

# 通訊實驗課手冊

## 射頻與類比通訊實驗

國立成功大學

電機工程學系

春 2023

# 目錄

目錄.....	i
1. AM 發射機的介紹與實作 .....	3
1.1. 實驗目的 .....	3
1.2. 實驗原理 .....	3
1.3. 實驗材料與儀器 .....	8
1.4. 實驗步驟 .....	9
1.5. 結報與問題討論 .....	9
2. AM 接收機的介紹與實作 .....	10
2.1. 實驗目的 .....	10
2.2. 實驗原理 .....	10
2.3. 實驗材料與儀器 .....	11
2.4. 實驗內容 .....	13
2.5. 實驗步驟 .....	14
2.6. 結報與問題討論 .....	17
3. 射頻分析儀的基本操作 .....	19
3.1. 實驗目的 .....	19
3.2. 高頻接頭的介紹 .....	19
3.3. 儀器介紹 .....	19
3.4. 實驗材料 .....	21
3.5. 儀器校正步驟 .....	21
3.6. 纜線和天線分析儀量測 .....	23
3.7. 向量網路分析量測 .....	24
3.8. 結報與問題討論 .....	26
3.9. 參考資料 .....	26
4. 射頻分析儀的應用-阻抗匹配 .....	27
4.1. 實驗目的 .....	27
4.2. 實驗原理 .....	27

4.3.	實驗材料.....	31
4.4.	實驗內容.....	31
4.5.	實驗步驟與紀錄.....	33
4.6.	結報與問題討論.....	34

# 1. AM 發射機的介紹與實作

## 1.1. 實驗目的

主要目標是透過離散元件實現一個振幅調變 (Amplitude Modulation, AM) 發射機 (Transmitter)，訊號來源可以透過手機的 3.5 mm 耳機孔作音源的輸出，再經由市售的 AM 收音機來驗證訊號的接收與解調，如 Fig. 1-21。希望能藉著實驗過程，誘發同學對無線通訊領域的基本了解與興趣。

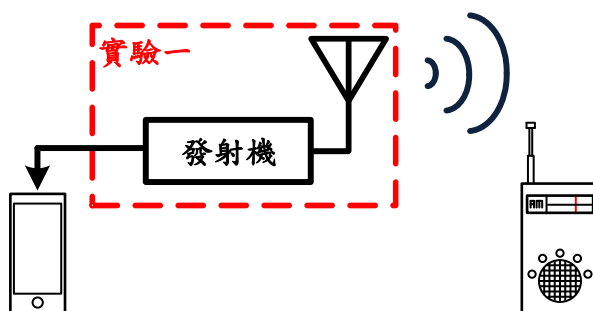


Fig. 1-1. AM 發射機架構示意圖

## 1.2. 實驗原理

### 1.2.1. 振幅調變 (Amplitude Modulation)

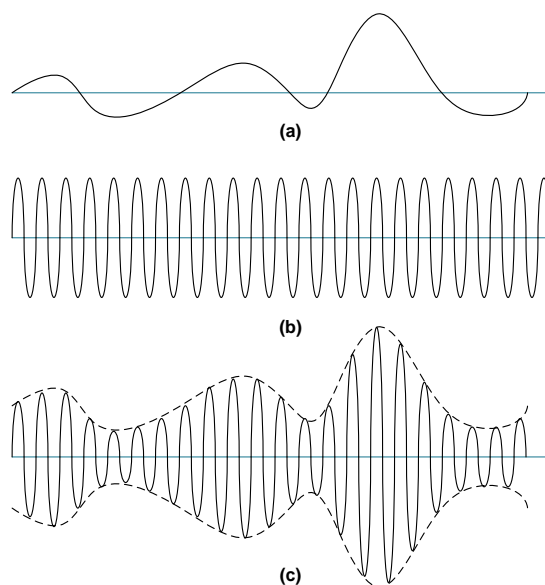


Fig. 1-2. (a)音頻信號波 (b)載波 (c)振幅調變信號波

振幅調變主要原理是用音頻訊號 (Audio Signal) 的振幅來改變載波訊號

(Carrier Wave Signal) 的振幅大小，也就是說載波信號將隨著音頻信號的振幅大小來改變。Fig. 1-2 (a) 為欲傳送的音頻信號，而 Fig. 1-2 (b) 為高頻的載波信號。我們從圖中觀察可以發現載波信號本來是一個等幅正弦波，其受到音頻訊號波幅的大小而改變。若音頻信號振幅越大，振幅調變後的載波波幅也越大；反之，若音頻信號振幅越小，調變後的載波波幅也越小，其整個波幅軌跡如 Fig. 1-2 (c) 中的虛線所示，此軌跡就是我們要傳送的音頻信號。

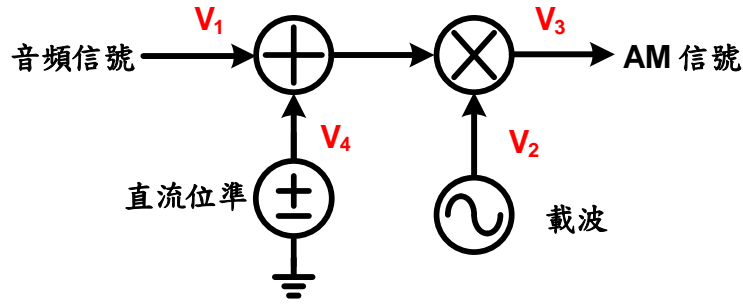


Fig. 1-3. 振幅調變發射機

在電路中振幅調變器的實現，必須將音頻訊號加入一個直流成分，再與載波信號相乘，整個架構可由 Fig. 1-3 所示意。載波由振盪器 (Oscillator) 來產生，而訊號的相乘則是透過混頻器 (Mixer) 來執行。混頻的主要概念就是要將兩訊號執行相乘，使兩個訊號之間的頻率關係轉為和差項，即完成混頻輸出。若含直流的音頻訊號被設為  $[A_{DC} + A_m \cos(2\pi f_m)t]$ ，且載波信號為  $A_c \cos(2\pi f_c)t$ ，則 Fig. 1-3 混頻器的輸出  $V_3$  將可表示成

$$\begin{aligned} V_3 &= [A_{DC} + A_m \cos(2\pi f_m)t] A_c \cos(2\pi f_c)t \\ &= A_{DC} A_c [1 + m \cos(2\pi f_m)t] \cos(2\pi f_c)t \end{aligned} \quad (1.1)$$

其中  $m = \frac{A_m}{A_{DC}}$ ， $m$  被定義為調變指數 (Modulation Index) 或是調變深度 (Depth of Modulation)。從 (1.1) 式中，我們可以知道一個關鍵要素，就是載波信號的振幅大小可以由  $m$  來控制，亦即我們可以透過改變音頻訊號振幅大小 ( $A_m$ ) 或是改變直流訊號大小 ( $A_{DC}$ ) 來控制載波訊號振幅變化的程度。而一般  $m$  都是用百分比來表示，所以又稱為調變百分比 (Percentage Modulation)，如(1.2)式。

$$m = \frac{A_m}{A_{DC}} \times 100\% \quad (1.2)$$

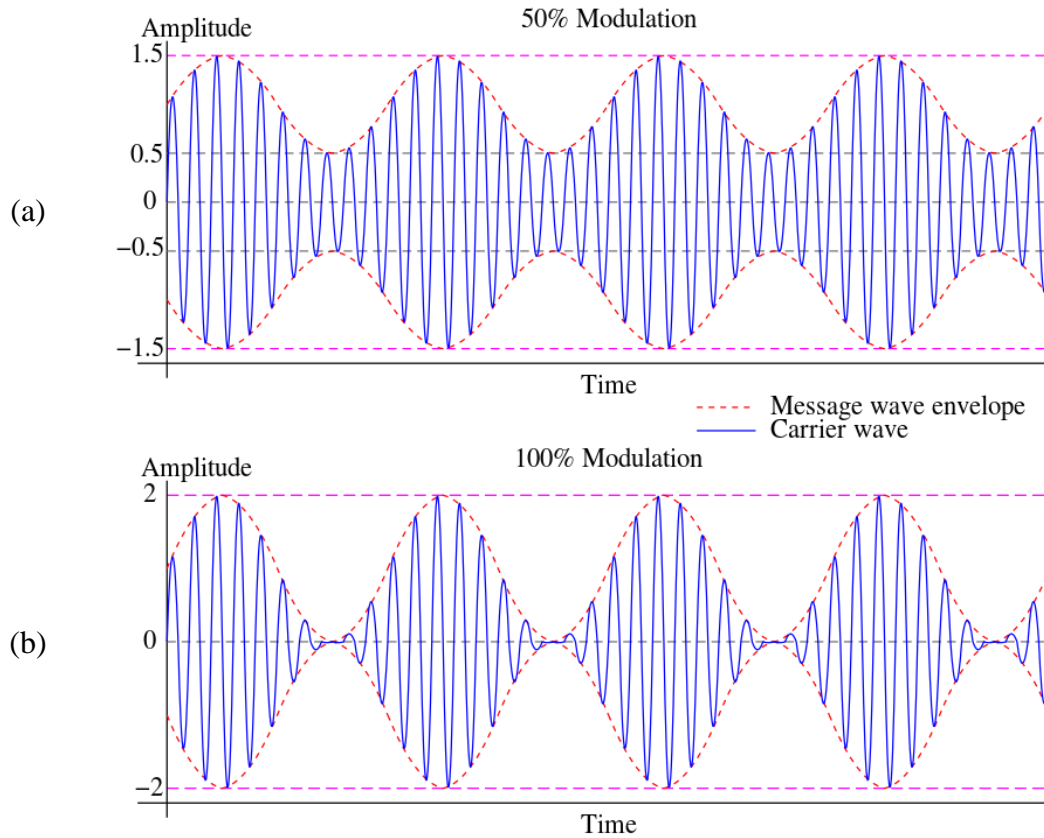


Fig. 1-4. (a) 50% (b) 100% 調變百分比之輸出波形

一般調變指標的百分比大小值被設定為小於或等於 100 %，如 Fig. 1-4 (a) 和 (b) 所示。另外，在此利用三角函數積化和差關係式將 (1.1) 加以整理，則

$$V_3 = \frac{1}{2} A_{DC} A_c m \{ \cos[2\pi(f_m + f_c)t] + \cos[2\pi(f_m - f_c)t] \} + A_{DC} A_c \cos(2\pi f_c t) \quad (1.3)$$

由 (1.3) 可以推估頻域中頻譜的分佈，輸出如 Fig. 1-5 所顯示。音頻信號僅包含在第一項中的雙旁波 (double sideband) 帶信號之中，其中  $f_m - f_c$  為下旁波頻率， $f_m + f_c$  為上旁波頻率，若旁波帶信號愈強，則表示傳輸效率愈好，且對應的調變指數越大。

