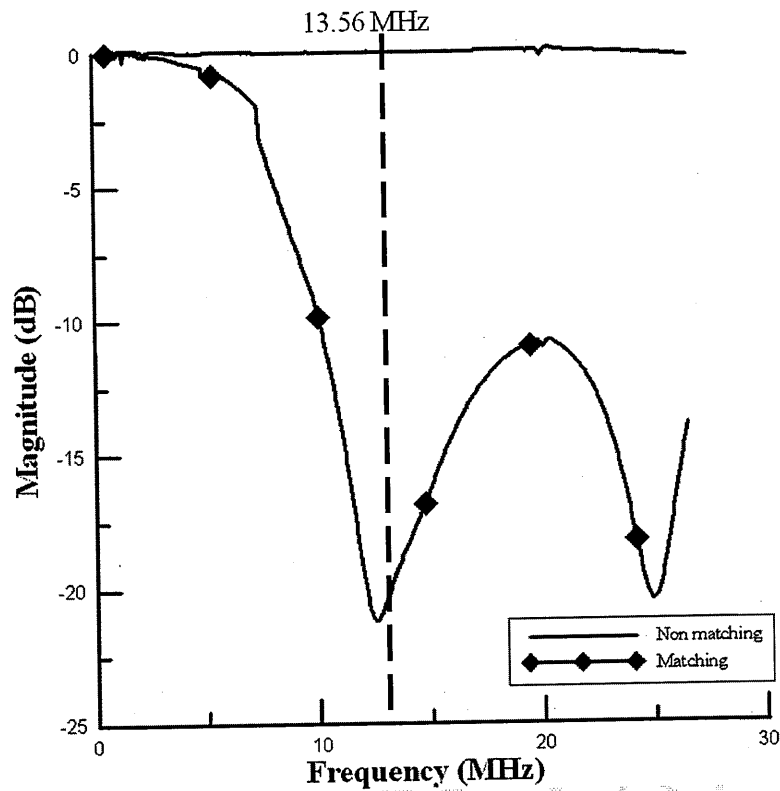


圖 3.15 13.56 MHz 一階未匹配檢波器與一階匹配檢波器 $|S_{11}|$ 測量圖

匹配 13.56 MHz 二階檢波器，未匹配時 13.56 MHz 二階檢波器阻

抗 $m_1=11.14-j33.64\Omega$ 如圖 3.16。

Mark	Frequency	$r + jX$
m_1	13.56 MHz	$11.14-j33.64\Omega$

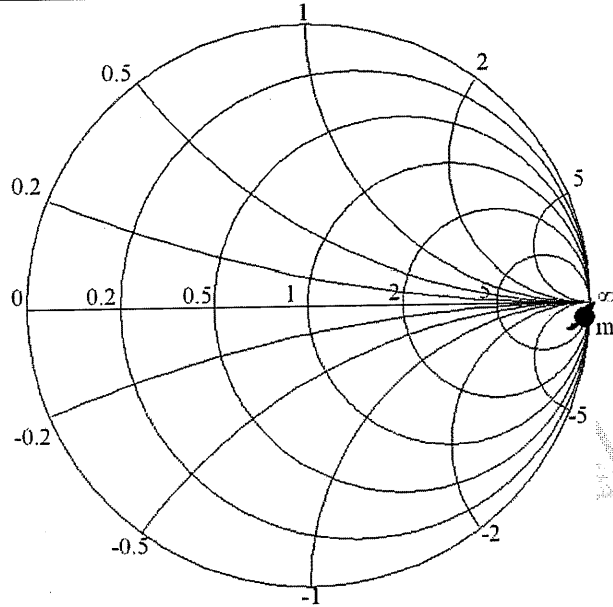


圖 3.16 13.56 MHz 一階檢波器未匹配史密斯阻抗圖

匹配 13.56 MHz 二階檢波器，運用 T 型電路進行匹配 $L_2=1 \text{ uH}$ 、

$C_1=100 \text{ pF}$ 與 $L_1=500 \text{ nH}$ 如圖 3.17。

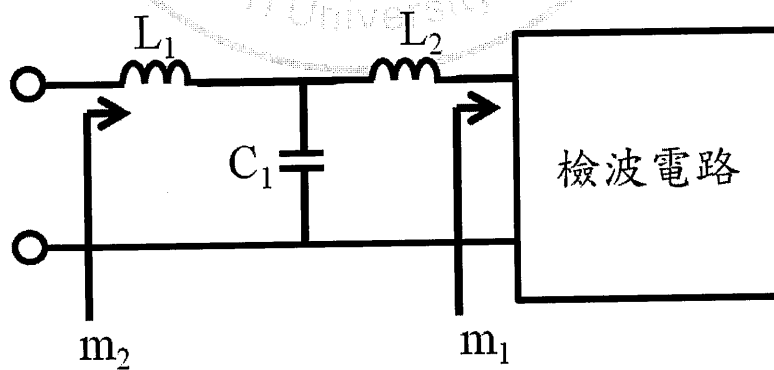


圖 3.17 13.56 MHz 二階檢波器匹配電路圖

匹配後 13.56 MHz 二階檢波器阻抗 $m_2=0.9-j0.03\Omega$ 如圖 3.18。

