

## 第三章 E類功率放大器的基礎設計理論與驗證

### 3.1 E類功率放大器的原理

E類功率放大器其最基本的操作原理就是將電晶體當作開關來使用，如圖 3.1，藉此獲得更高的效率，因此在設計之前有幾點要求是需要遵守的[4]：

1. 當電晶體打開，通過電晶體的電流波形為最大時，電晶體上的電壓波形必須最小。
2. 當電晶體關閉，電晶體上的電壓波形為最大時，通過電晶體的電流波形必須最小。
3. 電晶體在切換打開和關閉時期速度必須夠快，以避免功率的消耗。
4. 電晶體在設計時，其內部寄生的電阻必須盡量小，以減少功率的損耗。

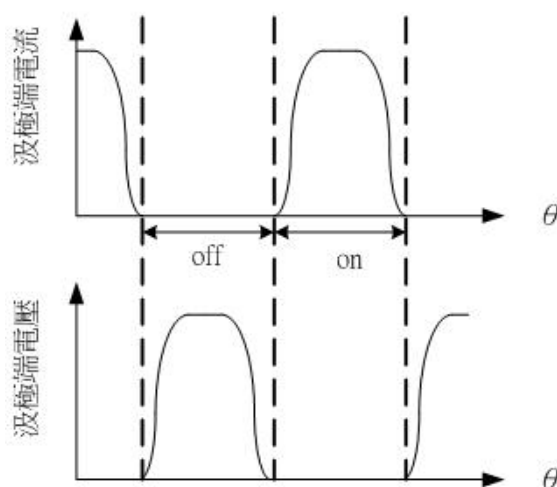


圖 3.1 E類功率放大器電晶體切換時汲極端電壓電流波形圖

從圖 3.2 的 E 類功率放大器示意圖，和圖 3.3 的汲極端電壓電流波形圖中，可以發現，為了要達到上述的幾點要求，避免不必要的功率損耗，在設計時需特別注意以下幾點，以作為最基本的設計準則：

1. 當電晶體關閉時，汲極端的電壓波形  $V_d$  要維持在零，直到流經汲極端的電流波形  $i_d$  掉到零。
2. 當電晶體打開之前，汲極端的電壓波形  $V_d$  就必須先行到達零。
3. 當電晶體打開時，汲極端的電壓波形的斜率  $dV_d / dt$  必須維持為零。

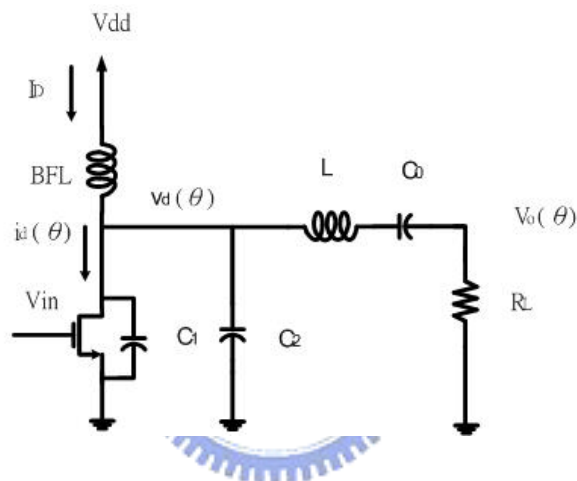


圖 3.2 E類功率放大器示意圖

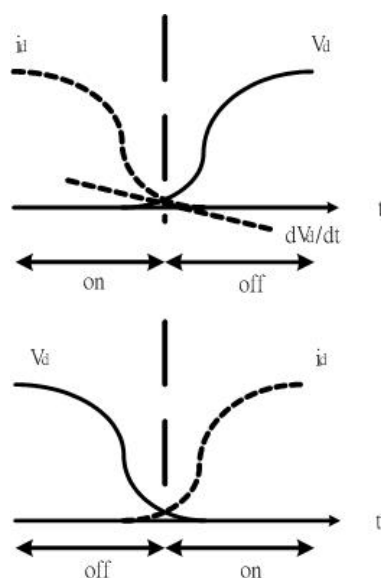


圖 3.3 E類功率放大器汲極端電壓電流波形示意圖

## 3.2 E 類功率放大器的設計公式

自 1975 年第一篇關於 E 類功率放大器的論文發表之後，陸陸續續又有許多有關 E 類功率放大器的衍生論文被發表出來，但無論之後的設計是如何的加以改進，其最基本的設計原理始終離不開如圖 2.13 般的 E 類功率放大器基本架構，因此為了順利完成本篇論文後半部的設計，特別在這一節中，我們將對最基本單端輸入輸出 E 類功率放大器的基本架構和設計公式做詳盡的介紹。

### 3.2.1 E 類功率放大器的等效電路和重要假設條件

為了方便接下來的分析，我們首先必須做一些假設，並在此假設條件之下將原來的 E 類功率放大器電路（圖 2.13）轉換為如圖 3.4 般的等效電路[5]：

1.  $L_{dc}$  的選取，必須使的  $I_D$  成為一直流輸入電流，且確保路徑上不會有串聯電阻，造成功率無謂的損耗。
2. 為了讓輸出的電流  $i_o$  在輸出頻率時為一弦波信號，調節電路本身的 Q 值必須夠高。
3. 電晶體的開關切換行為是瞬間完成且其間無功率的損耗；電晶體本身的飽和電壓為零，飽和阻抗為零且電晶體關閉時的阻抗為有限值。
4. 並聯電容  $C_p$  的大小和汲極端的電壓無關。
5. 電晶體假設可以流過負電流，且本身可承受負電壓。

在下一小節的分析中，我們會從圖 3.4 的等效電路和這五點的假設條件開始，進行推導，以獲得各元件的選取公式，做為我們在往後設計電路時依據。

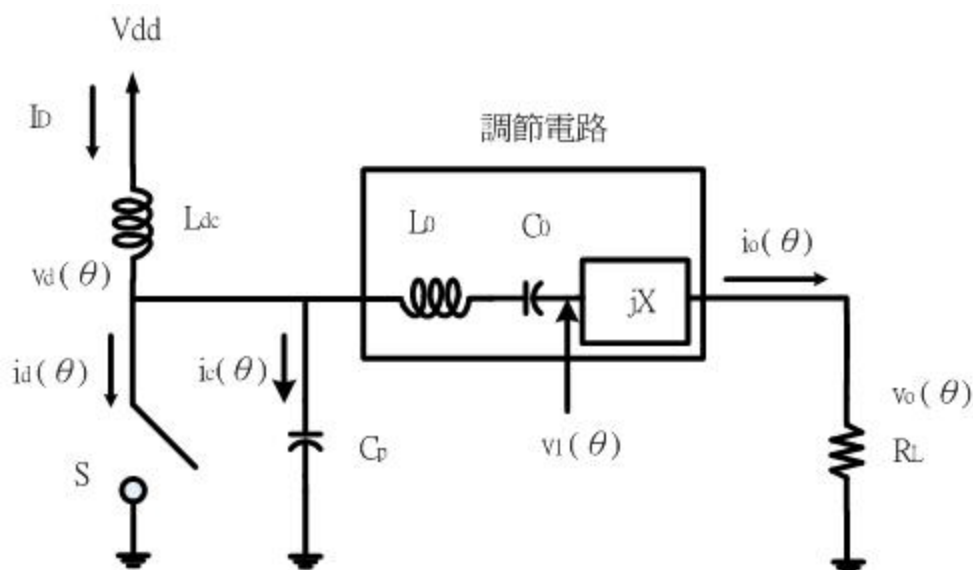


圖 3.4 E 類功率放大器的等效電路圖

從圖 3.4 的等效電路中，可以發現，此等效電路包含了幾個重要的元件：

1.  $L_{dc}$  :

一般被稱為高頻阻流電感 (radio frequency choke) 或是直流饋入線圈 (DC-feed)，其主要的功用是為了避免高頻信號進入直流電源  $V_{dd}$ ，以達成上述假設一 ( $I_D$  成為一直流輸入電流) 的要求，因此通常都會選擇較大的電感值。

2.  $S$  :

E 類功率放大器將電晶體視為一開關來使用，所以在圖 3.4 的等效電路中，以符號  $S$  來代表開關，當  $S$  打開時，即為電晶體關閉，反之，若  $S$  關閉時，電晶體則視為導通狀態。

3.  $C_p$  :

並聯電容  $C_p$ ，其主要的功用在於當電晶體在做開關切換時，藉著本身充放電的機制，改變汲極端的電壓波形，而這也正是造成功率損耗的主要原

因，所以適當的決定  $C_D$  的結果，以符合 3.1 節所提到的三點設計準則，是選取  $C_D$  時的重要指標。對照圖 2.12 原本的電路可以發現，等效電路中的  $C_D$  可以看做是電晶體的寄生電容  $C_1$  和並聯電容  $C_2$  的並聯結果，在設計電路時可以利用已選取的  $C_D$  值來決定電晶體的大小，而  $C_2$  則做為微調的元件，以達到最佳化的要求。


#### 4. $L_o$ 、 $C_o$ 諧振電路：

當汲極端的信號通過諧振電路時，會因為電晶體的開關狀況的不同，而造成中心頻率的改變：

$$\left\{ \begin{array}{l} \omega_{on} = \frac{1}{\sqrt{L_o C_o}} \\ \omega_{off} = \frac{1}{\sqrt{L_o \left( \frac{C_o C_p}{C_o + C_p} \right)}} \end{array} \right.$$

電晶體導通

電晶體關閉



為了降低因為中心頻率不同造成的諧波失真，因此在電路的輸出端串接一濾波電路，保留我們所需要的操作頻率信號，濾除高頻的諧波信號，而濾波的效果，則如假設二的要求，以調節電路的  $Q$  值來決定。

#### 5. $jX$ ：

當訊號為基頻頻率時的電抗值，根據  $L_o$ 、 $C_o$  諧振電路的不同， $jX$  可以為電感性或電容性。

#### 6. $R_L$ ：

$R_L$  指的是負載的阻抗，根據輸出功率的不同， $R_L$  不一定要是  $50\Omega$ ，一般為了獲得較高的輸出功率，大多會將  $R_L$  設計的遠小於  $50\Omega$ ，之後再串接一轉換電路，將阻抗轉為  $50\Omega$ ，至於  $R_L$  的選取公式，在後面會有詳細的推導。