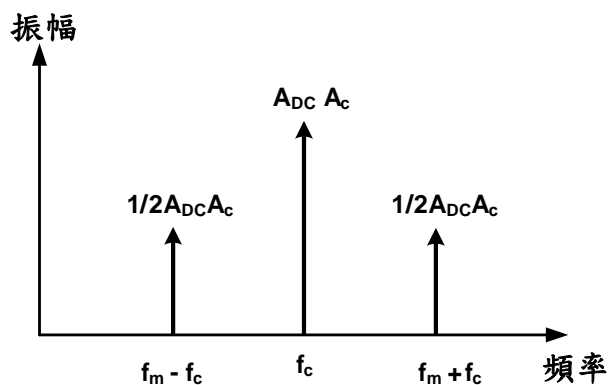


Fig. 1-5. 振幅調變輸出頻譜

### 1.2.2. 混頻器 (Mixer)

一般混頻器種類依照混頻原理大致上可以分成非線性 (nonlinearity) 和乘法器 (multiplier) 兩種，其中非線性混頻器主要將音頻和載波訊號相加或相減，再透過元件的非線性特徵實現訊號的頻率轉換；另外，乘法器利用單端平衡 (single-balanced) 或雙平衡 (double-balanced) 之混頻電路架構，主要將音頻信號經由轉導放大器轉成訊號電流，同時透過載波信號控制額外的電晶體開關產生混頻效果。

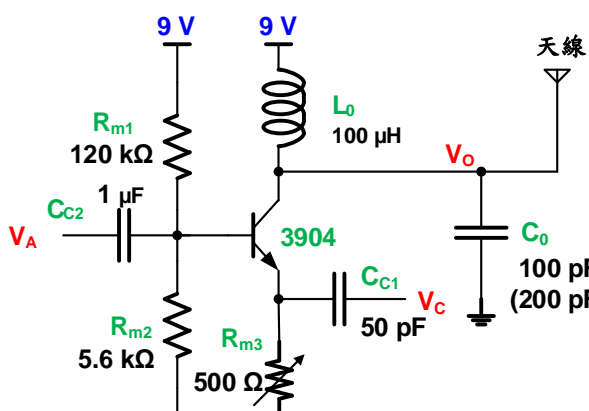


Fig. 1-6. 簡易非線性混頻器

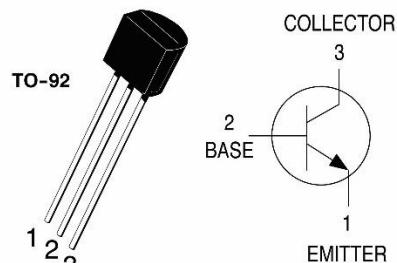


Fig. 1-7. BJT 2N3904 腳位

Fig. 1-6 為此次電路實驗使用的混頻器架構，其主要為透過電晶體本身的非線性特徵來實現混頻效果。若在電晶體的基極 (Base) 端和射極 (Emitter) 端分別耦合注入音頻與載波信號，其對應的輸入訊號分別可以假設為  $A_m \cos(2\pi f_m)t$  和  $A_c \cos(2\pi f_c)t$ ，則兩端點所形成的訊號電壓差為

$$V_{be} = V_b - V_e = A_m \cos(2\pi f_m)t - A_c \cos(2\pi f_c)t \quad (1.4)$$

(1.4) 產生的訊號電壓差會在集極 (Collector) 端產生對應的信號電流輸出，

因此，對應的電流可以展開為

$$I_c = I_s e^{\frac{V_{be}}{V_T}} = aV_{be} + bV_{be}^2 + \dots \quad (1.5)$$

我們將利用  $V_{be}$  非線性平方項輸出，等效產生輸入信號相乘的效果，將 (1.4) 代入 (1.5) 即可以得到  $A_m \cos(2\pi f_m)t \times A_c \cos(2\pi f_c)t$  項的輸出，只要加上適當的負載或是濾波器 (Filter) 即可以取出調變信號( $f_c + f_m$ )。在 Fig. 1-6 電路中，則是  $L_0$  和  $C_0$  利用並聯共振當負載，其相當為帶通濾波器。另外， $R_{m1} \sim R_{m3}$  為偏壓電路，其中可變電阻  $R_{m3}$  可以調整電晶體的工作點，進而最佳化調變輸出。

### 1.2.3. 考畢茲 (Colpitts) 振盪器

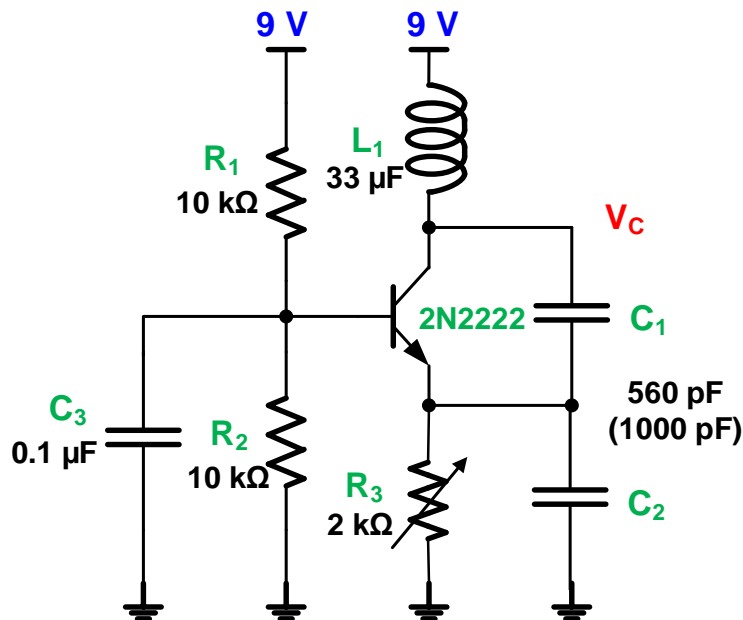


Fig. 1-8. 電感電容並聯諧振之考畢茲振盪器

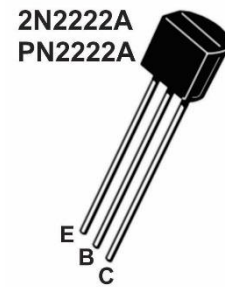


Fig. 1-9. BJT 2N2222 腳位

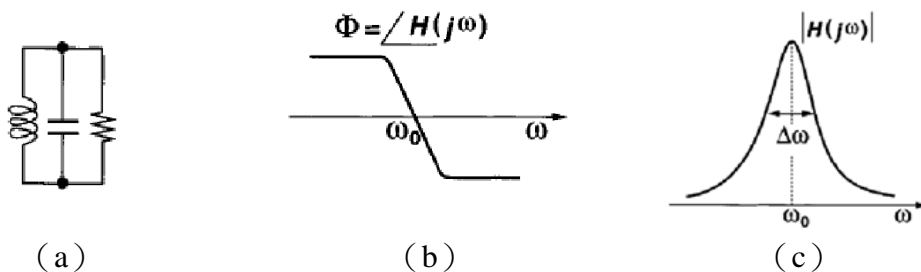


Fig. 1-10. (a) LC 濾波器 (b)相位 (phase) (c)幅度 (amplitude) 響應

使用電晶體、電感與電容組成一振盪器，實現一個可以控制載波頻率的訊號



產生器。當一個放大器所形成閉迴路，其對應的迴路增益 (Loop gain) 滿足巴克豪森 (Barkhausen) 振盪準則，即 (1) 迴路增益的大小必須大於 1，且 (2) 相位必須滿足  $0^\circ$  或  $360^\circ$ ，即可形成一具有固定頻率輸出之振盪器，並可進一步利用不同電感、電容組合，控制其諧振頻率。

本實驗中發射機載波的選擇由考畢茲振盪器 Fig. 1-8 來提供，其基本方塊為單級 BJT 放大器及由諧振 (Resonator) 電路所構成的回授網路系統。 $R_1$  和  $R_2$  作為偏壓電晶體用， $C_3$  濾除訊號源雜訊， $R_3$  為控制  $V_{be}$ ，由  $L_1$ 、 $C_1$  和  $C_2$  並聯組成的諧振 (Resonator) 電路具有帶通濾波效果，且理想的並聯諧振點輸出為開路且相位為  $0^\circ$ ，其相位 (phase) 和幅度 (amplitude) 響應如 Fig. 1-10 所示。當雜訊訊號經由放大器放大，經過有濾波功能的諧振負載，其它高階頻率成分皆被濾除，留下諧振的訊號再經由放大器輸入端，若整體滿足巴克豪森準則，則雜訊訊號將發散形成振盪。經由開迴路分析其振盪的大小條件和輸出頻率分別可以表示為

$$\text{迴路增益：} g_m R_{Load} \geq \frac{C_1}{C_2} \quad (1.6)$$

$$\text{振盪頻率：} f = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_1 \times \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}}} \quad (1.7)$$

### 1.3. 實驗材料與儀器

#### 1.3.1. 實驗材料

- (1) 電阻( $\Omega$ )：5.6k $\times$ 1, 10k $\times$ 2, 120k $\times$ 1
- (2) 可變電阻( $\Omega$ )：500 $\Omega$  $\times$ 1, 2k $\Omega$  $\times$ 1
- (3) 電感(H)：100 $\mu$  $\times$ 1, 33 $\mu$  $\times$ 1
- (4) 電容(F)：(50p or 56p) $\times$ 1, 0.1 $\mu$  $\times$ 1, 1 $\mu$  $\times$ 1, 100p $\times$ 1, 560p $\times$ 2
- (5) 電晶體：BJT 3904, BJT 2N2222
- (6) 其他：3.5 mm 接頭、9-V 電池

#### 1.3.2. 實驗設備

- (1) 電源供應器
- (2) 波形產生器
- (3) 示波器
- (4) 三用電表

## 1.4. 實驗步驟

請依據下列實驗步驟完成並記錄回答問題。

1.4.1. 請根據欲發射頻率，選擇  $L_1 = 33\ \mu\text{H}$ 、 $C_1 = C_2 = 560\ \text{pF}$ ，並接妥 Fig. 1-8 之振盪器，並且嘗試調整  $R_3$ ，觀察輸出節點  $V_C$  波形與頻譜變化。

**注意：**

- (1) 示波器的輸入阻抗調整為高阻抗 (High Z)。
- (2) 訊號產生器的輸出阻抗調整為高阻抗 (High Z)。

1.4.2. 請根據欲發射頻率，選擇  $L_0 = 100\ \mu\text{H}$  與  $C_0 = 100\ \text{pF}$ ，接妥 Fig. 1-6 之混頻器。

1.4.3. 請焊接好 3.5 mm 耳機連接器，並插入手機孔後，利用手機作音源輸出到節點  $V_A$ ，可由調整  $V_A$  振幅、 $R_{m3}$  或  $R_3$  以避免失真，然後將振盪器輸出之載波信號輸出至節點  $V_C$ ，最後將  $V_O$  接到天線發射，請助教以收音機接收訊號確認功能。（請先用儀器確認電路無誤，始能接入手機耳機孔，否則手機有可能啟動保護機制而強制關機）

## 1.5. 結報與問題討論

1. 根據實驗步驟 1.4.1 完成下列要求。

- (1) 請從示波器截取振盪器輸出頻率與波形。

2. 根據實驗步驟 1.4.2 完成下列要求。

- (1) 請將振盪器輸出接至混頻  $V_C$ ，並利用信號產生器產生  $V_{pp} = 200\ \text{mV}$  且  $f = 20\ \text{kHz}$  之弦波輸入  $V_A$ ，並且嘗試調整  $R_{m3}$ ，觀察輸出節點  $V_O$  波形與頻譜變化。