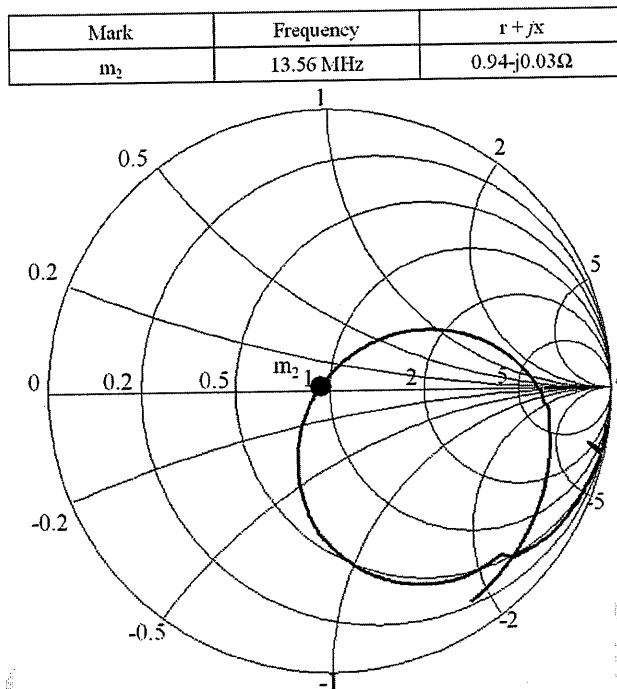


圖 3.18 13.56 MHz 二階檢波器匹配史密斯阻抗圖

未匹配 13.56 MHz 二階檢波器的反射係數 $|S_{11}| = -0.15$ dB 與匹配後 13.56 MHz 二階檢波器反射係數 $|S_{11}| = -31.91$ dB 如圖 3.19。

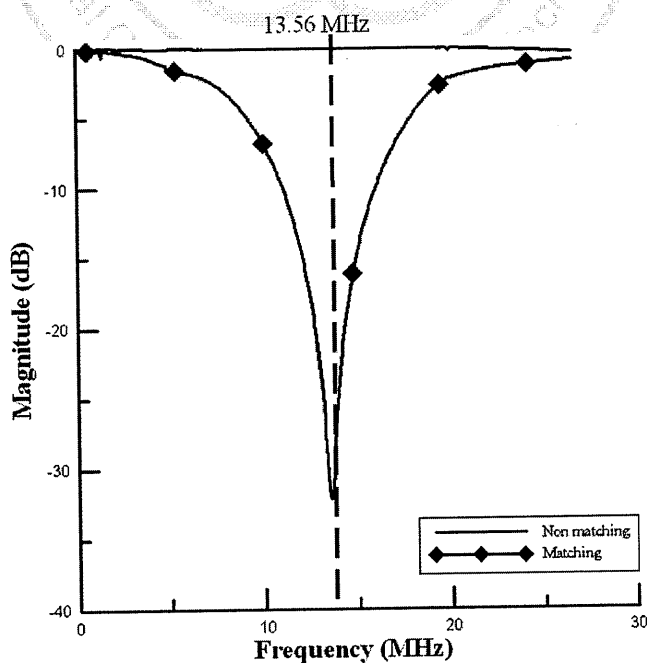


圖 3.19 13.56 MHz 二階未匹配檢波器與二階匹配檢波器 $|S_{11}|$ 測量圖

匹配 13.56 MHz 三階檢波器，未匹配時 13.56 MHz 三階檢波器阻

抗 $m_1=1.63-j2.03\Omega$ 如圖 3.20。

Mark	Frequency	$r + jx$
m_1	13.56 MHz	$1.63-j2.03\Omega$

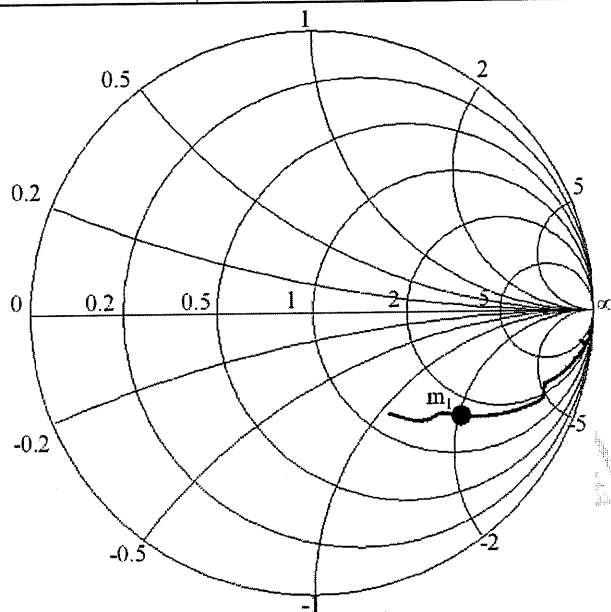


圖 3.20 13.56 MHz 三階檢波器未匹配史密斯阻抗圖

匹配 13.56 MHz 三階檢波器， $L_1 = 2200 \text{ nH}$ 、 $L_2 = 1 \text{ uH}$ 、 $C_1 = 33 \text{ pF}$ 與