### 3.2.2 E類功率放大器的公式推導

利用圖 3.4 的等效電路和圖 3.5 的電壓電流波形圖，我們可以對 E 類功率放大器的基本架構作一些簡單的分析，依照下列的推導步驟，以得到我們想要的各元件參數選取公式，最為之後在正式設計時的設計依據：

1. 根據 3.2.1 的假設二（輸出的電流  $i_o$  在輸出頻率時為一弦波信號），我們可以分別寫出  $v_o$  和  $i_o$  的式子：

$$v_o(\vartheta) = V \sin(\vartheta + \varphi) \quad (3.1)$$

$$i_o(\vartheta) = \frac{V}{R_L} \sin(\vartheta + \varphi) \quad (3.2)$$

其中  $V$  為振幅、 $\vartheta = \omega t$ ，而  $\varphi$  則是輸出端電壓  $v_o$  和汲極電壓  $v_d$  的相位差（圖 3.5），利用  $v_o$  的式子，我們可以往前推得：

$$v_1(\vartheta) = v_o(\vartheta) + v_x(\vartheta) \quad (3.3)$$

$v_x$  為跨接在電抗  $jX$  上的電壓值，(3.2) 式則為通過  $jX$  上的電流，利用 (3.2) 式可以得到  $v_x = X \frac{V}{R_L} \cos(\vartheta + \varphi)$ ，將此式和 (3.1) 式一起代入

(3.3) 式：

$$v_1(\vartheta) = V_1 \sin(\vartheta + \varphi_1) \quad (3.4)$$

經過簡單的計算可以得到：

$$V_1 = V \sqrt{1 + \frac{X^2}{R_L^2}} = \rho V \quad (3.5)$$

$$\varphi_1 = \varphi + \psi = \varphi + \tan^{-1} \frac{X}{R_L} \quad (3.6)$$

2. 當 S 打開時，電晶體本身沒有電流通過，而電流  $i_c$  則流入電容  $C_p$  中，利用汲極端的電流關係可以寫下：

$$i_c = I_D - i_o = I_D - \frac{V}{R_L} \sin(\vartheta + \varphi) \quad (3.7)$$

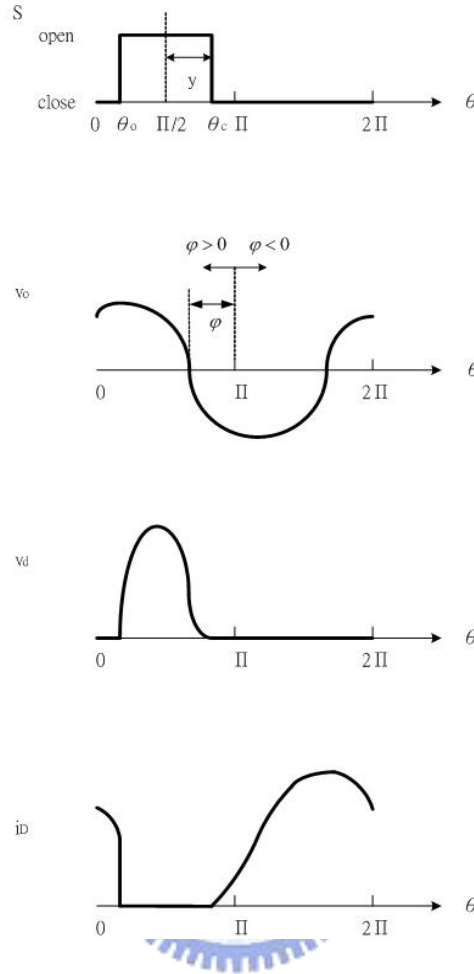


圖 3.5 E 類功率放大器各端點電壓電流波形圖

$$\begin{aligned} v_d(\vartheta) &= \frac{1}{B} \int_{\vartheta_0}^{\vartheta} i_c(u) du = \frac{1}{B} \int_{\frac{\pi}{2}-y}^{\vartheta} \left[ I_D - \frac{V}{R_L} \sin(u + \varphi) \right] du \\ &= \left[ \frac{I_D}{B} \left( -\frac{\pi}{2} + y \right) + \frac{V}{BR_L} \sin(\varphi - y) \right] + \frac{I_D}{B} \vartheta + \frac{V}{BR_L} \cos(\vartheta + \varphi) \end{aligned} \quad (3.8)$$

由於  $i_c$  理論上只有在電晶體關閉時才存在，所以根據圖 3.5 的假設，將  $i_c$  由  $\vartheta_0$  開始進行積分，代入 (3.8) 式，以求得汲極端的電壓  $v_d$ ，這裡的  $y$  指的是電晶體關閉時間的一半，而為了簡化後面的推導，在此假設  $B = \omega C_p$ 。

3. 在 3.2.1 節中，我們知道， $L_o$  和  $C_o$  所組成的串聯濾波電路，其功能主要是濾除高頻的信號，使的操作頻率的信號可以順利通過，所以我們可以假設在操作頻率時：

$$v_d(\vartheta) = v_1(\vartheta) = V_1 \sin(\vartheta + \varphi_1) \quad (3.9)$$

使用傅立葉分析的技巧展開 (3.9) 式，可以得到：

$$V_1 = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} v_d(\vartheta) \cdot \sin(\vartheta + \varphi_1) d\vartheta \quad (3.10)$$

$$0 = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} v_d(\vartheta) \cdot \cos(\vartheta + \varphi_1) d\vartheta \quad (3.11)$$

將 (3.8) 式的結果代入 (3.10) 式中：

$$\begin{aligned} V_1 = & -2 \left[ \frac{I_D}{\pi B} (\pi - y + \varphi_1) + \frac{V}{\pi B R_L} \sin(y - \varphi) \right] \cdot (\cos \varphi_1 \cdot \sin y) \\ & + \frac{I_D}{B} \left[ -2 \sin \varphi_1 \sin y + 2 \left( \frac{\pi}{2} + \varphi_1 \right) \cdot \cos \varphi_1 \cdot \sin y + 2y \cdot \sin \varphi_1 \cos y \right] \\ & - \frac{V}{2\pi B R_L} \left[ \sin(2\varphi + \psi) \cdot \sin(2y) - 2y \cdot \sin \psi \right] \\ = & \rho V \end{aligned} \quad (3.12)$$

$$\begin{aligned} V = & I_D R_L \frac{2y \cdot \sin y \cdot \cos \varphi_1 + (2y \cdot \cos y - 2 \sin y) \cdot \sin \varphi_1}{\pi B R_L \rho + \frac{1}{2} \sin(2\varphi + \psi) \cdot \sin 2y - y \sin \psi + 2 \sin(y - \varphi) \cdot \cos \varphi_1 \cdot \sin y} \\ = & I_D R_L \cdot h \end{aligned} \quad (3.13)$$

$$h = \frac{2y \cdot \sin y \cdot \cos \varphi_1 + (2y \cdot \cos y - 2 \sin y) \cdot \sin \varphi_1}{\pi B R_L \rho + \frac{1}{2} \sin(2\varphi + \psi) \cdot \sin 2y - y \sin \psi + 2 \sin(y - \varphi) \cdot \cos \varphi_1 \cdot \sin y} \quad (3.14)$$

同理將 (3.8) 式的結果代入 (3.11) 式中：



$$\begin{aligned}
 0 = & \left[ \frac{I_D}{\pi B} (y - \pi - \varphi_1) + \frac{V}{\pi B R_L} \sin(\varphi - y) \right] \cdot (-2 \sin \varphi_1 \cdot \sin y) \\
 & + \frac{I}{\pi B} \left[ -2 \cos \varphi_1 \sin y - 2 \left( \frac{\pi}{2} + \varphi_1 \right) \cdot \sin \varphi_1 \cdot \sin y + 2y \cdot \cos \varphi_1 \cos y \right] \\
 & - \frac{V}{2\pi B R_L} \cdot \sin 2y \cdot \cos(2\varphi + \psi) + \frac{y \cdot V \cdot \cos \psi}{\pi B R_L}
 \end{aligned} \tag{3.15}$$

$$\begin{aligned}
 V = I_D R_L & \frac{2y \cdot \sin y \cdot \sin \varphi_1 - 2y \cdot \cos \varphi_1 \cdot \cos y + 2 \cos \varphi_1 \sin y}{-2 \sin(\varphi - y) \cdot \sin y \cdot \sin \varphi_1 - \frac{1}{2} \sin 2y \cdot \cos(2\varphi + \psi) + y \cos \psi} \\
 = I_D R_L \cdot g
 \end{aligned} \tag{3.16}$$

$$g = \frac{2y \cdot \sin y \cdot \sin \varphi_1 - 2y \cdot \cos \varphi_1 \cdot \cos y + 2 \cos \varphi_1 \sin y}{-2 \sin(\varphi - y) \cdot \sin y \cdot \sin \varphi_1 - \frac{1}{2} \sin 2y \cdot \cos(2\varphi + \psi) + y \cos \psi} \tag{3.17}$$

(3.14)、(3.17) 兩式是為了簡化接下來的推導，而做的假設。

4. 根據 3.2.1 節的假設一（ $I_D$  為一直流輸入電流，且確保路徑上不會有串聯電阻，造成功率無謂的損耗），可以推論在 RF choke 上不會有任何電壓降，因此可以寫出：

$$V_{dd} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} v_d(\vartheta) d\vartheta \tag{3.18}$$

將 (3.16) 式中的結果代入 (3.18) 式中，則：

$$\begin{aligned}
 V_{dd} &= \frac{I_D}{2\pi B} \int_{\frac{\pi}{2}-y}^{\frac{\pi}{2}+y} \left\{ \left[ y - \frac{\pi}{2} + g \cdot \sin(\varphi - y) \right] + \vartheta + g \cos(\vartheta + \varphi) \right\} d\vartheta \\
 &= \frac{I_D}{2\pi B} \left\{ \left[ 2y^2 + 2yg \cdot \sin(\varphi - y) \right] - 2g \cdot \sin \varphi \sin y \right\} \\
 &= I_D \cdot R_{dc}
 \end{aligned} \tag{3.19}$$

此處的  $R_{dc}$  是對應於電源供應器的負載阻抗，利用 (3.16) 和 (3.19)