3. 請寫下這次實驗心得與想法，並上傳結報至 moodle。

## 2. AM 接收機的介紹與實作

### 2.1. 實驗目的

本實驗將實現一個簡易的振幅解調接收機 (Amplitude Demodulation Receiver)，其核心為二極體檢波 (Diode Detection) 和低通濾波器 (Low Pass Filter) 所組成。利用此電路接收實驗 1 發射機的輻射訊號，以完成聲音訊號的無線傳輸。

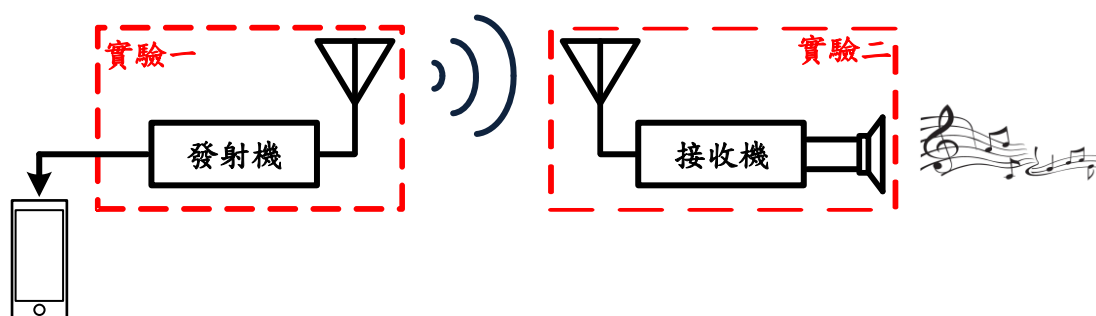


Fig. 2-1. AM 接收機架構示意圖

### 2.2. 實驗原理

當接收機收到振幅調變信號之後，就必須將音頻信號還原回來，此種操作過程稱為解調 (Demodulation)，或是又可稱為檢波 (Detection)。由於已知的實驗 1 振幅調變 (Amplitude Modulation, AM) 信號是以音頻訊號來調變載波訊號之振幅，載波的振幅變化將隨著音頻訊號的振幅而改變，所以接收機必須包含有振幅解調器 (Demodulator)，主要目的就是取出振幅調變信號的峰值變化。



Fig. 2-2. 二極體檢波電路方塊圖

振幅解調器大致上可能分成非同步 (non-coherent) 與同步 (coherent) 兩種。Fig. 2-2 為二極體檢波電路架構，其屬於非同步振幅解調器，主要利用二極體 (Diode) 整流獲得正半週輸出，再經過低通濾波器則可濾除載波信號，而獲得該半週信號只要再濾除直流，即可以還原音頻信號。

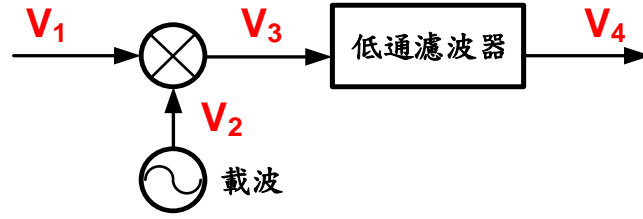


Fig. 2-3. 乘積檢波電路方塊

Fig. 2-3 為同步的振幅解調器架構示意圖，也被稱為乘積檢波器 (Product detection)，其主要藉由混頻器 (Mixer，或稱之為乘法器) 將振幅調變信號 ( $V_1$ ) 與一個同步的同頻率同相位的載波信號 ( $V_2$ ) 混頻，當所得到的輸出信號 ( $V_3$ ) 再通過低通濾波器即可將音頻信號取出 ( $V_4$ )。

由實驗 1 我們可以將  $V_1$  令為  $A_{DC}[1 + m \cos(2\pi f_m t)][A_c \cos(2\pi f_c t)]$ ，且  $V_2$  為  $A_c \cos(2\pi f_c t)$ ，若混頻器的輸出增益為  $k$ ，則對應的  $V_3$  輸出為

$$V_3 = kV_1V_2 = kA_{DC}A_c^2[1 + m \cos(2\pi f_m t)]\cos^2(2\pi f_c t) \quad (2.1)$$

將  $\cos^2(2\pi f_c t) = \frac{1}{2}[\cos 2(2\pi f_c t) + 1]$  代入，則

$$V_3 = kA_{DC}A_c^2 + \frac{1}{2}kA_{DC}A_c^2m \cos(2\pi f_m t) + \frac{1}{2}kA_{DC}A_c^2[1 + m \cos(2\pi f_c t)] \quad (2.2)$$

因此， $V_3$  通過濾波器後，高階項成分將被濾除，所以  $V_3 = kA_{DC}A_c^2 + \frac{1}{2}kA_{DC}A_c^2m \cos(2\pi f_m t)$ ，可以發現乘法器已經還原出音頻輸出信號  $\frac{1}{2}kA_{DC}A_c^2m \cos(2\pi f_m t)$ 。事實上，兩種檢波裝置各有優缺點，非同步檢波方式為架構簡單，但是輸出失真且效果不佳；同步檢波器雖然效果好，但電路相對複雜，且輸出失真程度仍受到載波是否同步所困擾。

## 2.3. 實驗材料與儀器

### 2.3.1. 實驗材料

- (1) 電阻( $\Omega$ )：10 $\times$ 1, 470 $\times$ 1, 1k $\times$ 1, 2.2k $\times$ 2, 10k $\times$ 2, 20k $\times$ 1, 27k $\times$ 2
- (2) 可變電阻( $\Omega$ )：1k $\times$ 2, 5k $\times$ 1, 30k $\times$ 1
- (3) 電感(H)：47 $\mu$  $\times$ 1

- (4) 電容(F)：1n×1, 4.7n×1, 47n×1, 100n×1, 470n×2, 4.7μ×1, 10μ×1, 100μ×3, 220μ×1, 50p×1
- (5) 可變電容(F)：50p×1
- (6) 二極體：1N34A×1
- (7) 電晶體：BC547B×2
- (8) 音頻放大器：LM386×1
- (9) 喇叭：8Ω×1
- (10) 一字螺絲起子
- (11) 9-V 電池×1
- (12) 銅線一捆
- (13) 粗吸管×1

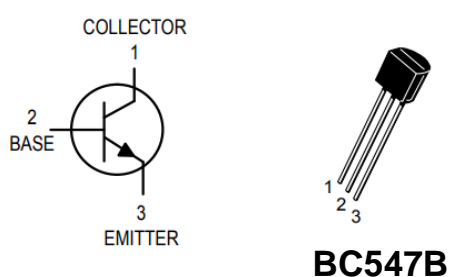


Fig. 2-4. BC547B 腳位

※需注意 BC547B 之腳位與實驗 1 的兩個 BJT 腳位順序不同

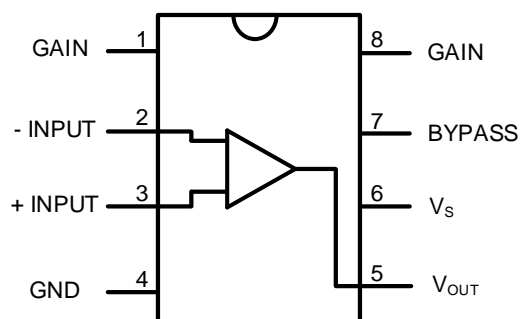


Fig. 2-5. LM386 腳位

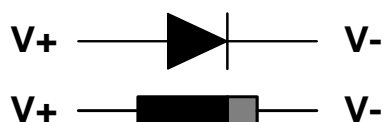


Fig. 2-6. 二極體對應腳位

### 2.3.2. 實驗設備

- (1) 電源供應器
- (2) 訊號產生器
- (3) 示波器
- (4) 三用電表

## 2.4. 實驗內容

Fig. 2-7 為二極體檢波器之電路架構，大致上可以區分成五個部分，分別為射頻濾波器、射頻放大器、二極體檢波器、音頻放大器與音頻放大驅動喇叭的部分。射頻濾波器由  $L^*$  與  $C_0$  並聯諧振實現頻率選擇功能。第二部分由  $R_{RF1}\sim RF3$ 、 $C_{RF1}\sim RF3$ 、可變電阻  $VAR_{RF1}$  和 BC547B 組成射頻放大器，其主要功能將前級接收到的無線電波增幅，以提升二極體  $D_1$  的檢波效率，其中  $D_1$  執行半波整流功能，將升幅的調變信號取出正半週。第三部分由  $C_{ED1}$  與  $R_{ED3}$  構成低通濾波器，將檢波輸出取出含直流成分的音頻訊號，再經由  $C_{A1}$  進行交流耦合阻隔直流成分，因此輸出端可以得到純交流成分的音頻訊號進入第四部分音頻放大級， $C_{A1}\sim A3$ 、 $R_{A1}\sim A3$ 、可變電阻  $VAR_{A1}$  和 BC547B 組成放大電路，執行音頻放大輸出，然而此級輸出並不足已驅動阻抗為  $8\ \Omega$  的喇叭，因此需要由  $C_{B1}\sim B4$ 、 $R_{B1}$ 、 $VAR_{B1}$  與 LM386 所組成的驅動放大電路輸出夠大的擺幅來驅動喇叭。