$C_2 = 220 \text{ pF}$ 如圖 3.21。

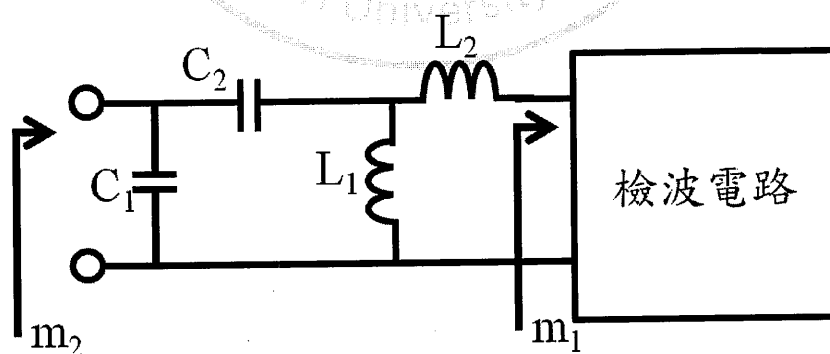


圖 3.21 13.56 MHz 三階檢波器匹配電路圖

匹配後 13.56 MHz 三階檢波器阻抗 $m_2=1.04-j0.045\Omega$ 如圖 3.22。

Mark	Frequency	$r + jx$
m_2	13.56 MHz	$1.04+j0.045\Omega$

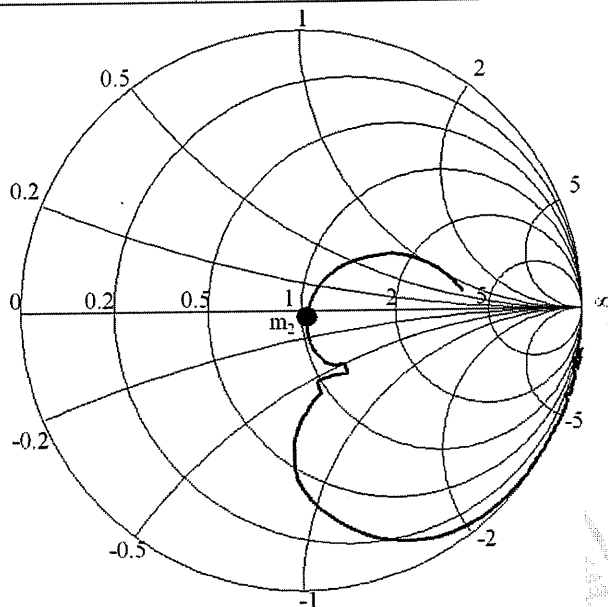


圖 3.22 13.56 MHz 三階檢波器匹配史密斯阻抗圖

未匹配 13.56 MHz 三階檢波器的反射係數 $|S_{11}| = -3.88$ dB 與匹配後 13.56 MHz 三階檢波器反射係數 $|S_{11}| = -32.08$ dB 如圖 3.23。