式的結果可以分別推導出下列的式子：

$$P_{\text{out}} = \frac{V^2}{2R_L} = \frac{I_D^2 g^2 R_L}{2} = \frac{V_{\text{dd}}^2 g R_L}{2R_{\text{dc}}^2} \quad (3.20)$$

$$P_{\text{DC}} = V_{\text{dd}} I_D = \frac{V_{\text{dd}}^2}{R_{\text{dc}}} \quad (3.21)$$

此處的  $P_{\text{DC}}$  和  $P_{\text{out}}$  分別代表輸入和輸出的功率，用此結果代入 (2.3) 式，則可得到：

$$\eta = \frac{P_{\text{out}}}{P_{\text{DC}}} = \frac{g^2 R_L}{2R_{\text{dc}}} \quad (3.22)$$

5. 基於電晶體特性的限制，汲極端的輸出電壓波形，最大值不可以超過崩潰電壓 (Breakdown voltage)，因此接下來利用 (3.16) 和 (3.19) 的結果，可以把 (3.8) 式改寫為：

$$v_d(\vartheta) = \frac{V_{\text{dd}}}{R_{\text{dc}} B} \left[ \left( y - \frac{\pi}{2} \right) + \vartheta + g \cdot \sin(\varphi - y) + g \cdot \cos(\vartheta + \varphi) \right] \quad (3.23)$$

為了求得汲極端電壓波峰值 ( $v_{d,\text{max}}$ )，我們將 (3.23) 式微分並使其為零，可以得到：

$$\left. \frac{dv(\vartheta)}{d\vartheta} \right|_{\vartheta=\vartheta_{v,\text{max}}} = \frac{V_{\text{dd}}}{R_{\text{dc}} B} [1 - g \cdot \sin(\vartheta_{v,\text{max}} + \varphi)] = 0 \quad (3.24)$$

則

$$\vartheta_{v,\text{max}} = \sin^{-1} \frac{1}{g} - \varphi \quad (3.25)$$

將結果代回 (3.23) 式

$$v_{d,\text{max}} = \frac{V_{\text{dd}}}{R_{\text{dc}} B} \left[ \left( y - \frac{\pi}{2} \right) + \left( \sin^{-1} \frac{1}{g} - \varphi \right) + g \cdot \sin(\varphi - y) + g \cdot \cos \left( \sin^{-1} \frac{1}{g} \right) \right] \quad (3.26)$$

有了 (3.26) 式，亦可推得  $i_{d,\text{max}}$ ：

$$i_{d,max} = I_{dc} - i_{o,min} = I_{dc} - \left( -\frac{V}{R_L} \right) = I_{dc} + \frac{I_{dc} R_L \cdot g}{R_L} = (1+g) \cdot I_{dc} \quad (3.27)$$

從 (3.26) 和 (3.27) 式中，我們可以定義一個新的參數  $P_c$ ，用來衡量不同的設計參數 ( $B$  和  $\varphi$ ) 時，可以輸出多少功率的能力。

$$P_c = \frac{P_{out}}{v_{d,max} \cdot i_{d,max}} \quad (3.28)$$

6. 從圖 3.5 中可以發現，利用 E 類功率放大器的理想操作特性(當  $\vartheta = \frac{\pi}{2} + y$  時，S 關閉、電晶體導通， $v_d(\vartheta) = 0$ )，可以推得：

$$\cos \varphi = \frac{y}{g \cdot \sin y} \quad (3.29)$$

$$g = \frac{y}{\cos \varphi \cdot \sin y} \quad (3.30)$$

此時可定義另一個量  $\xi$ ，來表示電壓波的單位斜率

$$\begin{aligned} \xi &= \frac{1}{V_{dd}} \left. \frac{dv_d(\vartheta)}{d\vartheta} \right|_{\vartheta = \frac{\pi}{2} + y} \\ &= \frac{1}{R_{dc} B} [1 - g \cdot \cos(y + \varphi)] \end{aligned} \quad (3.31)$$

重新整理 (3.19) 式，可以寫成：

$$R_{dc} B = \frac{2y^2 + 2yg \cdot \sin(\varphi - y) - 2g \cdot \sin \varphi \cdot \sin y}{2\pi} \quad (3.32)$$

將 (3.29) 和 (3.31) 的結果代入 (3.32) 式中，可以得到

$$\tan \varphi = \frac{\frac{\sin y}{y} - \cos y}{\frac{\xi y}{\pi} \cdot \cos y - \left( 1 + \frac{\xi}{\pi} \right) \cdot \sin y} \quad (3.33)$$

7. 為了方便計算，我們假設理想的 E 類功率放大器效率為 100% ( $\eta = 1$ )，則 (3.22) 是可簡化為：

$$R_{dc} = \frac{g^2}{2} \cdot R_L \quad (3.34)$$

代入 (3.16) 和 (3.32) 式中，可分別得到：

$$V = I_D R_L g = \frac{V_{dd}}{R_{dc}} \cdot R_L g = \frac{2V_{dd}}{g} \quad (3.35)$$

$$B = \frac{2y^2 + 2yg \cdot \sin(\varphi - y) - 2g \cdot \sin \varphi \cdot \sin y}{\pi^2 R_L g^2} = \omega C_p \quad (3.36)$$

$$C_p = \frac{B}{\omega} = \frac{2y^2 + 2yg \cdot \sin(\varphi - y) - 2g \cdot \sin \varphi \cdot \sin y}{\pi^2 \omega R_L g^2} \quad (3.37)$$

8. 重新整理 (3.17) 式，為了方便推導，先做一些假設：

$$s_1 = -2g \cdot \sin(\varphi - y) \cdot \sin y - 2y \cdot \sin y \quad (3.38)$$

$$s_2 = 2y \cdot \cos y - 2 \sin y \quad (3.39)$$

$$s_3 = -\frac{g}{2} \cdot \sin 2y \quad (3.40)$$

則 (3.17) 式被化為：

$$\tan \psi = \frac{\sin \psi}{\cos \psi} = \frac{s_n}{s_d} = \frac{s_1 \cdot \sin \varphi + s_2 \cdot \cos \varphi + s_3 \cos 2\varphi + gy}{-(s_1 \cdot \cos \varphi - s_2 \cdot \sin \varphi - s_3 \sin 2\varphi)} \quad (3.41)$$

$$\psi = \tan^{-1} \left( \frac{s_n}{s_d} \right) = \tan^{-1} \left( \frac{X}{R_L} \right) \quad (3.42)$$

$$X = R_L \cdot \tan \psi \quad (3.43)$$

### 3.2.3 E類功率放大器的公式整理和結果分析

經過了 3.2.2 節的公式推導，將已知的公式結果表列於表 3.1 中，觀察表 3.1 可以發現，此時各參數公式所包含的變數僅剩下  $\zeta$  和  $y$ ，接下來我們將這兩

個變數對各參數的關係作一個討論，並找出最適合的選取值。

參數	公式	參數	公式
$\tan \varphi$	$\frac{\frac{\sin y}{y} - \cos y}{\frac{\xi y}{\pi} \cdot \cos y - \left(1 + \frac{\xi}{\pi}\right) \cdot \sin y}$	$C_p$	$\frac{B}{\omega}$
$g$	$\frac{y}{\cos \varphi \cdot \sin y}$	$\psi$	$\tan^{-1} \left( \frac{s_n}{s_d} \right)$
$R_{\text{ut}}$	$\frac{g^2}{2} \cdot R_L$	$X$	$R_L \cdot \tan \psi$
$B$	$\frac{2y^2 + 2yg \cdot \sin(\varphi - y) - 2g \cdot \sin \varphi \sin y}{\pi^2 R g^2}$	$V$	$\frac{2V_{\text{dd}}}{g}$

表 3.1 E類功率放大器參數公式整理表（一）

為了找出最適合的 $\xi$ 和 $y$ 大小，我們使用 matlab 軟體以不同的 $\xi$ 和 $y$ ，在 $V_{\text{dd}}=1\text{V}$ 和 $R_L=1\Omega$ 的條件下，去分別計算 $P_{\text{out}}$ 和 $P_c$ ，並將其結果顯示於圖 3.6 之中。觀察圖 3.6 可以發現，當 $\xi=0$ 或 $y=\pi/2$ 時，雖然 $P_{\text{out}}$ 的結果並不是最大，但是與效率有關的參數 $P_c$ 值，卻是在全部週期中是最高的，基於 E類功率放大器高效率的訴求，因此我們選取 $\xi=0$ 和 $y=\pi/2$ 時，做為我們設計 E類功率放大器時的基本設計參數。

決定了 $\xi=0$ 和 $y=\pi/2$ 的值之後，我們可以將表 3.1 的各個參數分別帶入計算，並建立一新的表 3.2，再利用表中的各個參數值，代回 3.2.2 節中的推導公式，則可以求得電路中各項元件的選取條件。為了方便後面的解說，在此重新整理圖 2.13 的 E類功率放大器基本價構圖和圖 3.4 的等效電路圖，將其結合為圖 3.7，而其電路圖上各項元件的選取公式，則推導如下：

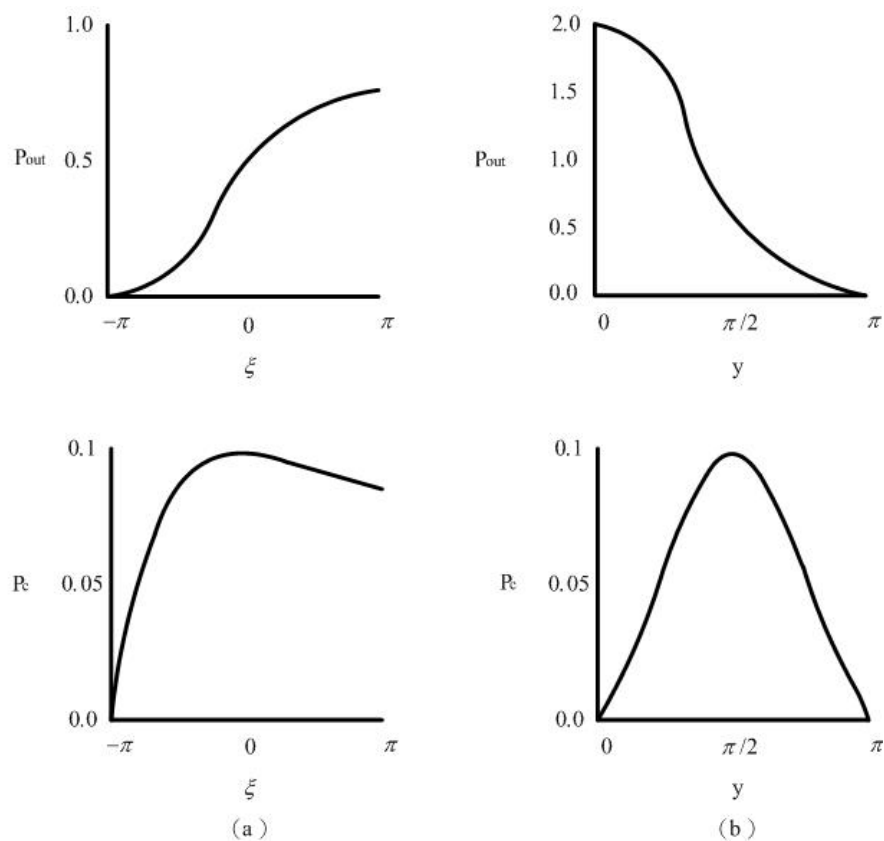


圖 3.6 不同變數下的 P<sub>out</sub> 和 P<sub>c</sub> 做圖  
 (a) 在不同 ξ 下的 P<sub>out</sub> 和 P<sub>c</sub> 做圖  
 (b) 在不同 y 下的 P<sub>out</sub> 和 P<sub>c</sub> 做圖