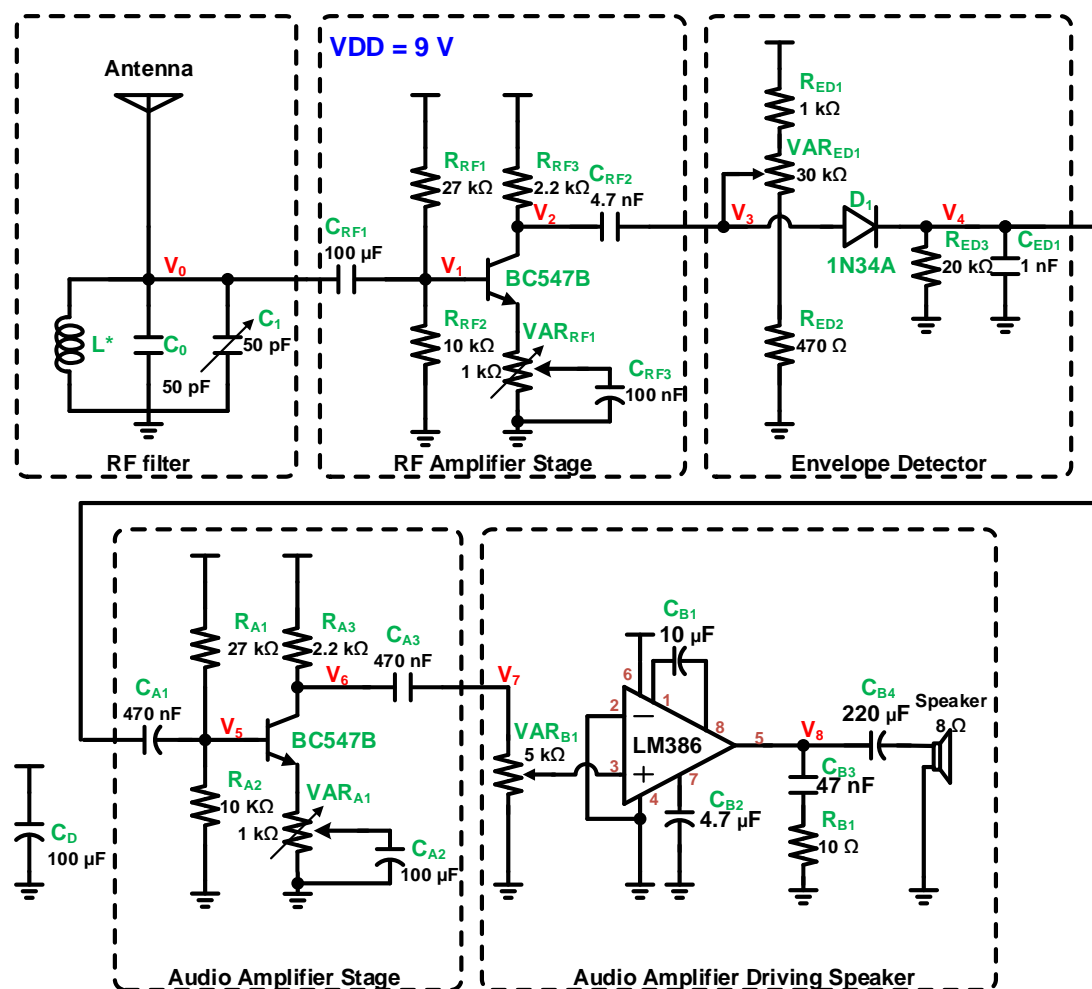


Fig. 2-7. 二極體檢波之振幅解調接收機

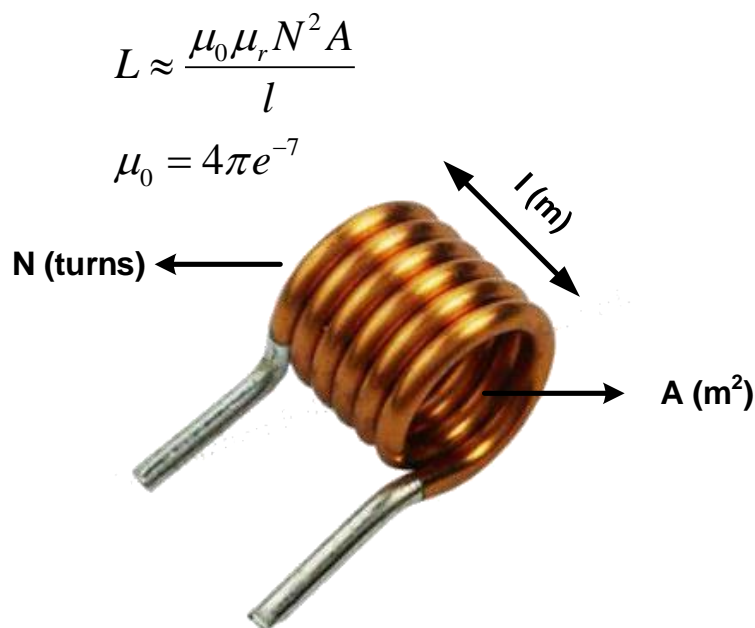


Fig. 2-8. 自製線圈電感示意圖

**注意：**

- (1) 本接收機射頻濾波器所需要的電感大約為 50~80  $\mu\text{H}$ ，線圈繞在直徑為 11 mm 的粗吸管上，在兩公分長度 (L) 中繞 100 圈 (N)，感值約為 67  $\mu\text{H}$ ，參考 Fig. 2-8。
- (2) 訊號產生器的輸出阻抗調整為高阻抗 (High Impedance)。
- (3) 進行第四級 (Audio Amplifier) 時，電流有可能過大，因此電源供應器必須限流 200 mA (0.2 A)，請按 Display Limit > Voltage/Current 選擇 Current 調整至 0.2 A。
- (4) 電解質電容正負接腳請勿接錯。
- (5) 電源供應器與電路板共用相同的地。
- (6) 勿觸摸天線。

## 2.5. 實驗步驟

請依據下列實驗步驟完成並記錄回答問題。

- (1) 請接妥 Fig. 2-7 由  $R_{\text{RF1-RF3}}$ 、 $C_{\text{RF1-RF3}}$ 、可變電阻  $\text{VAR}_{\text{RF1}}$  和 BC547B 組成射頻放大器，在 9 V 的直流偏壓下，利用訊號產生器產生弦波信號輸入 (1.5 MHz, 100 mV<sub>PP</sub>)，檢驗電路是否正常，Fig. 2-9 為參考量測  $V_0$  與  $V_2$  輸出。(輸入訊號要先經過電容  $C_{\text{RF1}}$  前之  $V_0$  端。若直接將輸入接至  $V_1$ ，會影響到 BJT 偏壓導致工作區域改變)

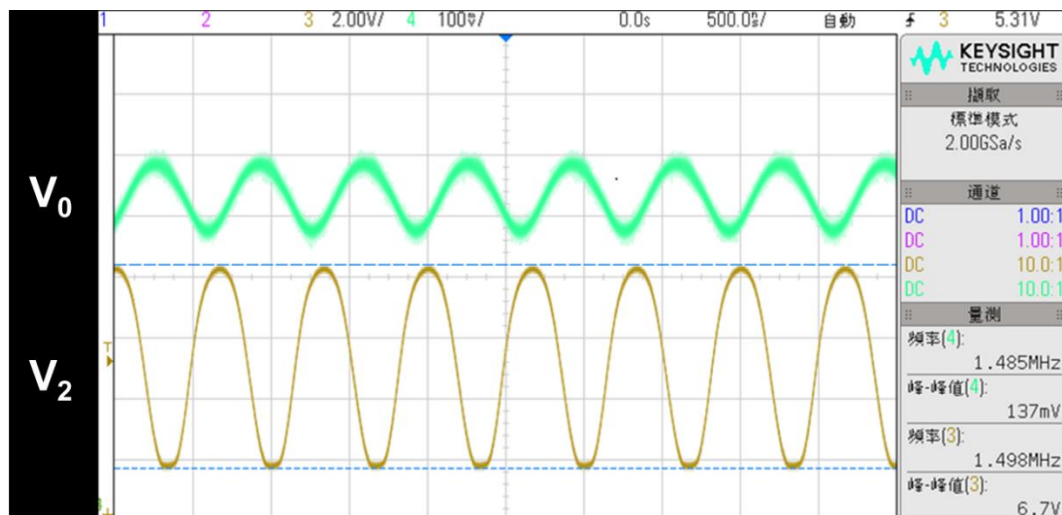


Fig. 2-9. 射頻放大器之輸入、輸出

- (2) 請獨立接妥 Fig. 2-7 二極體檢波器，包含  $D_1$ 、 $C_{ED1}$ 、 $VAR_{ED1}$  和  $R_{ED1-3}$ ，請由訊號產生器輸入 AM 訊號，請觀測輸出訊號。Fig. 2-10 為檢波器輸入 AM 訊號  $V_2$  與輸出  $V_4$ ，本輸入 AM 信號為載波 1.5 MHz 且  $V_{PP} = 0.6\text{ V}$ ，載波上的訊號為 10 kHz，調變百分比設為 50%。

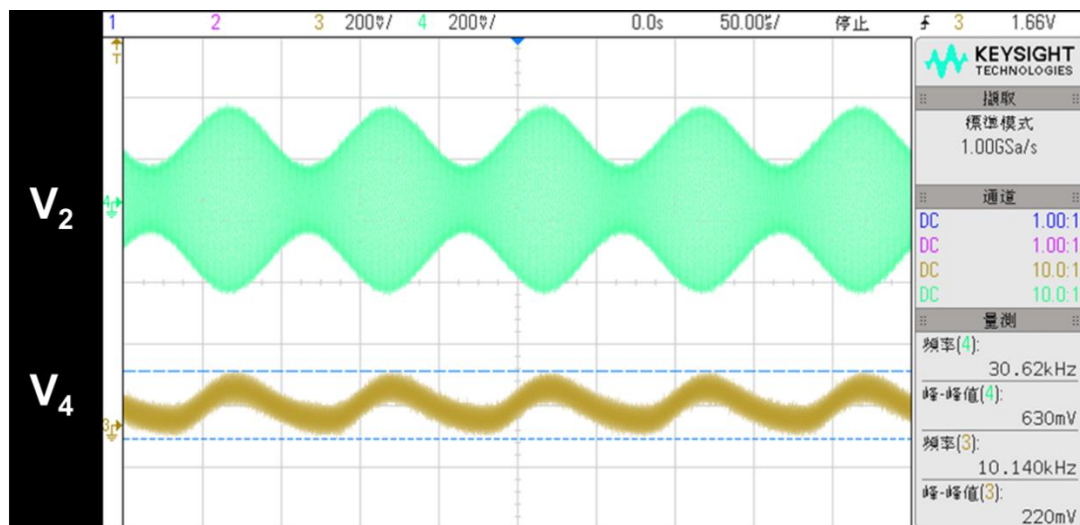


Fig. 2-10. 二極體檢波器之輸入、輸出

- (3) 請接妥 Fig. 2-7 中的音頻放大器，使用儀器產生 10 kHz，100 mV<sub>p-p</sub> 的正弦訊號觀察電路是否正常放大，在  $V_4$  輸入訊號，觀察輸出端  $V_6$ 。Fig. 2-11 為音頻放大器之參考輸入、輸出波型。



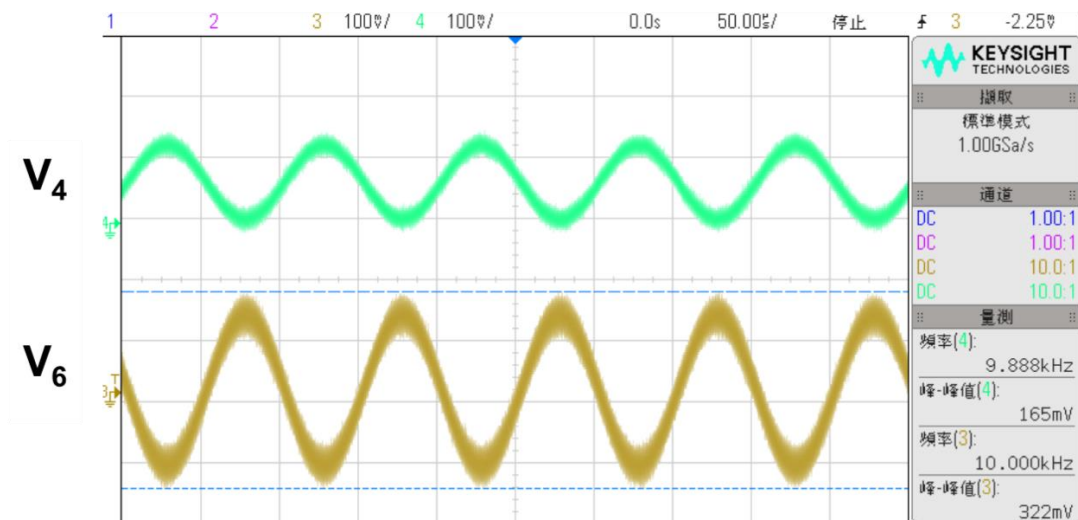


Fig. 2-11. 音頻放大器之輸入、輸出

- (4) 請接妥 Fig. 2-7 中的音頻驅動放大電路，重複 (3) 的操作，在  $V_6$  輸入訊號，觀察輸出端  $V_8$ 。Fig. 2-12 為參考波型。