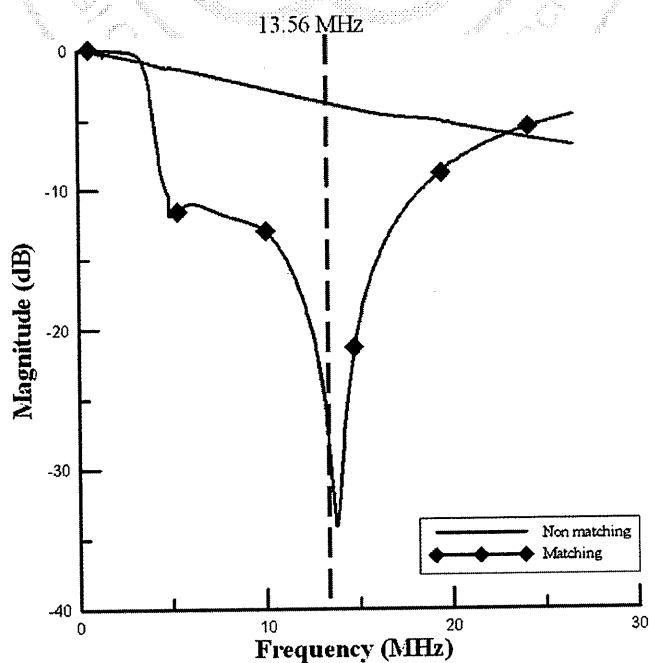


圖 3.23 13.56 MHz 階未匹配檢波器與三階匹配檢波器 $|S_{11}|$ 測量圖

匹配 13.56 MHz 四階檢波器，未匹配時 13.56 MHz 四階檢波器阻

抗 $m_1=1.38-j1.96\Omega$ 如圖 3.24。

Mark	Frequency	$r + jx$
m_1	13.56 MHz	$1.38-j1.96\Omega$

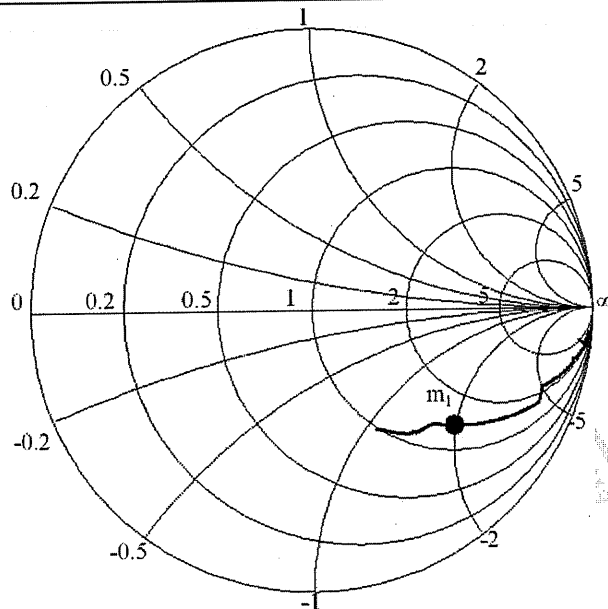


圖 3.24 13.56 MHz 四階檢波器未匹配史密斯阻抗圖

匹配 13.56 MHz 四階檢波器， $L_1 = 0.56 \mu\text{H}$ 、 $L_2 = 1 \mu\text{H}$ 、 $C_1 = 33 \text{ pF}$ 與

$C_2 = 180 \text{ pF}$ 如圖 3.25。

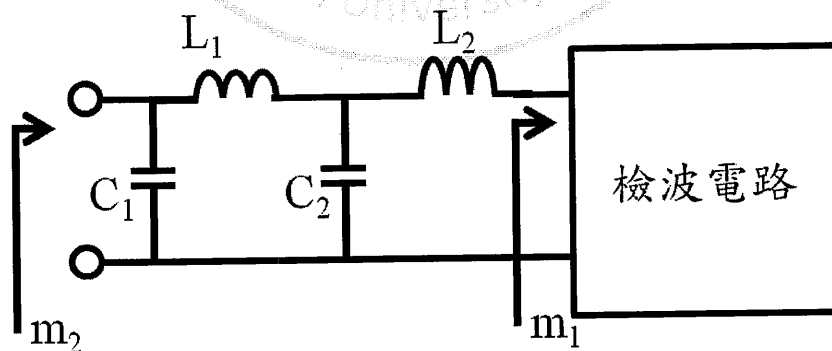


圖 3.25 13.56 MHz 四階檢波器匹配電路圖

匹配後 13.56 MHz 四階檢波器阻抗 $m_2=1.02-j0.01\Omega$ 如圖 3.26。

Mark	Frequency	$r + jx$
m_2	13.56 MHz	$1.02-j0.01\Omega$

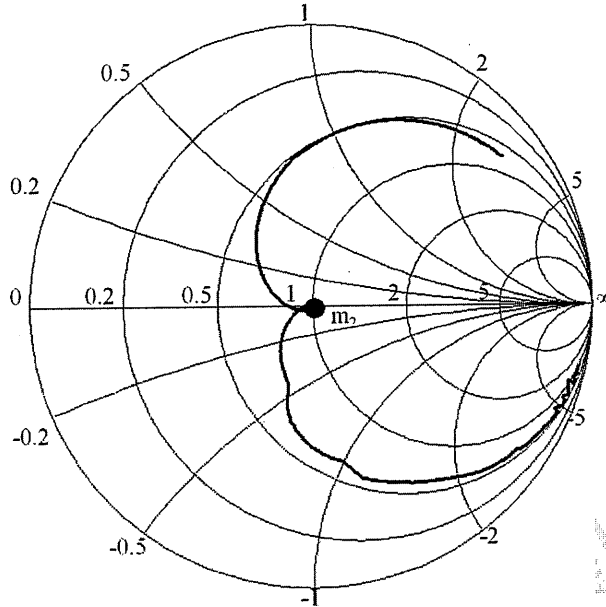


圖 3.26 13.56 MHz 四階檢波器匹配史密斯阻抗圖

未匹配 13.56 MHz 四階檢波器的反射係數 $|S_{11}| = -3.72$ dB 與匹配後 13.56 MHz 四階檢波器反射係數 $|S_{11}| = -38.35$ dB 如圖 3.27。