參數	公式	參數	公式
$\tan \varphi$	$-\frac{2}{\pi}$	$C_p$	$\frac{2}{\left(1 + \frac{\pi^2}{4}\right) \cdot \omega R_L}$
$g$	$\sqrt{1 + \frac{\pi^2}{4}}$	$\psi$	$\tan^{-1}\left(\frac{\pi^3}{16} - \frac{\pi}{4}\right)$
$R_{dc}$	$\frac{\left(1 + \frac{\pi^2}{4}\right)}{2} R_L$	$X$	$\left(\frac{\pi^3}{16} - \frac{\pi}{4}\right) \cdot R_L$
$B$	$\frac{2}{\left(1 + \frac{\pi^2}{4}\right) \cdot R_L}$	$V$	$\frac{2V_{d1}}{\sqrt{1 + \frac{\pi^2}{4}}}$

表 3.2 E類功率放大器參數公式整理表 (二)

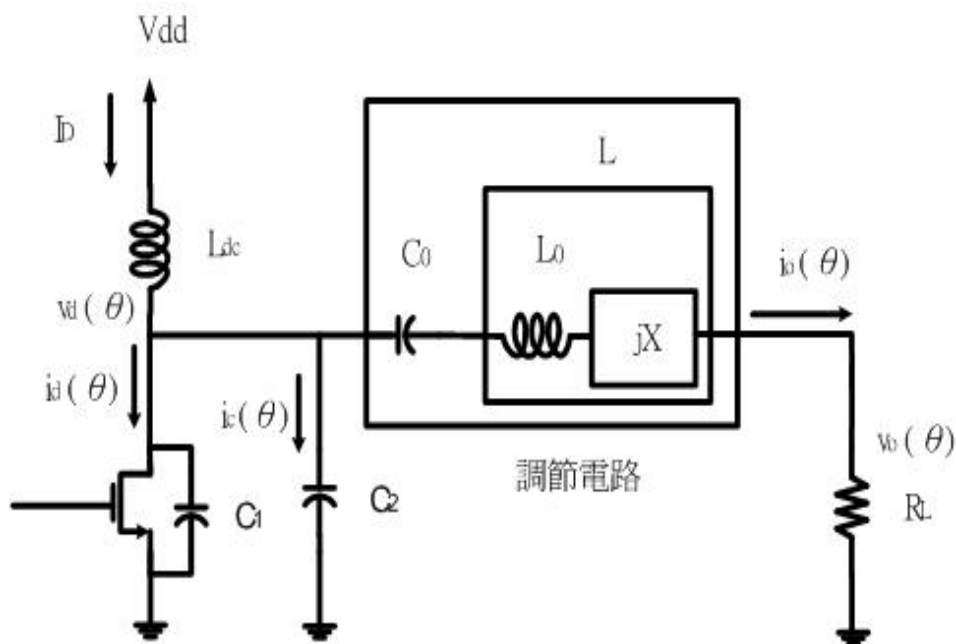


圖 3.7 E類功率放大器電路架構圖

1. 為了符合 3.2.1 節假設二（輸出的電流  $i_o$  在輸出頻率時為一弦波信號）的要求，所以  $Q$  值的選取變的格外重要，當  $Q$  值決定之後，可以利用  $Q$  值的定義求出  $L_0$  的結果：

$$L_0 = \frac{R_L \cdot Q}{\omega} \quad (3.44)$$

因為  $L_0$  和  $C_0$  為諧振電路的兩元件，則可以利用操作頻率和諧振電路的關係求出：

$$C_0 = \frac{1}{\omega^2 \cdot L_0} \quad (3.45)$$

關於  $Q$  值的選取，一般來說，若  $Q$  值太低將會使的輸出端產生較多的諧波信號 (Harmonic signal)，和 3.2.1 節的假設二相違背，不過因為在被動元件的消耗功率較少，通常都適用於寬頻的設計，根據[8]論文所推導結果，當  $Q$  值在 5 附近時，會得到較好的輸出效率。

2. 從表 3.2 中可以查到  $C_p$  的結果和  $\omega$ 、 $R_L$  有關，因此當  $R_L$  決定了，則  $C_p$  亦

跟著被決定了。要注意的是，在設計時為了要考慮電晶體的最大能夠負荷的電流，通常都會採用並聯多顆電晶體的方式，所以  $C_D$  大多會被電晶體內部的寄生電容  $C_1$  代替，此時  $C_2$  的作用就被當作微調的裝置，或無必要或甚至被省略。

3. 根據 (3.20) 式的結果，將  $V = \frac{2V_{dd}}{\sqrt{1 + \frac{\pi^2}{4}}}$  代入，可得到：

$$P_{out} = \frac{V^2}{2R_L} = \frac{2V_{dd}^2}{\left(1 + \frac{\pi^2}{4}\right) \cdot R_L} = \frac{8V_{dd}^2}{(4 + \pi^2) \cdot R_L} \quad (3.46)$$

$$R_L = \frac{8V_{dd}^2}{(4 + \pi^2) P_{out}} \quad (3.47)$$

通常為了避免電晶體燒毀， $V_{dd}$  會受限於電晶體的崩潰電壓，而  $P_{out}$  則根據系統的規格而定，當此兩變數決定， $R_L$  也就被 (3.47) 式所確定。

4. 重新整理 (3.26) 和 (3.27) 式，可得到：

$$v_{d,max} = 2\pi \cdot V_{dd} \cdot \tan^{-1}\left(\frac{2}{\pi}\right) \approx 3.562 \cdot V_{dd} \quad (3.48)$$

$$i_{d,max} = I_D \cdot (1 + g) \approx 2.86 \cdot I_D \quad (3.49)$$

將 (3.46)、(3.48) 和 (3.49) 式，再代回 (3.28) 式中，則：

$$\begin{aligned} P_c &= \frac{P_{out}}{v_{d,max} \cdot i_{d,max}} \\ &= \frac{\frac{8V_{dd}^2}{(4 + \pi^2) \cdot R_L}}{(3.562 \cdot V_{dd}) \cdot (2.86 \cdot I_D)} \\ &\approx 0.0988 \end{aligned} \quad (3.50)$$



表 3.3 將列出單端 E 類功率放大器中輸出端各被動元件的方程式：

元件	公式
$R_L$	$\frac{8V_{dd}^2}{(\pi^2 + 4)P_{out}}$
$L_o$	$\frac{8QV_{dd}^2}{(\pi^2 + 4)P_{out}\omega}$
$C_o$	$\frac{P_{out}(\pi^2 + 4)}{8\omega V_{dd}^2 Q}$
$C_p$	$\frac{P_{out}}{\pi\omega V_{dd}^2}$
$\frac{X}{\omega}$	$\frac{\pi V_{dd}^2(\pi^2 - 4)}{2\omega P_{out}(\pi^2 + 4)}$

表 3.3 E 類功率放大器輸出網路各元件選取公式表

### 3.3 單端 E 類功率放大器的設計流程

根據 3.2.3 節的推導，E 類功率放大器基本架構中的各元件選取公式已被求出，在這一節中我們將運用這些公式，設計一個單端的 E 類功率放大器，並在 3.4 節中，利用 R04003 的微波電路板，來驗證理論的正確性[16]。

#### 3.3.1 單端 E 類功率放大器的規格決定和元件的選取

在設計任一電路之前，最先要做的就是規格的決定，一般而言規格的決定是根據所應用的系統不同，來制訂一些必須符合的條件，以本節而言，為了配合後面小節微波電路板的驗證製作，所以規格的決定是以所選取的電晶體資料做為參

考的依據。

在後面的電路驗證中，我們使用的電晶體是安捷倫的 ATF-541M4 FET，根據規格表[17]所提供的資料，選擇要設計的功率放大器規格，並將其列於表 3.4 中。

規格	參數	規格	參數
頻率 (f)	2.4GHz	工作電壓 (V <sub>dd</sub> )	4V
輸出功率 (P <sub>out</sub> )	22dBm	偏壓點 (V <sub>g</sub> )	0.35V

表 3.4 E類功率放大器規格表

將表 3.4 的各項參數代入 3.2.3 節中推出的公式，則可以得到下列各元件的參考值：

$$\begin{cases} R_L = 60.6\Omega \\ L_0 = 20\text{nH} \\ C_0 = 0.22\text{pF} \\ C_p = 0.63\text{pF} \end{cases} \quad (3.51)$$

根據這些元件的參考值，可以進行下一步的設計流程。

### 3.3.2 單端 E類功率放大器的設計流程

當決定了這些被動元件值時，單端 E類功率放大器的輸出端架構基本上已經設計完成，剩下的就是高頻阻流電感 (radio frequency choke)、輸出端匹配網路 (Output matching network) 和輸入端匹配網路 (Input matching network) 的設計[18]這三個部分：

1. 高頻阻流電感 (radio frequency choke) :

為了符合 3.2.1 節假設一 (使  $I_D$  成為一直流輸入電流) 的要求，且避免高頻信號進入直流端  $V_{dd}$ ，造成功率大量的損耗。在理論上，會希望圖 3.8 中， $R_{d1}$  設計成無限大，這樣高頻信號就不會竄進直流端，然而在實際的設計上，這樣的希望是不切實際的，所以通常會將  $R_{d1}$  設計成  $R_{d2}$  的 10 倍，如此才能在不影響負載的情況下，達到理想的結果。