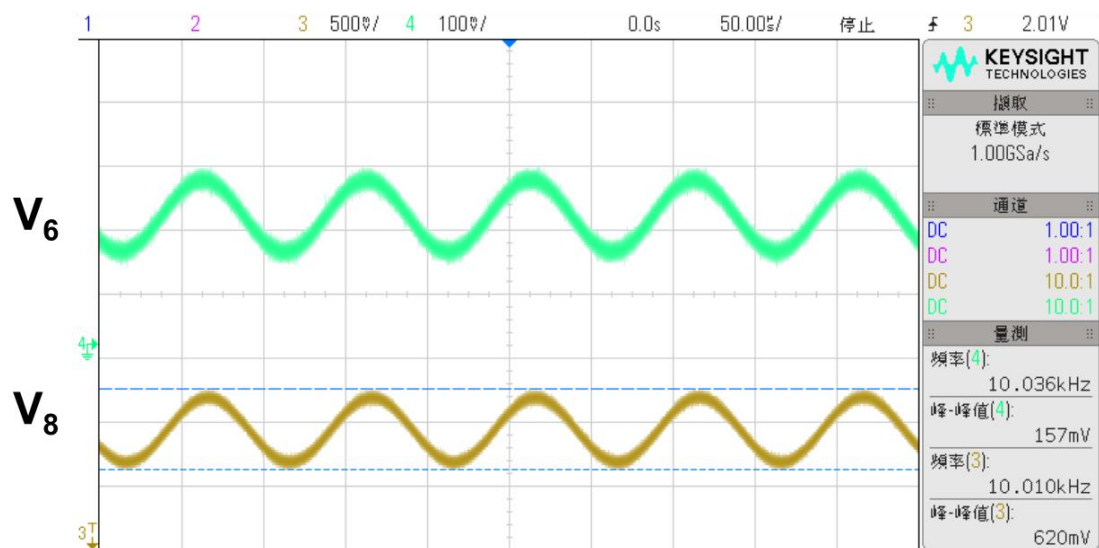


Fig. 2-12. 音頻驅動放大器之輸入、輸出

- (5) 承 (1)~(5)，在接完各級電路之後，先不要接喇叭，請先嘗試收取實驗一之發射器無線訊號，以正弦波當訊號如圖 Fig. 2-13，並以接收機解調訊號如圖 Fig. 2-14，若接收機收到之訊號太小，可調整  $C_1$ ，同時以示波器觀察  $V_2$ ，當訊號最大時，即 LC 共振頻率與發射機頻率一樣。

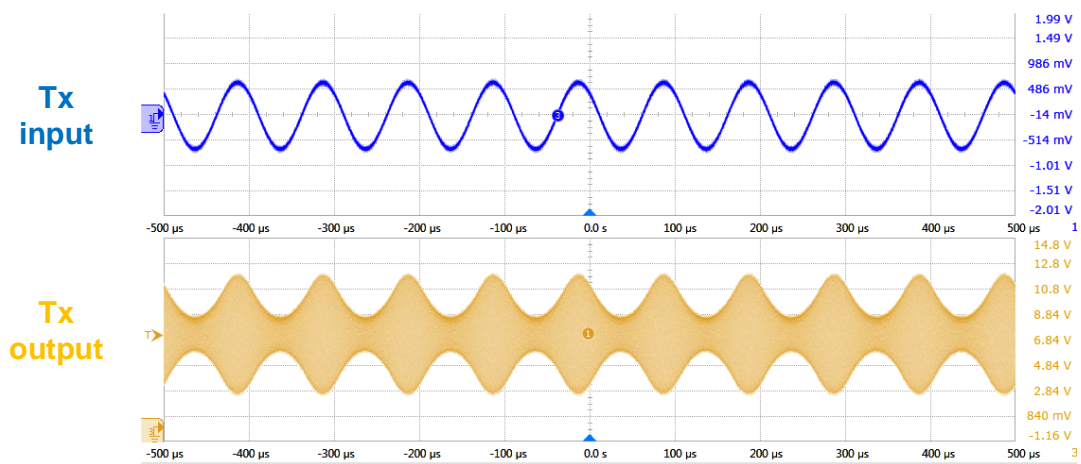


Fig. 2-13. 以正弦波為訊號之發射器無線訊號

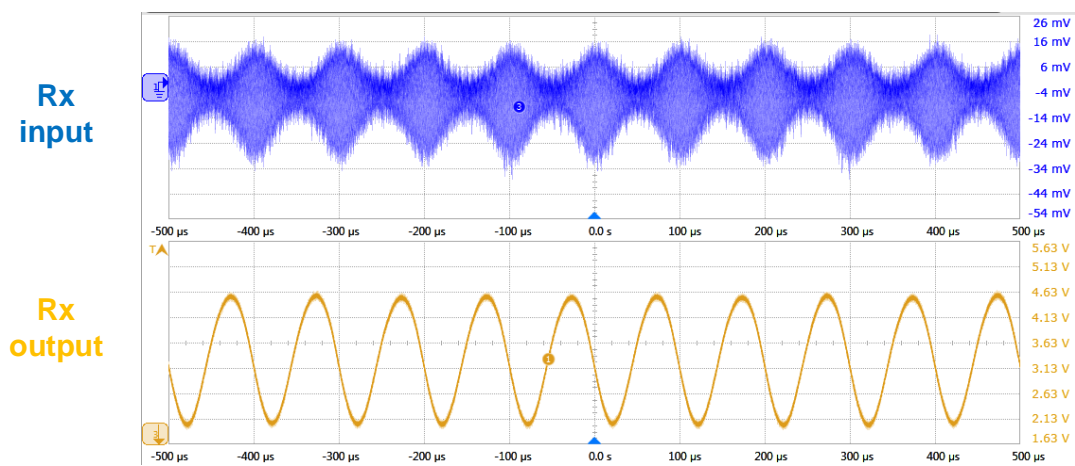


Fig. 2-14. 接收機收到之訊號及解調後之訊號

- (6) 將軸向電感取下改由自製線圈電感替代，重複步驟 (5)。
- (7) 在確認有解調變之後，最後請同學再接上喇叭，以音樂當訊號，做完請助教驗收。

## 2.6. 結報與問題討論

1. 根據 2.5 的步驟 (1) 完成下列要求。
  - (1) 請觀測  $V_0$  和  $V_2$  節點輸出訊號並調整  $VAR_{RF1}$  的大小（請截圖記錄），並計算放大器的增益範圍。
2. 根據 2.5 的步驟 (2) 完成下列要求。
  - (1) 請截取如 Fig. 2-10 的圖。
3. 根據 2.5 的步驟 (3) 完成下列要求。

(1) 請調整  $VAR_{A1}$  觀察  $V_6$  變化並截圖記錄，並計算放大器的增益範圍。

**4. 根據 2.5 的步驟 (5) 完成下列要求。**

(1) 請截取如 Fig. 2-13、Fig. 2-14 的圖。

**5. 請寫下這次實驗心得與想法，並上傳結報至 moodle。**

## 3. 射頻分析儀的基本操作

### 3.1. 實驗目的

本實驗將使用射頻分析儀，對於通訊量測儀器做一些初步的認識，並簡單介紹其功能與用途。主要為利用向量網路分析儀，學習量測天線的反射係數、Cable 線長度以及量測帶通濾波器的方法。

### 3.2. 高頻接頭的介紹

#### 3.2.1. N-Type (Type N connector)

由 Paul Neill 於 1940 年代發明的同軸傳輸線，主要是應用於高頻量測，現今的 N-Type 接頭，阻抗為 50 歐姆，頻率範圍可達 11 GHz。



Fig. 3-1. N-Type 接頭

#### 3.2.2. SMA (Subminiature version A)

較小的同軸傳輸線的接頭界面，與 N-Type 一樣是 50 歐姆的阻抗，但可以量測到 18 GHz 的應用，中心鐵氟龍的材質為 3.5 mm，又常稱 3.5 mm SMA，以與更高頻的 2.92 mm SMA 作區分。



Fig. 3-2. SMA 接頭

### 3.3. 儀器介紹

此手持式射頻分析儀可量測 5 kHz 到 6.5 GHz 的頻率範圍，並可配置為纜線和天線分析儀 (Cable and antenna analyzer, CAT)、向量網路分析儀 (Vector

Network Analyzer)、頻譜分析儀和多合一組合式分析儀。將供同學熟悉量測雙埠傳輸/反射 S 參數。



Fig. 3-3. FieldFox N9914A 正面圖



Fig. 3-4. 側面圖



Fig. 3-5. 輸入面板

### 3.4. 實驗材料

- (1) 天線(Hz)：2.4G×1
- (2) 纜線(cm)：100×2
- (3) 帶通濾波器(Hz)：433.92M×1, 2.4G×1

### 3.5. 儀器校正步驟

- (1) 將以下設定值，設定於網路分析儀上，按下 [Mode] 設為 [NA]，[Freq/Dist] 將頻率範圍設定為 50 MHz ~ 6.5 GHz。
- (2) 開始做校正，按下 [CAL]，出現畫面 Fig. 3-6，選擇 [Mechanical Cal ECal]。

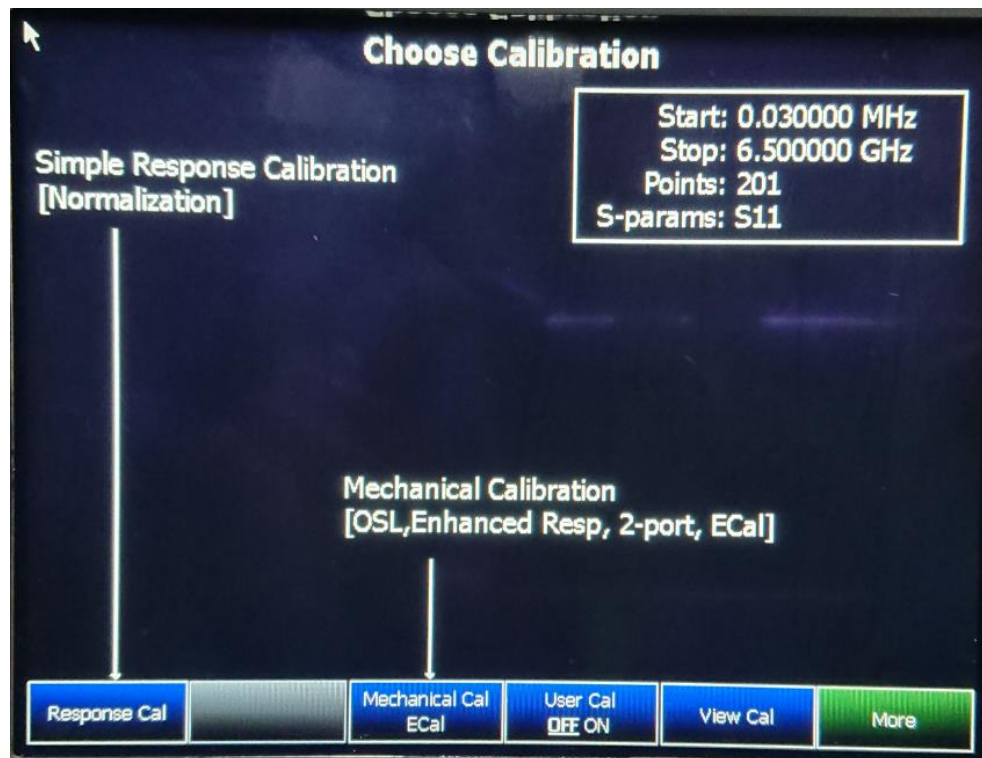


Fig. 3-6. 校正選擇

- (3) Fig. 3-7 選擇 [Change Cal Type]，再選擇 [1-port (Recommended)]如 Fig. 3-8，[Finish] 跳回 Fig. 3-7。
- (4) 選擇 [Change DUT Connector] 將接頭型號改成 SMA 3.5mm Cal-kit 且 [change Gender] 將 DUT 換成和 Cal-kit 的接頭一樣，如 Fig. 3-9。→[Next] →Cal-kit 選擇[85033D/E: 3.5mm Calibration Kit] →[Finish]，確定所有參數與 Fig. 3-10 一樣。