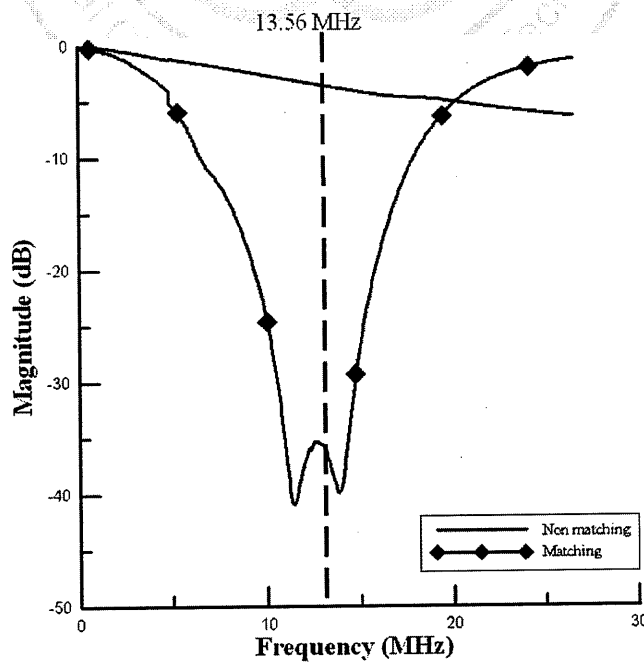


圖 3.27 13.56 MHz 四階未匹配檢波器與四階匹配檢波器 $|S_{11}|$ 測量圖

匹配 13.56 MHz 五階檢波器，未匹配時 13.56 MHz 五階檢波器阻

抗 $m_1=2.37-j2.35\Omega$ 如圖 3.28。

Mark	Frequency	$r + jX$
m_1	13.56 MHz	$2.37-j2.35\Omega$

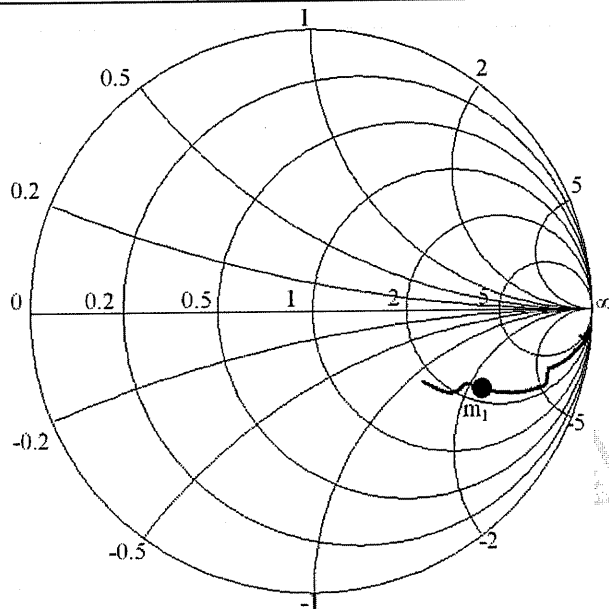


圖 3.28 13.56 MHz 五階檢波器未匹配史密斯阻抗圖

匹配 13.56 MHz 五階檢波器， $L_1 = 0.56 \mu\text{H}$ 、 $L_2 = 0.82 \mu\text{H}$ 、 $C_1 = 120$

pF 與 $C_2 = 180 \text{ pF}$ 如圖 3.29。

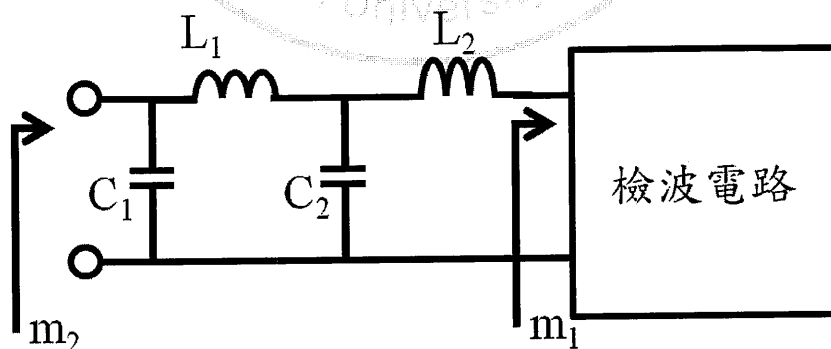


圖 3.29 13.57 MHz 五階檢波器匹配電路圖

匹配後 13.56 MHz 五階檢波器阻抗 $m_2=0.94-j0.05\Omega$ 如圖 3.30。

Mark	Frequency	$r + jx$
m_2	13.56 MHz	$0.94+j0.05\Omega$

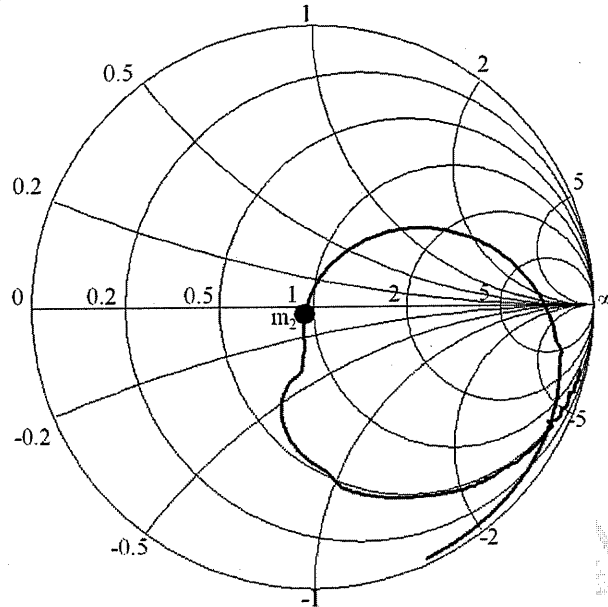


圖 3.30 13.56 MHz 五階檢波器匹配史密斯阻抗圖

未匹配 13.56 MHz 五階檢波器的反射係數 $|S_{11}| = -3.57$ dB 與匹配後 13.56 MHz 五階檢波器反射係數 $|S_{11}| = -27.47$ dB 如圖 3.31。