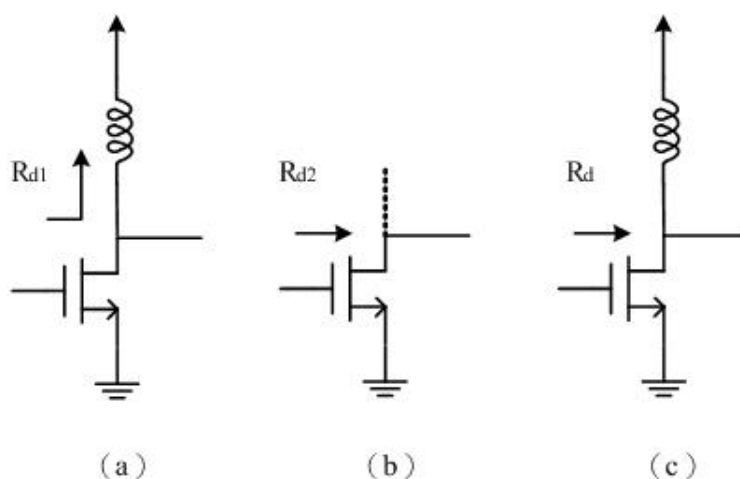


圖 3.8 高頻阻流電感 (radio frequency choke) 設計示意圖

2. 輸出端匹配網路 (Output matching network) :

一般來說  $R_L$  的結果都不會是  $50\Omega$ ，因此為了使其可以和量測儀器的  $50\Omega$  接頭相匹配，所以通常都會如圖 3.9 般在  $R_L$  的後面串接一輸出匹配網路，匹配網路的設計大多都是由 LC 被動元件組成，而實際的架構則視  $R_L$  值的大小而有所不同。

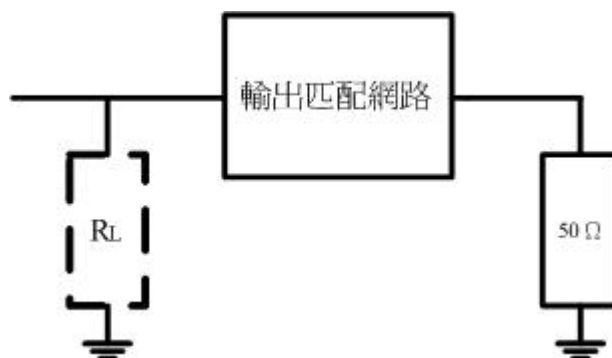


圖 3.9 輸出端匹配網路示意圖

### 3. 輸入端匹配網路 (Input matching network):

輸入端匹配網路在 E 類功率放大器的設計中是極為重要的一部份，因為輸入端匹配網路的好壞，將決定了電路增益的高低，而增益的高低則直接的影響了輸出功率和效率的好壞。在圖 3.10 中，根據[4]的理論分析，最理想的輸入匹配網路要做到  $S_{in}$  和  $S_L$  設計成共軛匹配 (Conjugate match)，讓  $R_{in}$  的大小可以和量測儀器的  $50\Omega$  接頭相同，此時輸入信號在電晶體輸入端將不會產生反射，使信號可以完全傳到輸出端，避免不必要的功率損耗。

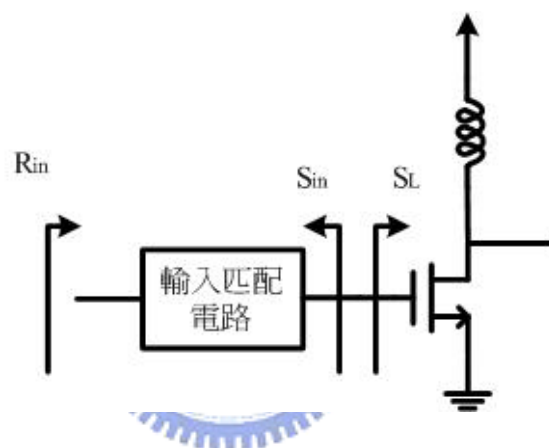


圖 3.10 輸入匹配網路設計示意圖

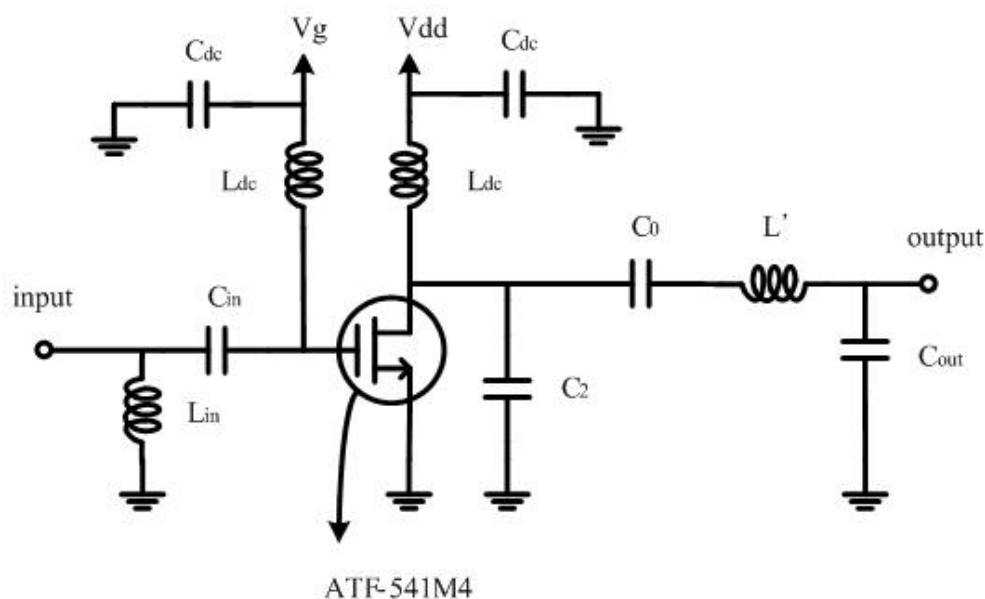
## 3.4 單端 E 類功率放大器的電路驗證

在本節中，將利用 3.3 節所得到結果和設計流程，在 ADS 模擬軟體中，設計一單端的功率放大電路，並在 R04003 高頻電路板上，實際做出驗證電路，最後比較公式、模擬、和實作的結果，作為下一章設計 IC 電路的理論依據[16]。

### 3.4.1 單端 E 類功率放大器的實際電路架構

下圖 3.11 為一實際的單端 E 類功率放大器，其規格如表 3.3 中所示，為了使的電路板實作的結果能更容易掌控，所以在製作電路板前，我們先將上節所求

得的各元件值代入 ADS 模擬軟體中，利用模擬軟體進行電路的設計。



$$L_{in}=1.2\text{nH} \quad C_{in}=1.5\text{pF} \quad C_o=1.5\text{pF} \quad C_2=0.5\text{pF} \quad L' =6.8\text{nH} \quad C_{out}=0.5\text{pF}$$

$$L_{dc}=27\text{nH} \quad C_{dc}=0.1\mu\text{F} \text{ and } 0.01\mu\text{F}$$

圖 3.11 實際 E 類功率放大器架構圖

在設計的過程中有幾點是我們必須注意的：

#### 1. 元件模型的使用：

為了使得製作電路板的結果可以更接近於模擬結果，在模擬時不論被動或主動元件，最好以元件廠商提供的模型作為模擬的基礎，以本論文為例，為了進行大訊號的模擬，必須要有完整的模型，而安捷倫本身有提供專門供 ADS 模擬軟體使用的 ATF-541M4 電晶體模型封包，因此可至安捷倫的網頁上下載到所需的模型，至於電感電容等被動元件，則是由 murata 這家公司所提供[19]，該公司並沒有被動元件單一個別的元素模型，但有提供其等效模型（圖 3.12），而其中各寄生效應的參數值，則可依使用料號的不同，從 murata 網頁所下載的電感電容資料軟體中查出。唯有如此將各

元件的寄生效應都考慮進去，才能將元件寄生效應造成的誤差降到最小。

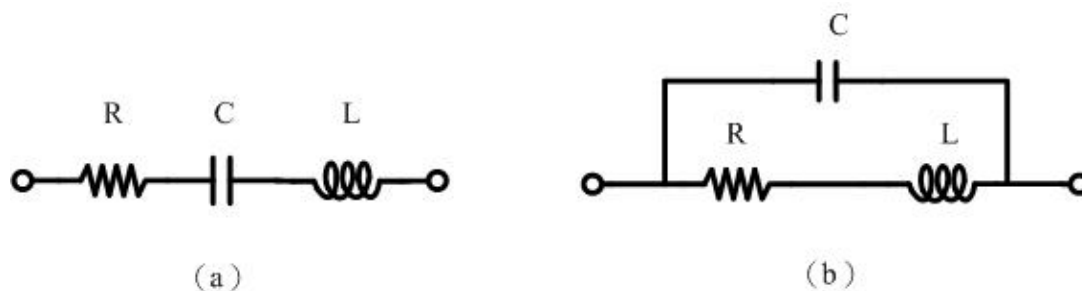


圖 3.12 各被動元件的等效模型圖

(a) 電容的等效模型

(b) 電感的等效模型

## 2. 傳輸線的考量：

不同於理想電路的模擬，在 RO4003 微波電路板上製作實際的電路時，因為要進行各元件間的連結，所以勢必要使用到傳輸線，因此在模擬時傳輸線的效應應該也必須包含在模擬當中，有時為了使模擬的結果能達到更好的效能，若有必要甚至可將傳輸線的長短設計，作為電路微調的一部份，以補被動元件的不足。

## 3. $C_{in}$ 和 $C_0$ 的考量：

$C_{in}$  和  $C_0$  分別代表代表了輸入端匹配網路和輸出端濾波電路的一部份，但除此之外還具備另一個任務，就是避免直流信號竄入量測儀器中，這在電路設計中是一件非常重要的事，因為若有直流信號竄入儀器之中，不僅量測的結果不足採信之外，甚至有可能造成儀器的損壞，所以如果電路設計本身沒有串接電容時，則要在電路的輸入輸出端再加一個大電容，以確保量測儀器的安全。