- (5) 將 N-type 接頭接在 Port 1，並如 Fig. 3-11 和 Fig. 3-12 將 Cable 接上 Cal-kit 的 Open 端。
- (6) [Start Calibration] → Open Port 1 → [Measure]。
- (7) 下一步，如 Fig. 3-13 和 Fig. 3-14 將 Cable 接上 Cal-kit 的 Short 端。
- (8) → short Port 1 → [Measure]。
- (9) 下一步，如 Fig. 3-15 和 Fig. 3-16 將 Cable 接上 Cal-kit 的 Load 端。

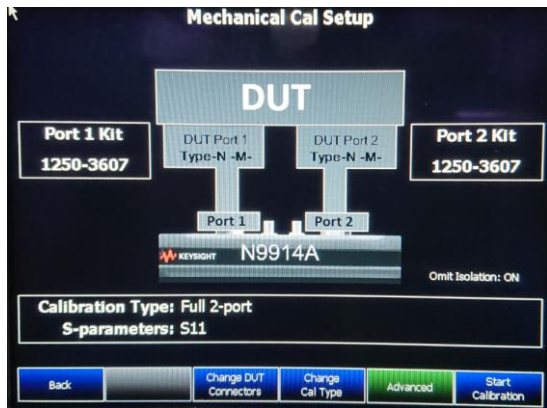


Fig. 3-7. 校正主畫面

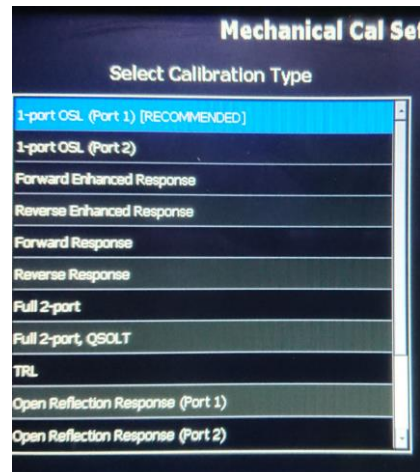


Fig. 3-8. 校正型式 (Cal Type)

- (10) → Load Port 1 → [Measure] → [Finish]。



Fig. 3-9. 換成母接頭 (Female)

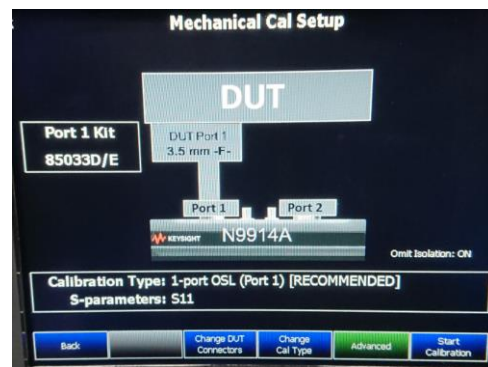


Fig. 3-10. 確定 DUT 介面

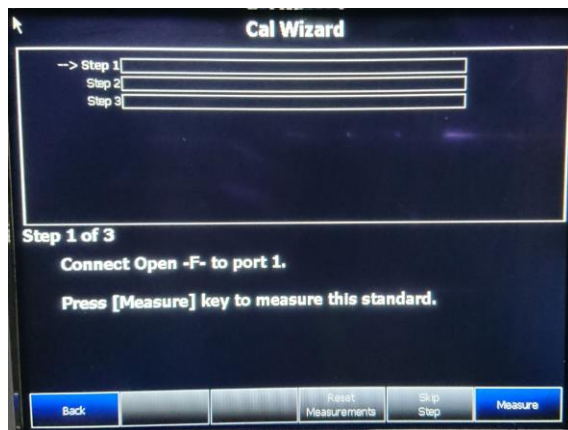


Fig. 3-11. 開路校正 (Open Calibration)



Fig. 3-12. 接上 Cal-kit 的 Open 端

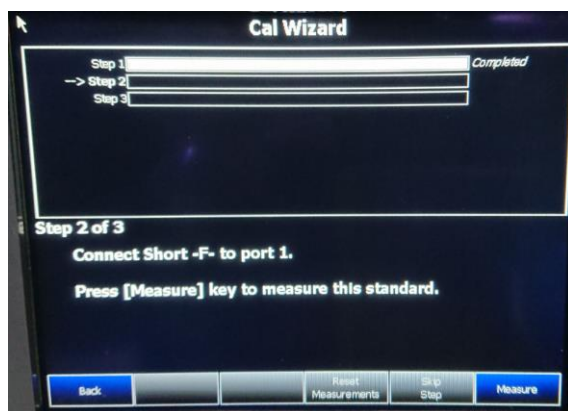


Fig. 3-13. 短路校正 (Short Calibration)



Fig. 3-14. 接上 Cal-kit 的 Short 端

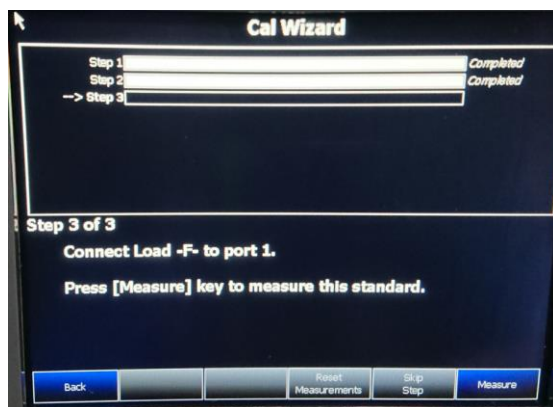


Fig. 3-15. 負載校正 (Load Calibration)



Fig. 3-16. 接上 Cal-kit 的 Load 端

### 3.6. 纜線和天線分析儀量測

#### 3.6.1. 量測天線的 Return Loss

- (1) 將傳輸線一端接 Port 1，另一端接天線。
- (2) 將以下設定值，設定於網路分析儀上



- ◆ [Mode] 設為 [CAT]
  - ◆ [Measure] 設為 [Return Loss (dB)]
  - ◆ [Freq/Dist] 將頻率從 100MHz ~ 500MHz
  - ◆ [Scale/Amptd] 裡 [Scale] 設為 3 (dB)
- (3) 截圖並標示 Return Loss 大小 (使用 Marker)

### 3.6.2. 反射係數的量測應用：量測 cable 長度

- (1) 將以下設定值，設定於網路分析儀上
- ◆ [Preset] 設為 [Mode Preset]
  - ◆ [Measure] 設為 [Distance to Fault (dB)]
  - ◆ [Measure Setup] 裡按 [Settings]，把 [Velocity Factor] 從 1 改為 0.66
  - ◆ [Freq/Dist] 裡 [Stop Distance] 設為 10 m
- (2) 點選 [Marker]，[Mkr→/Tools] → [Peak]
- (3) 將第二條傳輸線接到原本的線上
- (4) 點選 [Marker]，選擇 [Marker2]，且設為 [Normal]
- (5) [Mkr→/Tools] → [Peak]
- (6) 觀察並截圖

### 3.6.3. 實驗記錄

	Cable1	Cable1+Cable2
實際長度		
量測長度		

## 3.7. 向量網路分析量測

### 3.7.1. 雙埠傳輸/反射 S 參數

- (1) 將傳輸線 1、2 分別接在 Port1、Port2
- (2) 將以下設定值，設定於網路分析儀上
- ◆ 按下 [Mode] 設為 [NA]
  - ◆ [Measure] 設為 [S21]
  - ◆ [Freq/Dist] 將頻率設定成 1.5 GHz ~ 3.5 GHz
  - ◆ [BW] 裡 [IF BW] → [1KHz]
- (3) 做 2-Port 校正
- ◆ [Cal] 裡 [Mechanical]
  - ◆ [Change DUT Connector] 將接頭型號改成 SMA 3.5mm 且 [change Gender]將 DUT 的 male 換成 female → [Next] → Cal-kit 選擇

[85033D/E: 3.5 mm Calibration Kit] 第一個 Port 與第二個 Port 都要設定一次 → [Finish]

- ◆ [Start Calibration] → Open/Short/Load Port 1, Open/Short/Load Port 2, Port 1, 2 Thru via Mechanical Calibration Kit → [Finish]，做穿透校正時，如 Fig. 3-17



Fig. 3-17. 穿透校正將 Port 1, 2 互接



Fig. 3-18. 帶通濾波器 2.4 GHz



Fig. 3-19. 帶通濾波器 433.92 MHz

- (4) 接上 Fig. 3-19 的 2.4 GHz 帶通濾波器
- (5) [Scale/Amptd] → [Ref Pos] → 0 → [Enter]
- (6) [Mkr→/Tools] 裡 [Marker Search]
- (7) [Bandwidth ON] 以及 [Tracking ON]
- (8) 觀察頻寬以及反射係數並記錄截圖
- (9) 改接上 Fig. 3-19 的 433.92 MHz 帶通濾波器
- (10) [Freq/Dist] 將頻率範圍設定成 400 MHz ~ 450 MHz
- (11) [Mkr→/Tools] 裡 [Marker Search]
- (12) [Bandwidth ON] 以及 [Tracking ON]
- (13) 觀察頻寬以及反射係數並記錄與截圖。

### 3.7.2. 實驗記錄

	S11	S21	S22	S12
433.92 MHz (dB)				
2.4 GHz (dB)				

### 3.8. 結報與問題討論

- (1) 請用表格將實驗記錄 3.6.3. 及 3.7.2. 填入。
- (2) 請列舉出在工程上，哪些應用可以使用到網路分析儀，至少兩項。
- (3) 請寫下這次實驗心得與想法，並上傳結報至 moodle。