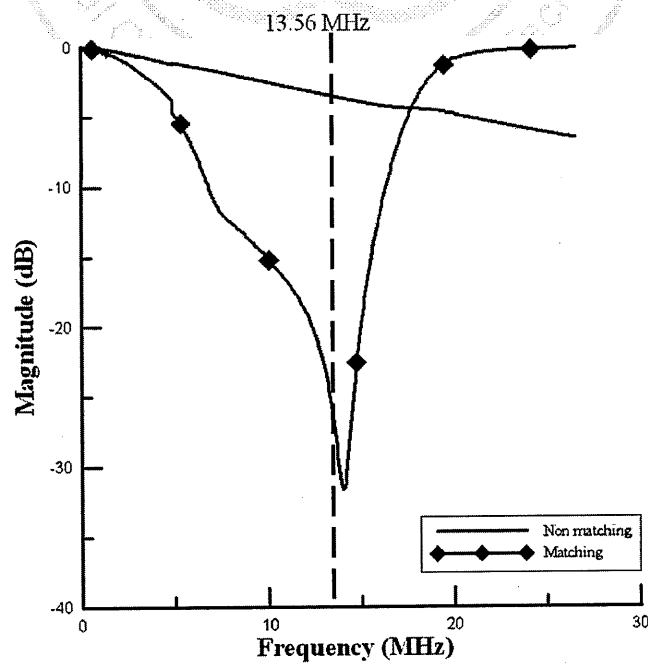


圖 3.31 13.56 MHz 五階未匹配檢波器與五階匹配檢波器 $|S_{11}|$ 測量圖

3.3 檢波電路設計

二極體發展出蕭特基二極體，使傳統的倍壓電路在高頻的運用也隨著變多，由於 RF 信號為交流電壓的一種，故設計倍壓電路加上使用蕭特基障層二極體元件用來檢測電波功率如圖 3.32。

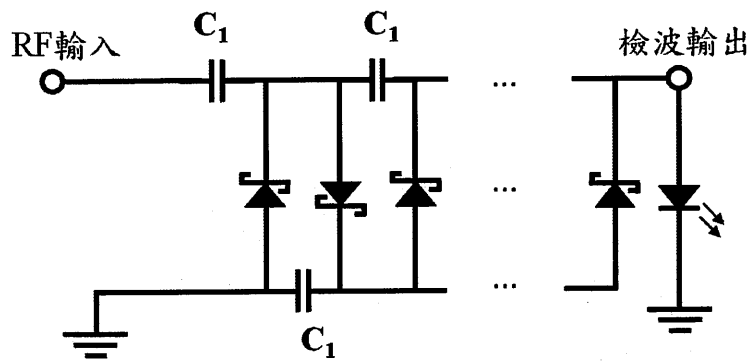


圖 3.32 蕭特基二極體之 n 階倍壓器示意圖

倍壓電路原理，運用二極體順向偏壓導通、逆向偏壓截止與電容充放電原理可設計 n 階倍壓器如圖 3.33。

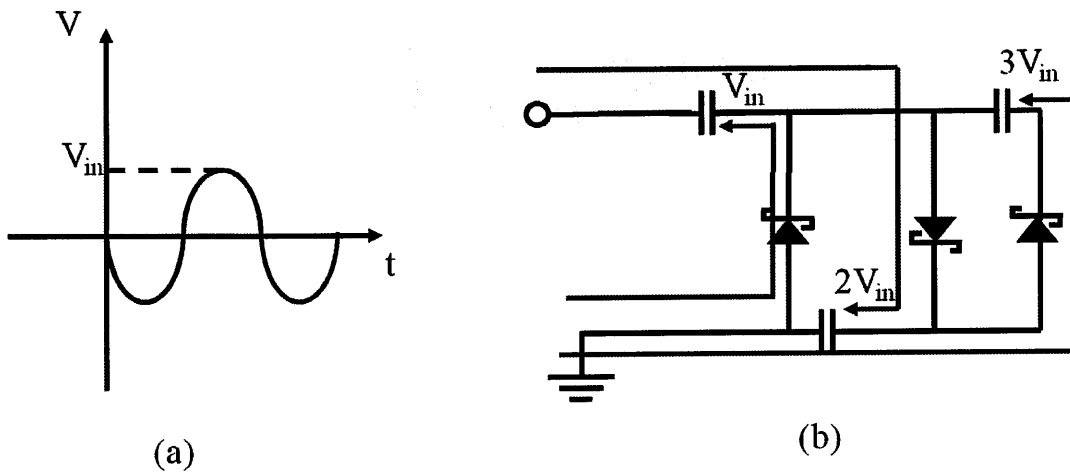


圖 3.33 (a) 交流輸入電壓 (b) 倍壓電路原理示意圖

運用 Agilent N9310A RF Signal Generator 儀器，送出不同功率的 13.56 MHz RF 訊號，在觀察不同階檢波電路的 LED 在輸入多少功率 RF 訊號時 LED 會亮整理為表 3.1。