## 4. $C_{dc}$ 的考量：

$C_{dc}$  的功能和  $L_{dc}$  的功能頗為類似，都是要避免高頻信號竄入直流端，差別只是在  $L_{dc}$  是將信號阻隔，而  $C_{dc}$  則是將信號引導到接地。除此之外，有時為了避免低頻震盪，亦可在此處並聯不同容值的電容。

#### 5. $L'$ 的考量：

圖 3.11 中的  $L'$  是由兩個部分所構成，在圖 3.13 中可以看到， $C_0$  和  $L$  即為圖 3.7 中的調節電路，而  $L_{out}$  和  $C_{out}$  則是輸出端匹配網路，使的在 output 端的負載可以達到  $50\Omega$ ，為了減少被動元件的使用數目，特將兩電感  $L$  和  $L_{out}$  串聯成  $L'$ ，以降低因被動元件內部寄生效應，所造成的匹配飄移。

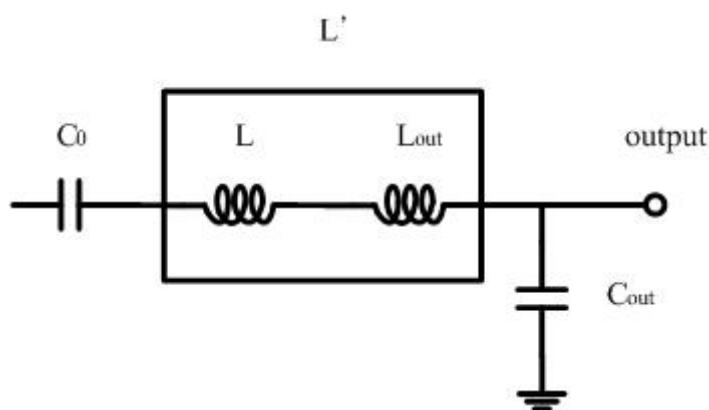


圖 3.13 輸出端網路示意圖

#### 6. 接地點考量：

在高頻電路板中，接地點的配置方式有許多種，而在本篇論文中則是採用打錨釘接地的方式，如圖 3.14 (a)，因此在模擬錨釘所產生寄生電感的考量上，就變的極為重要。為了避免過大的寄生電感，造成匹配網路的飄移，所以在接地的配置上，應以並聯多個錨釘的接地方式來處理，如圖 3.14 (b)，如此在並聯多個電感的整體效應之下，可望將寄生電感的效應降到最低，以減少額外非確定的干擾。

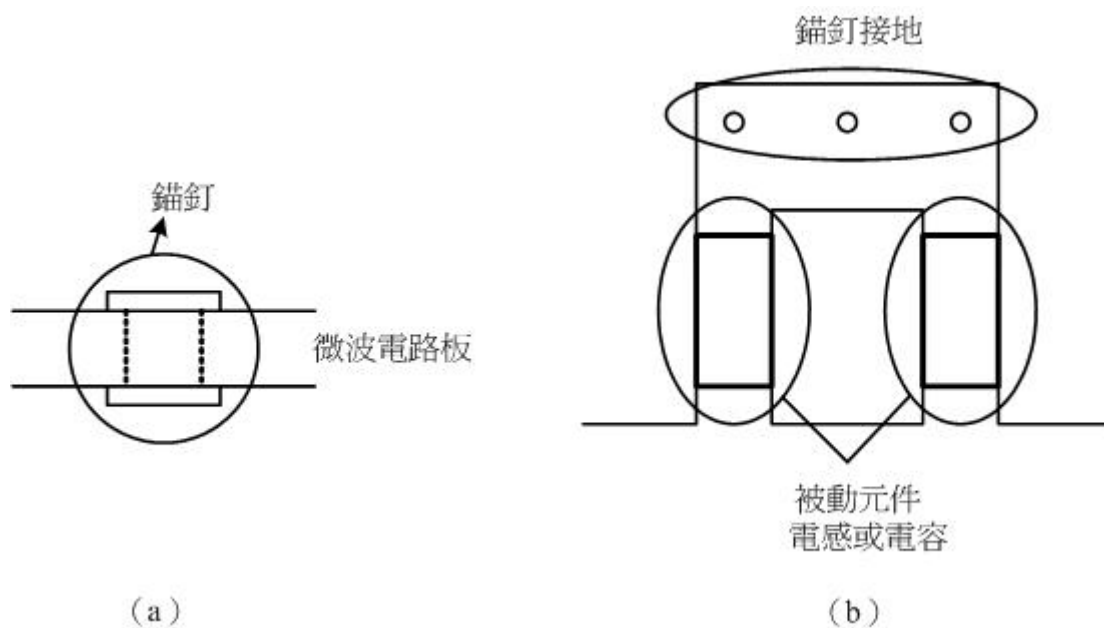


圖 3.14 接地點考量示意圖

(a) 側面圖

(b) 俯視圖

### 3.4.2 單端 E 類功率放大器實際電路的模擬結果

根據前面幾節的討論，我們將所求得的各元件值，依照各個元件的模型代入 ADS 模擬軟體中，並且利用 3.3.2 節中的單端功率放大器設計流程，逐步完成單端 E 類功率放大器的模擬，要特別注意的是，在模擬過程中由於有傳輸線的使用，所以在板材的設定上要特別注意，以本篇論文為例，使用的是 R04003 微波電路板，圖 3.15 顯示 R04003 微波電路板的相關參數，而若考慮傳輸線效應所帶來影響，以原計算值所設計出來的功率放大器，其效能必定不是最好的結果，因此需重複對各元件值進行微調，如此才可能獲得最佳的結果，下圖 3.16 顯示了 ADS 模擬軟體模擬的結果，圖中 (a)、(b)、(c) 分別代表了輸出功率對增益、PAE 和輸入功率的模擬結果，為了降低錨釘和和焊錫的使用所帶來的額外寄生效應，在設計時特別將輸出功率設計為略大於規格要求，希望在這些寄生效應的影響下，仍可以達到預期的規格。

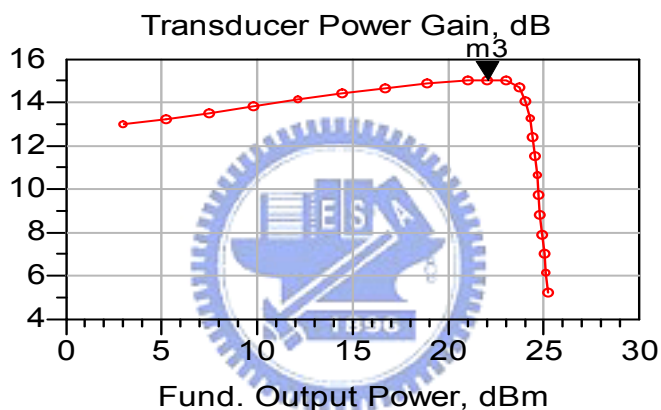


MSub

MSUB  
 RO4003  
 H=20 mil  
 Er=3.38  
 Mur=1  
 Cond=5.8E+7  
 Hu=3.9e+034 mil  
 T=0.669291 mil  
 TanD=0.0027  
 Rough=0 mil

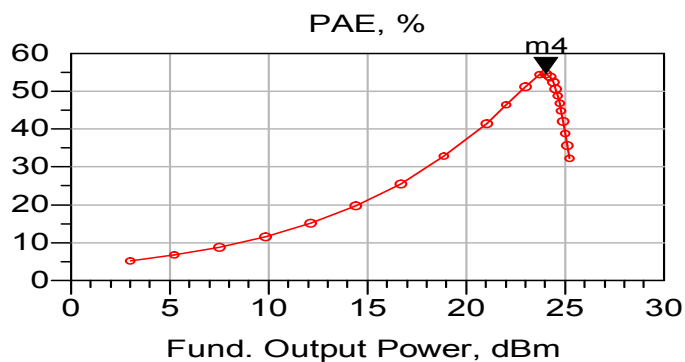
圖 3.15 RO4003 微波電路板的相關參數表示圖

m3  
 indep(m3)= 22.043  
 vs(P\_gain\_transducer,dBm(Vload[1],Zload[0]))=15.043

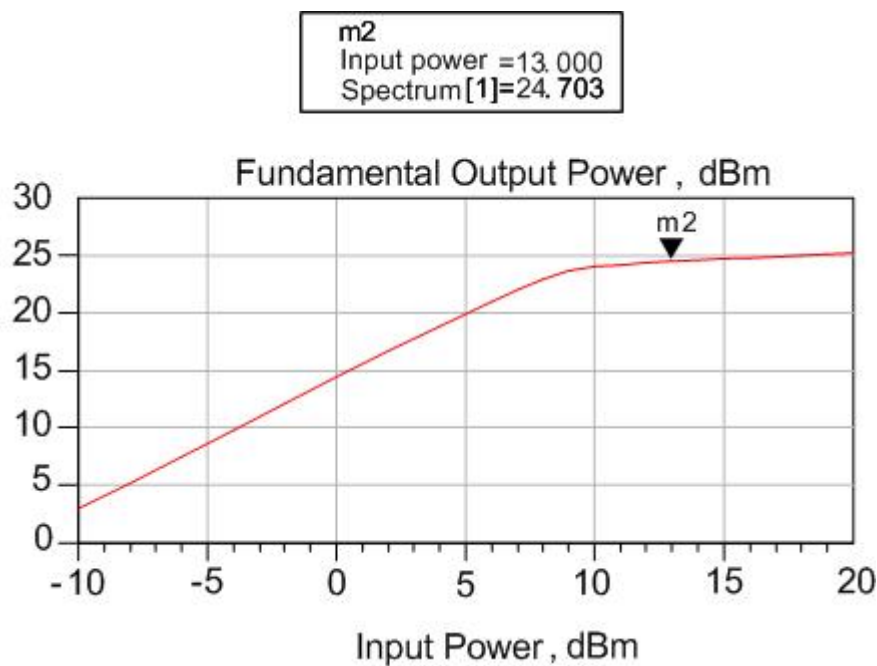


(a)

m4  
 indep(m4)= 24.048  
 vs(PAE,dBm(Vload[1],Zload[0]))=54.652



(b)



(c)