### 3.9. 參考資料

1. Agilent Field-Fox Workshop Manual。

## 4. 射頻分析儀的應用-阻抗匹配

### 4.1. 實驗目的

本實驗將介紹通訊系統中廣泛被應用的阻抗匹配電路，了解其在射頻應用中的重要性，並懂得計算、設計阻抗匹配網路。透過射頻分析儀量測待測物的阻抗，設計適當的匹配網路，並驗證設計結果。

### 4.2. 實驗原理

#### 4.2.1. 反射係數 (Reflection Coefficient)

在傳輸介質中，若阻抗不連續則會造成部分電磁波反射，而反射係數顧名思義表示電磁波反射的比率，即反射率：「反射波與入射波振幅大小的比」，公式如下。

$$\text{反射係數 } \Gamma = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (4.1)$$

上式中  $Z_L$  為負載阻抗， $Z_0$  則是傳輸線之特徵阻抗 (Characteristic impedance)，即由負載端往傳輸線方向看進去之阻抗大小，此效應在低頻帶傳輸時尚不明顯，隨著頻率增加，電磁波波長減少，當波長與傳輸線 (Transmission line) 長度相近，甚至小於傳輸線長度，此時傳輸線特徵阻抗與負載阻抗的匹配將相當重要，由上式可知，若傳輸線之特徵阻抗與負載阻抗完美匹配 ( $Z_L = Z_0$ )，則反射係數  $\Gamma$  為零，即能量完美進入傳輸線中，毫無反射；若  $Z_0 = Z_L/2$ ，則會有相當於入射波振幅三分之一大小之反射波，反射係數  $\Gamma$  大小為三分之一。

將反射係數取  $20\log$ ，其結果為實驗 2.6 所量測之 S11 參數：

$$S_{11} (dB) = 20\log(\Gamma) \quad (4.2)$$

此參數廣泛使用於射頻通訊系統，用以表示輸入阻抗匹配的程度，其為負值，數值越小代表匹配程度越好、訊號反射量越小，一般將  $S_{11} < -10 \text{ dB}$  定為是否達成阻抗匹配標準。

#### 4.2.2. 匹配網路 (Matching network)

一般傳輸線之特徵阻抗為  $50 \Omega$ ，若電路之輸入、輸出端因其他因素考量而未設計於  $50 \Omega$ ，此時就需要匹配網路 (Matching network) 將電路介面阻抗做轉換，以 Fig. 4-1 為例，傳輸線特徵阻抗為  $Z_0$ ，負載阻抗，即圖中 Load 之阻抗為

$Z_L$ ，而匹配網路之功能就是將  $Z_L$  轉換成圖中的  $Z_L'$ ，並使之與  $Z_0$  匹配，從另一角度來看，匹配網路也將傳輸線特徵阻抗  $Z_0$  轉換成與  $Z_L$  匹配的  $Z_0'$ ，如此一來原本阻抗不匹配的兩端電路經由匹配網路達成阻抗匹配。

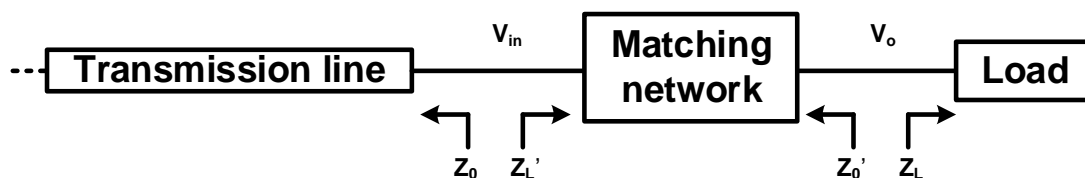


Fig. 4-1 匹配網路轉換示意圖

以上轉換遵守能量守恆原理，即  $\frac{V_{in}^2}{Z_0} = \frac{V_o^2}{Z_L}$ ，而阻抗轉換比率會決定此網路的品質

因數 (Quality factor,  $Q$ )，一般稱之為  $Q$  值，若  $Z_L$  與  $Z_0$  均為純電阻性阻抗，則可寫成公式如下：

$$Q = \sqrt{\frac{R_L}{R_0} - 1} \quad (4.3)$$

在匹配網路中，越高的  $Q$  值代表頻寬越窄，即頻率選擇性越良好，匹配網路一般由被動元件組成，主要是電感 (inductor) 與電容 (capacitor)，現實中元件並非完美理想元件，一些非理想元素如電感的等效串聯電阻 (Equivalent series resistance, ESR) 或電容的額外寄生效應 (parasitic) 都會使能量有多餘的損耗，這裡為方便計算，元件皆視為理想元件。在 RLC 網路中，電感、電容與電阻可以進行等效串聯與並聯模型的轉換，如 Fig. 4-2 與 Fig. 4-3。

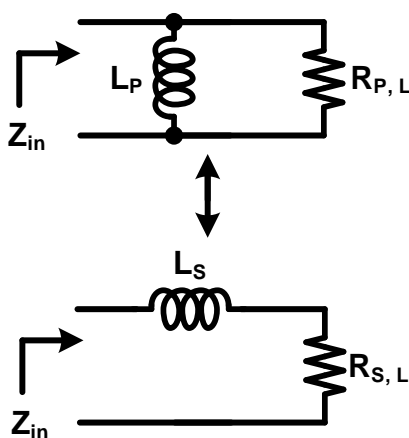


Fig. 4-2 電感等效模型轉換

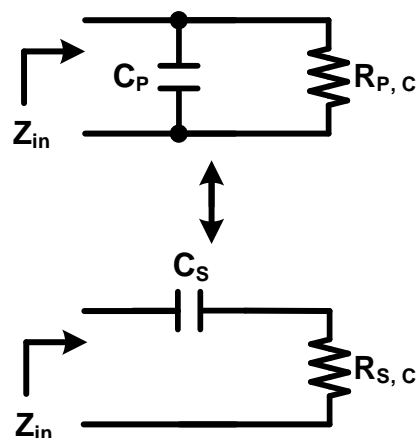


Fig. 4-3 電容等效模型轉換

Fig. 4-2 中，電感  $L_P$  與電阻  $R_{P,L}$  並聯可轉換成等效的電感  $L_S$  與電阻  $R_{S,L}$  串聯模型，同理，Fig. 4-3 中電容也能進行等效串、並聯的轉換，若網路的品質因數為  $Q_E$ ，則可推出下列等式：

$$Q_E = \frac{\omega L_S}{R_{S,L}} = \frac{R_{P,L}}{\omega L_P} \quad (4.4)$$

$$Q_E = \frac{1}{\omega C_S R_{S,C}} = R_{P,C} \omega C_P \quad (4.5)$$

藉由  $Q_E$  可將電感與電容做等效之串、並聯轉換，如下式：

$$R_{P,L} = (Q_E^2 + 1) R_{S,L} \quad (4.6)$$

$$L_P = L_S \cdot \frac{Q_E^2 + 1}{Q_E^2} \quad (4.7)$$

$$C_P = C_S \cdot \frac{Q_E^2}{Q_E^2 + 1} \quad (4.8)$$

了解其轉換公式後，以下介紹三種常見的匹配網路。

#### (1) L 型匹配網路 (L-match network)

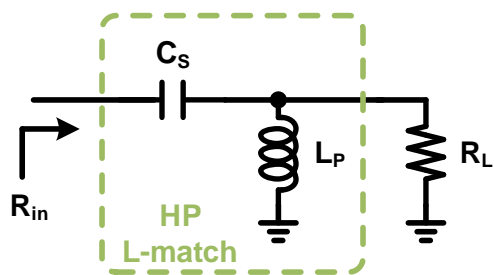


Fig. 4-4 高通 L 型匹配

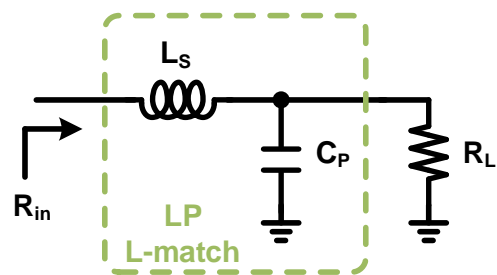


Fig. 4-5 低通 L 型匹配

Fig. 4-4 與 Fig. 4-5 為 L 型匹配電路模型，分別由  $C_S$ 、 $L_P$  與  $L_S$ 、 $C_P$  組成， $R_L$  為負載電阻，經過此 L 型網路轉換成  $R_{in}$ ，此時匹配網路的品質因數  $Q_{LM}$  為：

$$Q_{LM} = \sqrt{\frac{R_L}{R_{in}} - 1} \quad (4.9)$$

並且符合 (4.4)、(4.5)，即

$$Q_{LM} = \frac{R_L}{\omega L_P} = \frac{1}{R_{in} \omega C_S} \quad (4.10)$$

$$Q_{LM} = R_L \omega C_P = \frac{\omega L_S}{R_{in}} \quad (4.11)$$

## (2) $\pi$ 型匹配網路 ( $\pi$ -match network)

$\pi$  型匹配網路由兩組 L 型匹配網路組成，如 Fig. 4-6。

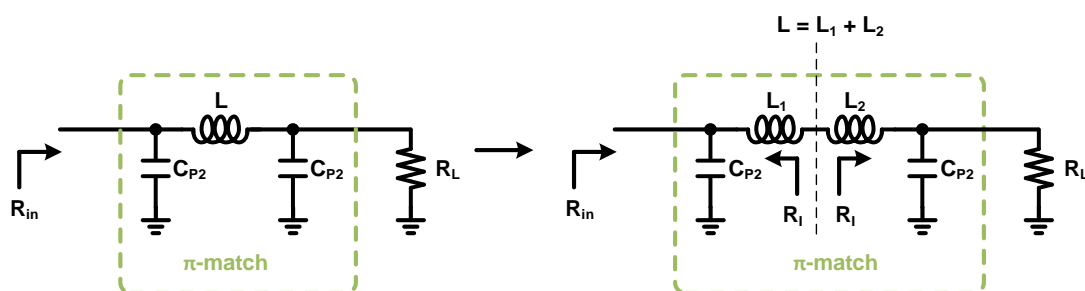


Fig. 4-6  $\pi$  型匹配網路

若此匹配網路品質因數為  $Q_{\pi M}$ ，則滿足下式：

$$\begin{aligned} Q_{\pi M} &= \frac{\omega(L_1 + L_2)}{R_I} = \frac{\omega L_1}{R_I} + \frac{\omega L_2}{R_I} = Q_1 + Q_2 = \sqrt{\frac{R_{in}}{R_I} - 1} + \sqrt{\frac{R_L}{R_I} - 1} \\ \Rightarrow R_I &\approx \frac{(\sqrt{R_{in}} + \sqrt{R_L})^2}{Q^2} \end{aligned} \quad (4.12)$$

其中  $Q_{\pi M}$  為整個網路的品質因數，將此網路從中間切開，由中間點往兩邊看進去之輸入阻抗為  $R_I$ ， $R_L$  經由  $C_{P2}$  與  $L_2$  構成的 L 型網路轉換成較低的  $R_I$ ， $R_I$  再經由

$L_1$  與  $C_2$  組成的 L 型網路轉換成  $R_{in}$ ，若  $R_{in}$  與  $R_L$  皆遠大於  $R_I$ ，則 (4.12) 最後的近似成立。