表 3.1 各階檢波器 LED ON 所須功率表

各階檢波器	LED ON 所須功率
13.56 MHz 一階檢波電路	1.6 dBm
13.56 MHz 二階檢波電路	-0.4 dBm
13.56 MHz 三階檢波電路	-3.0 dBm
13.56 MHz 四階檢波電路	-3.2 dBm
13.56 MHz 五階檢波電路	-4.2 dBm

將各階不同檢波電路與天線結合，以用來做檢波器使用，檢波器量測方法使用 PROMAG™ AMP600 RFID 13.56MHz 讀取器(Reader)天線所發射訊號如圖 3.34，保麗龍隔離檢波器與讀取器天線，觀察環形天線檢波器之 LED 亮燈的變化情形，由此可觀察出檢波器離讀取器天線距離與功率整理為表 3.2。

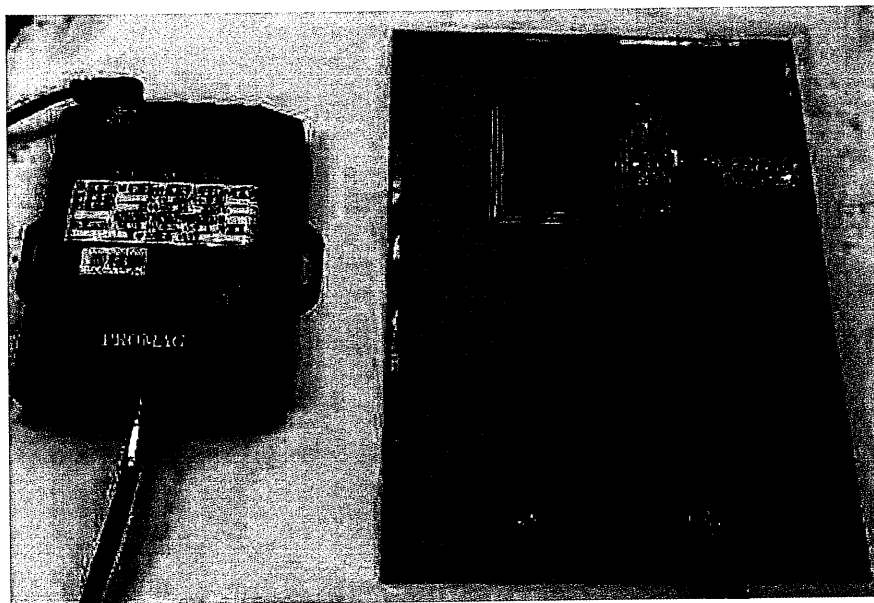
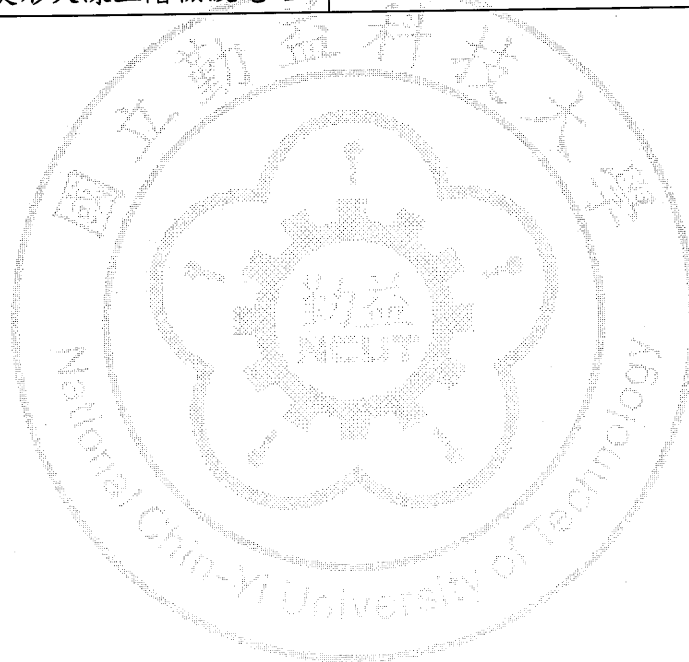


圖 3.34 實際電路作用

表 3.2 各階檢波器 LED ON 所須功率表

各種檢波器	LED ON 所須最近距離
13.56MHz 縮小環形天線一階檢波電路	14.4 cm
13.56MHz 縮小環形天線二階檢波電路	16.0 cm
13.56MHz 縮小環形天線三階檢波電路	17.2 cm
13.56MHz 縮小環形天線四階檢波電路	18.0 cm
13.56MHz 縮小環形天線五階檢波電路	18.6 cm
13.56MHz 螺旋形天線一階檢波電路	39.3 cm
13.56MHz 螺旋形天線二階檢波電路	42.7 cm
13.56MHz 螺旋形天線三階檢波電路	44.7 cm
13.56MHz 螺旋形天線四階檢波電路	44.9 cm
13.56MHz 螺旋形天線五階檢波電路	45.6 cm