圖 3.16 單端 E 類功率放大器的模擬結果圖

(a) 輸出功率對增益的作圖

(b) 輸出功率對 PAE 的作圖

(c) 輸入功率對輸出功率的作圖

### 3.4.3 單端 E 類功率放大器的電路製作和量測裝置

圖 3.17 分別表示 E 類功率放大器的佈局圖和成品圖，其中佈局圖是使用 ADS 內建的 Layout 功能，來進行初步製作，而一些如圖 3.17 中，圓圈內部的部分則需要使用 AUTOCAD 繪圖軟體進行後來的修改，所以這個部分就無法被模擬進去，亦是可能較容易造成誤差的部分。在製作驗證電路時，為了使的所製作出來的電路，可以實現如我們設計般粗細的傳輸線，所以在製作的技術上，我們選用了蝕刻的技術。而在打錨釘接地時，則需注意盡量避免焊錫的使用，而接地面亦需盡量保持其平整，以免增加無謂的寄生電感，破壞接地的一致性。總之在電路製作的過程中，應盡量避免產生模擬之外的變動，如過多的焊錫，如此才能使的量測的結果更接近模擬的效果。

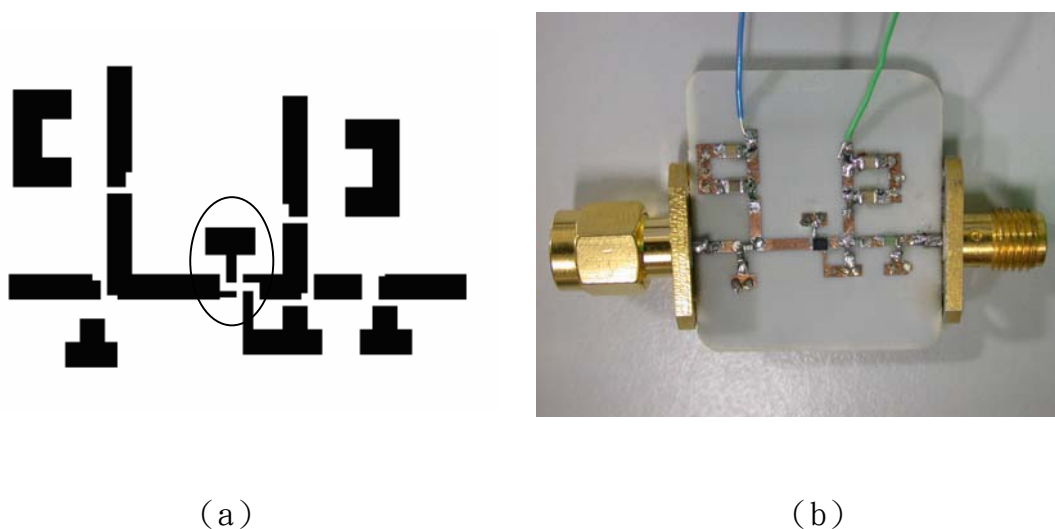


圖 3.17 單端 E 類功率放大器驗證電路圖

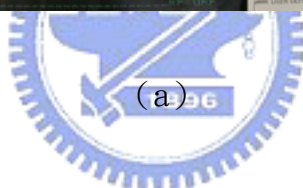
(a) 佈局圖

(b) 成品圖

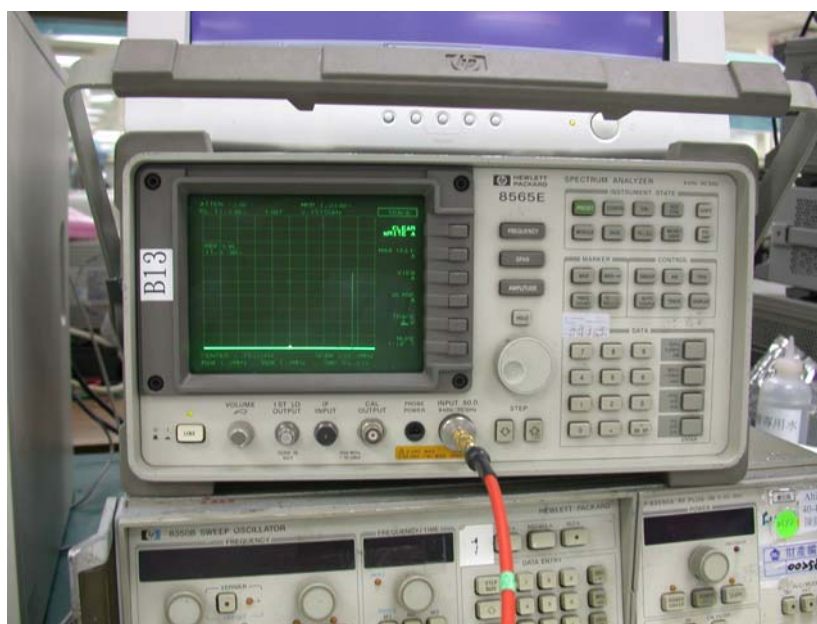
如圖 3.18 所示，量測的儀器主要包括了安捷倫-8757D-網路分析儀 (Scalar Network Analyzer)、安捷倫-8360B-序列式掃瞄信號產生器 (Series Swept Signal Generator) 和安捷倫-8565E-頻譜分析儀 (Spectrum Analyzer)。圖 3.19 顯示了量測裝置的架設示意圖，圖 (a) 中，首先在輸入端利用序列式掃瞄信號產生器產生一我們所需要的 2.4GHz RF 信號，將信號注入待測物 (DUT) 中，再藉由輸出端的網路分析儀，進行輸出功率和增益的量測，進而求出功率放大器的效率和 PAE，而圖 (b) 的裝置架構，則是進行功率放大器的檢測，當功率放大器有震盪發生時，則可利用輸出端的頻譜分析儀，對放大器輸出端的信號進行頻譜分析，藉此可找出震盪的頻率，以便給予適當的修正和補救。量測儀器在使用時有幾點我們必須注意的：

1. 在每次使用儀器之前需先執行矯正的程序，藉此排除儀器本身的誤差和同軸線上的功率衰減。

2. 在量測之前需確定待測物是否有做好輸入輸出端直流信號的隔絕，如果沒有，則需要在輸入和輸出端各加一個衰減 10dB 接頭，以避免直流信號竄入儀器中。



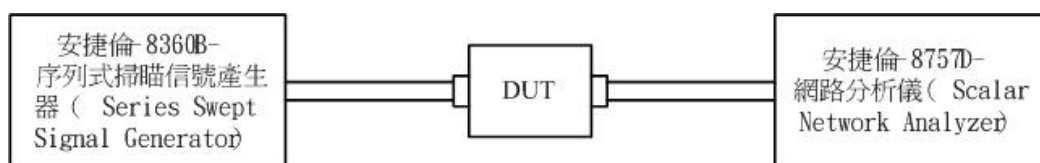
(b)



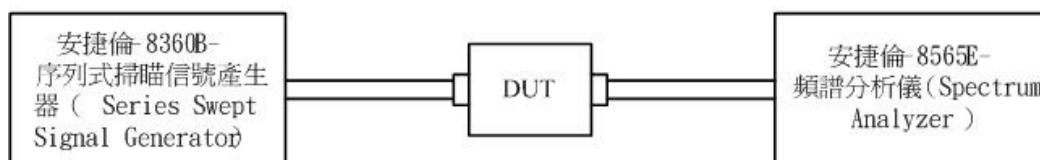
(c)

圖 3.18 量測儀器圖

- (a) 安捷倫-8757D-網路分析儀
- (b) 安捷倫-8360B-序列式掃瞄信號產生器
- (c) 安捷倫-8565E-頻譜分析儀



(a)



(b)

圖 3.19 量測裝置示意圖



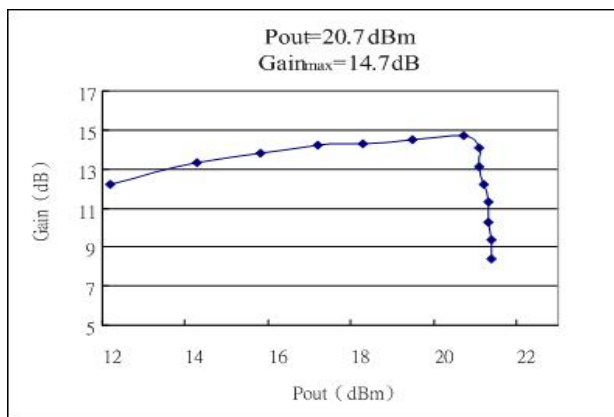
### 3.4.4 單端 E 類功率放大器的量測結果和討論

圖 3.20 是圖 3.17 的量測結果，圖 (a) 中，增益最大為 14.7dB，圖 (b) 中，PAE 最大為 52%，圖 (c) 中的輸出功率則只到達 21.4dBm，和圖 3.16 的模擬結果相比較，還是有差距存在，檢討可能造成的原因為：

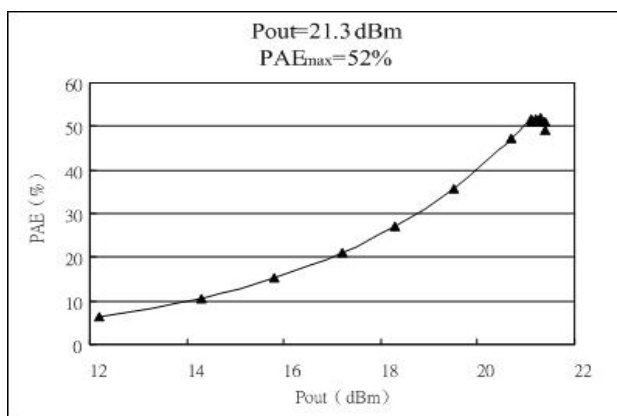
1. 由於 ATF-541M4 電晶體接腳的緣故，使的圖 3.17 圓圈內部無法在模擬時包括進去，此部份可能造成匹配的飄移。
2. 在連接元件時所使用的焊錫和錨釘所造成的寄生效應，也將造成匹配的飄移。
3. 圖 3.8 (a) 中從 RF choke 端看進去的阻抗  $R_{d1}$ ，理論上需無限大，但實際上若使用被動元件來製作時是無法做到的，所以在真實電路時就可能有功率從此損耗。