### (3) T 型匹配網路 (T-match network)

與  $\pi$  型匹配網路類似，T 型匹配網路也是由兩組 L 型網路組成，如

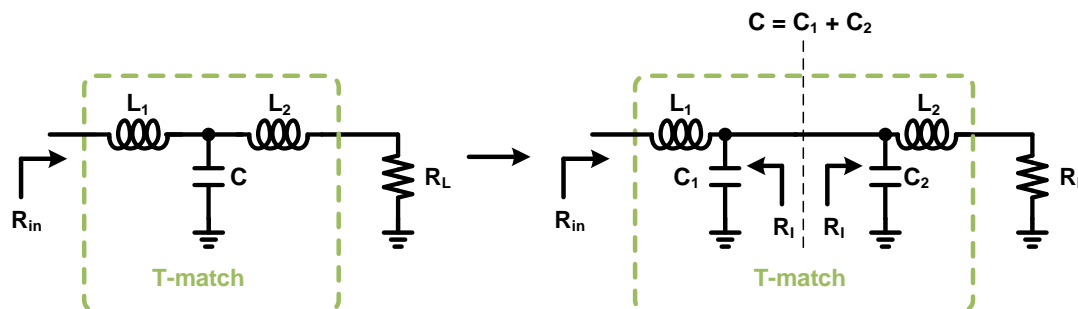


Fig. 4-7. T 型匹配網路

若此匹配網路品質因數為  $Q_{TM}$ ，則滿足下式：

$$Q_{TM} = \omega R_I (C_1 + C_2) = Q_1 + Q_2 = \sqrt{\frac{R_I}{R_{in}} - 1} + \sqrt{\frac{R_I}{R_L} - 1} \quad (4.13)$$

$$\Rightarrow R_I \approx Q^2 \left( \sqrt{R_{in}} \square \sqrt{R_L} \right)^2$$

$Q_{TM}$  為此網路品質因數，等於兩 L 型網路品質因數的和，從中間看進去之阻抗為  $R_I$ ， $R_L$  經由  $L_2$  與  $C_2$  組成之 L 型網路轉換成較大的  $R_I$ ，再經由  $C_1$  與  $L_1$  組成之 L 型網路轉換成  $R_{in}$ ，若  $R_{in}$  與  $R_L$  皆遠小於  $R_I$ ，則 (4.13) 最後的近似成立。相較於 L 型網路， $\pi$  網路與 T 網路能提供更好的 Q 值與設計自由度。

## 4.3. 實驗材料

- (1) 未知電路板 x1
- (2) 計算匹配所需電感與電容
- (3) SMA 接頭×2

## 4.4. 實驗內容

本實驗目標為在頻率為 10 MHz 情況下設計匹配網路將掛有 50-Ω 負載之未知電路板輸入阻抗匹配至儀器特徵阻抗 (50 Ω)，在阻抗匹配下量測 S11 參數。



儀器經過校正，port 1 與 port 2 之輸入阻抗皆匹配至  $50\ \Omega$ ，故未知電路輸出端可直接接至儀器 port 2，如 Fig. 4-8。

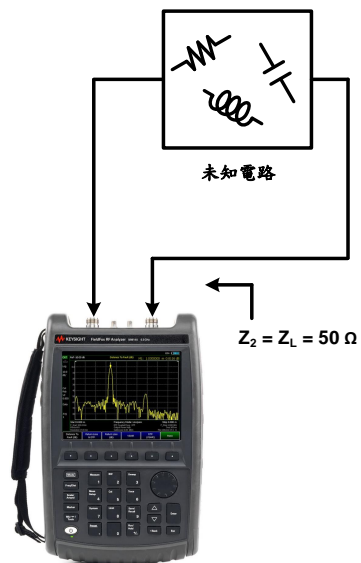


Fig. 4-8. 量測未知電路輸入阻抗實驗方塊圖

做完輸入阻抗匹配後，量測  $S_{11}$  與  $S_{21}$  參數，如 Fig. 4-9，觀察能量是否在正確的頻帶下成功由 port 1 傳輸至 port 2，即  $S_{21} = -3\ \text{dB}$ 。

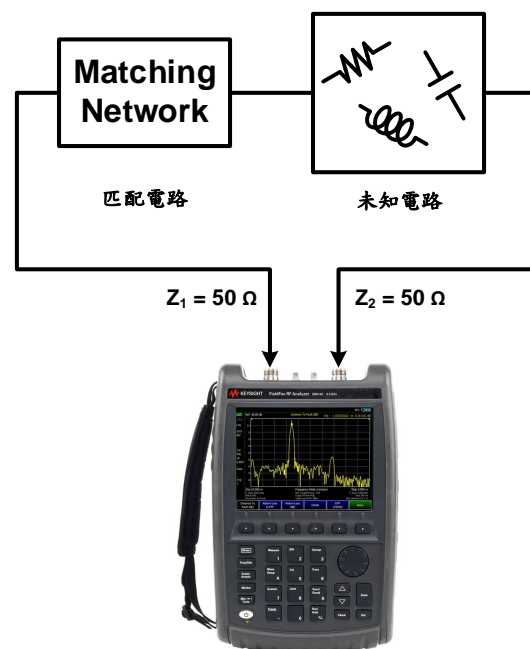


Fig. 4-9. 匹配後功率傳輸實驗方塊圖

#### 4.5. 實驗步驟與紀錄

- (1) 重覆實驗 2.6 中 3.5 的校正步驟，將分析儀做 2-port 校正。
- (2) 將未知電路板輸入與輸出分別接至 port 1 與 port 2，量測其 S11 參數與輸入阻抗並記下（先將 marker 設定在 10 MHz，按 Format [LogMag] → Smith，可看見此時的史密斯圖與輸入阻抗）。

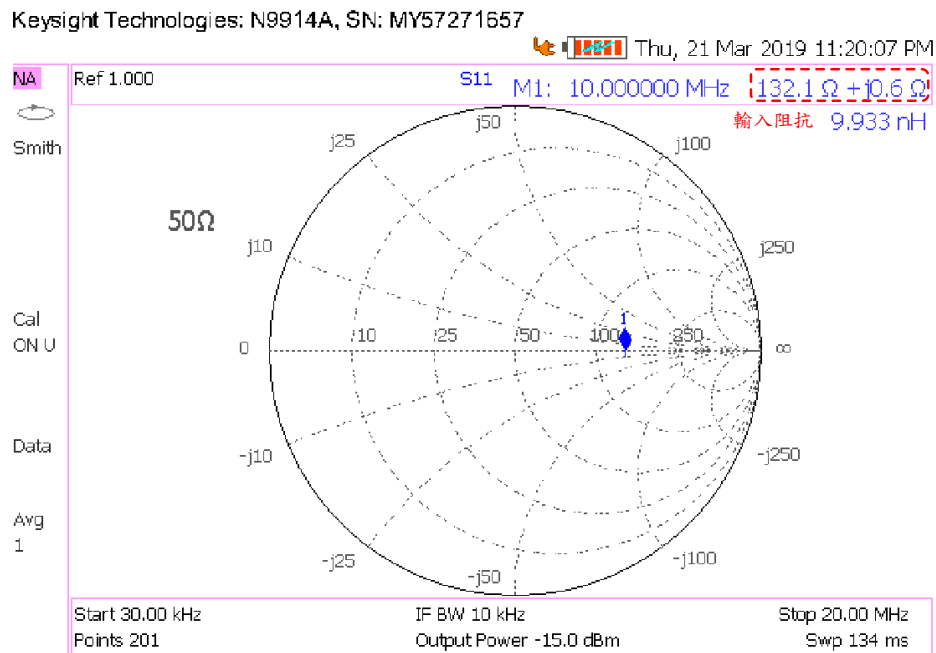


Fig. 4-10. 未知電路之輸入阻抗

- (3) 藉由量到的輸入阻抗設計適當的匹配網路，將其匹配至 50  $\Omega$ 。
- (4) 將匹配網路與電路板相接後再次測量 S11 參數與輸入阻抗（S11 參數在 10 MHz 時小於 -10 dB，Fig. 4-11 為匹配後 S11 參考圖）。

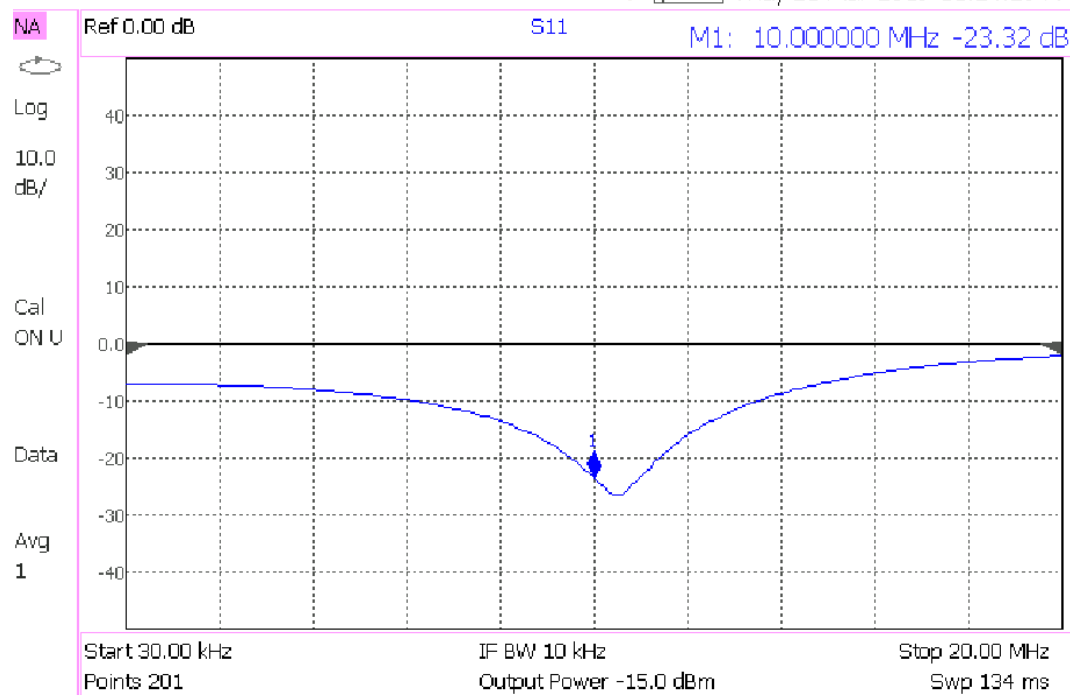


Fig. 4-11. 匹配時之 S11

(5) 若(4)結果正確，量測 S21 參數並載圖記錄。

**注意：**匹配中心頻率  $f_0 = 10 \text{ MHz}$ ，即  $\omega = 2\pi f_0$

#### 4.6. 結報與問題討論

- (1) 請記錄設計之匹配的電感、電容值，並截取 S11、S21 在匹配前後的圖。
- (2) 阻抗完美匹配下，功率的傳輸達到最大，試問此時電壓的傳輸增益為何？
- (3) 請寫下這次實驗心得與想法，並上傳結報至 moodle。