第四章 結論

本文提出一種被動式電場檢波器(Passive field detector)電路，電路設計方法，以蕭特基二極體元件設計倍壓電路，並利用匹配電路，使功率有效傳輸至 LED，用 LED 來辨別功率大小 LED。電路分析利用天線理論設計接收電波天線，運用阻抗匹配(Impedance Matching)原理減少天線與檢波電路之間傳輸損耗，不同多階倍壓電路用來檢測不同功率電波。

本電路應用於檢測各種不同頻率電波功率，可應用於 13.56 MHz RFID、925 MHz RFID、900 MHz /1800 MHz 手機、2.45 GHz Wi-Fi 無線上網等通訊產品。

參考文獻

- [1] http://ivy1.epa.gov.tw/Nonionized_Net/default.aspx
- [2] Armstrong, E.H. , "Some Recent Developments in the Audion Receiver," *Proceedings of the Institute of Radio Engineers*, vol. 3, pp. 215-238, 1915.
- [3] Hogan, J.L., Jr. "Developments of the Heterodyne Receiver," *Proceedings of the Institute of Radio Engineers*, vol. 3, pp. 249-259, 1915.
- [4] Reindel, J., "A tunnel diode super-regenerative detector." *Proceedings of the IEEE*, vol. 51, pp. 1678-1678, 1963.
- [5] Ferrari, G., Prati, E., Fumagalli, L., Sampietro, M., and Fanciulli, M., "Microwave power detector based on a single MOSFET in standard technology," *2005 European Microwave Conference*, Vol. 2, 2005.
- [6] Gomme, L., Rolain, Y., Schoukens, J. and Pintelon, R., "Modeling the baseband output envelope of a Microwave detector," *2009 73rd ARFTG Microwave Measurement Conference*, 2009.
- [7] Aparici, J. "A Wide Dynamic Range Square-Law Diode Detector," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 37, no.3, pp. 429-433, 1988.
- [8] Abuelma'atti, M.T. "Output spectrum computation for a square-law diode detector," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 38, No.6, pp. 1094 – 1099, 1989.
- [9] Brugler, J.S., "Theoretical performance of voltage multiplier circuits," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 6, no.3, pp. 132 – 135, 1971.
- [10] 林茂榮, "現代無線電技藝之父艾德恩·霍華·阿姆斯特壯", *CQ 業餘無線電雜誌*, vol. 41, p40-43, 1996.
- [11] <http://freqdbo.ncc.gov.tw/portal/index.aspx>
- [12] C. A. Balanis, *Antenna Theory: Analysis and Design*, 3/e. John Wiley & Sons, New York, 2005.
- [13] John D. Kraus, *Antenna*, Second Edition, McGraw-Hill International Editions, New York, 1988.
- [14] Pozar, D. M., *Microwave Engineering*, Second Edition, New York: Wiley, 1998.
- [15] P.H. Smith, "Transmission Line calculator," *Electronics*, vol. 12, no.1, pp. 29-31, 1939.
- [16] P.H. Smith, "An improve Transmission Line calculator," *Electronics*, vol. 17, no. 1, pp. 130-133, 1944.
- [17] Yang Chen, Guozhu Chen, Smedley, K. "Analysis and measurement of small inductance of loops and vias on printed circuit board," *Industrial Electronics Society, the 29th Annual Conference of the IEEE*, vol. 2, pp. 1661, 2003.
- [18] Nummela, J., Ukkonen, L., Sydanheimo, L., Kivikoski, M., "13,56 MHz RFID antenna for cell phone integrated reader," *IEEE on Antennas and Propagation Society International Symposium*, pp. 1088-1091, 2007.
- [19] Sunderarajan S. Mohan, Maria del Mar Hershenson, Stephen P.Boyd and Thomas H. Lee, "*IEEE Journal of Solid Solid-State Circuit*," vol.34, no. 10, pp. 1419-1424, 1999.-

簡歷

學生林夢得，來自彰化縣芳苑鄉。由曾振東教授指導，研究關於通訊高頻電路理論與實務電路設計，學習並熟悉多種高頻模擬軟體，如 IE3D、HFSS、Microwave Office、GEMS 等，儀器方面熟悉使用雕刻機、頻譜分析儀、網路分析儀等，並累積多種微波電路之實務設計經驗。

研究所求學期間，在曾振東教授的指導通訊射頻學程，研究的項目包括：射頻被動電路之研究、射頻檢波器製作及天線設計與製作等。研究之餘，也與指導教授一同參加 99 南投縣舉辦“日月潭國際萬人泳渡”及登山合歡東峰活動，借此了解指導教授的用意，一步一腳印，研究並非一步就可達到，就如泳渡日月潭與登上合歡東峰，一步步的達到自己想要的目標。研究所求學的這二年裡，不管是在待人處事或是研究學習及解決問題上，都讓我學習到許多寶貴的經驗。