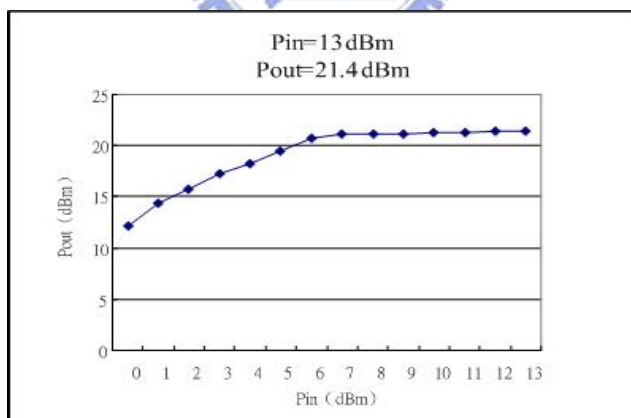
上述的三點可能原因中，1、2 兩點是無法避免的，所以若想使的效能獲得改善，則我們選擇在第三點下功夫，為此重新設計新的電路，將 RF choke 端的電感改為  $\lambda/4$  的傳輸線來進行模擬，讓圖 3.8 (a) 中 RF choke 端看進去的阻抗  $R_{d1}$  變成無限大，並製作微波電路再次量測其結果。圖 3.21 為模擬的結果，圖 3.22 為佈局和成品圖，最後根據上一節的量測步驟，得到圖 3.23 的量測結果。從量測的結果可以看出來，無論是輸出功率、增益或是效率都有極大的改善，而效率的量測也和模擬的結果相差不大。



(a)



(b)



(c)

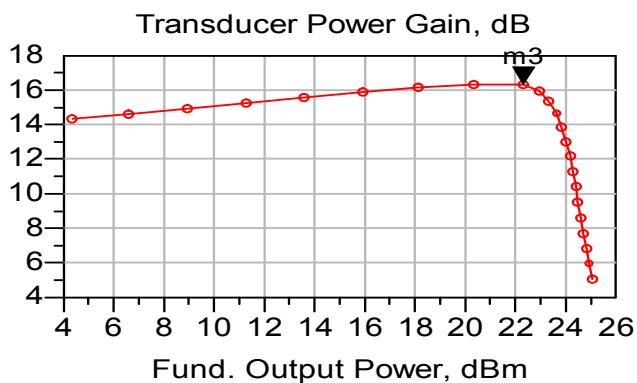
圖 3.20 單端 E類功率放大器量測結果圖

(a) 輸出功率對增益的作圖

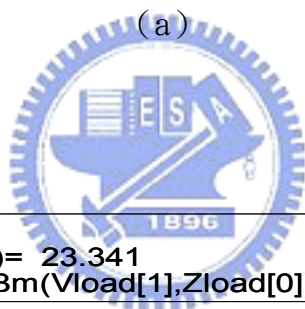
(b) 輸出功率對 PAE 的作圖

(c) 輸入功率對輸出功率的作圖

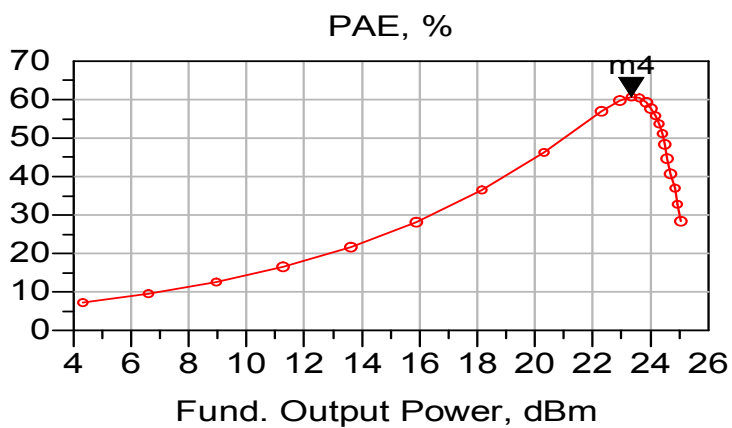
m3  
 indep(m3)= 22.313  
 vs(P\_gain\_transducer,dBm(Vload[1],Zload[0]))=16.313



(a)



m4  
 indep(m4)= 23.341  
 vs(PAE,dBm(Vload[1],Zload[0]))=60.621



(b)



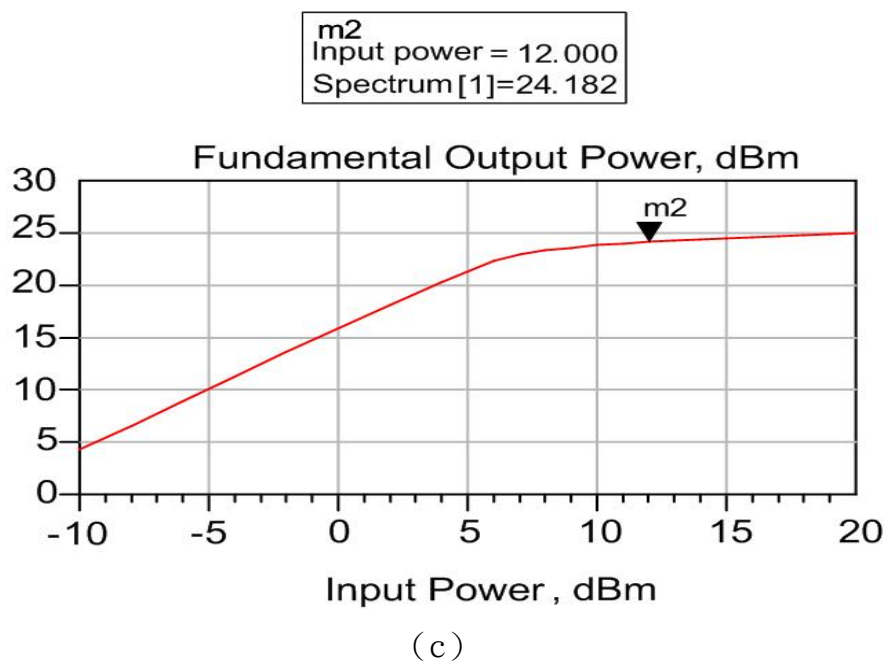
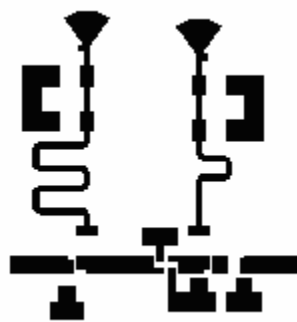
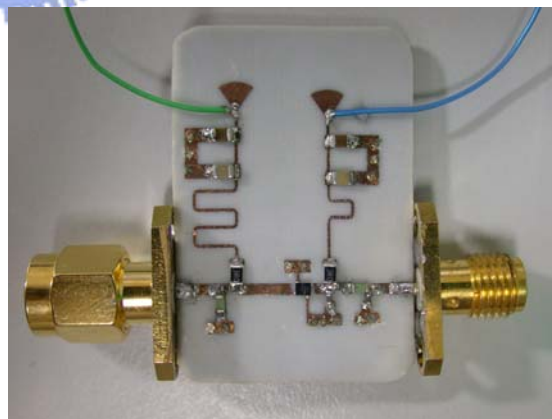


圖 3.21 單端 E 類功率放大器的模擬結果圖 (二)

- (a) 輸出功率對增益的作圖
- (b) 輸出功率對 PAE 的作圖
- (c) 輸入功率對輸出功率的作圖



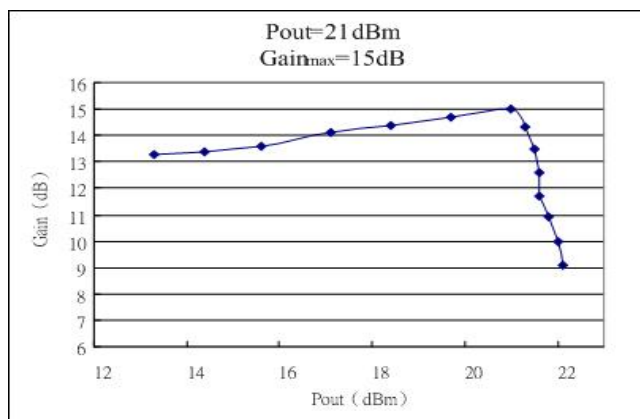
(a)



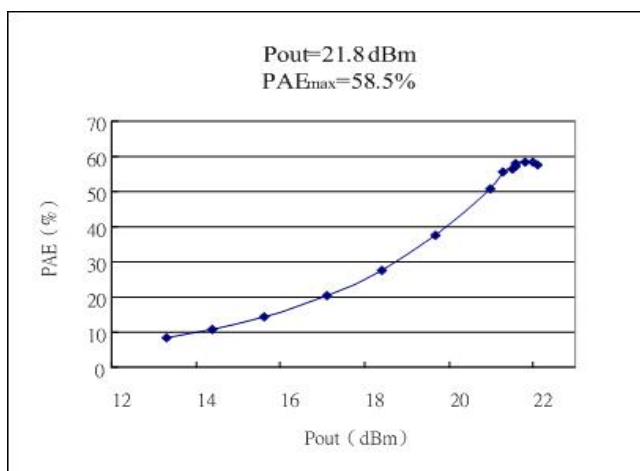
(b)

圖 3.22 單端 E 類功率放大器驗證電路圖 (二)

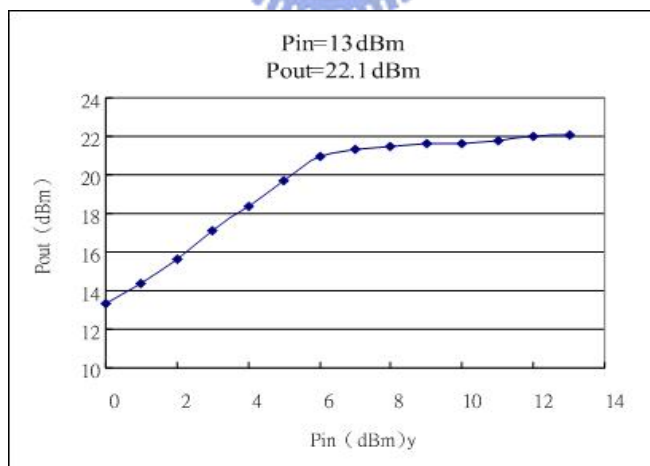
- (a) 佈局圖
- (b) 成品圖



(a)



(b)



(c)

圖 3.23 單端 E類功率放大器量測結果圖 (二)

(a) 輸出功率對增益的作圖

(b) 輸出功率對 PAE 的作圖

(c) 輸入功率對輸出功率的作圖

對照兩電路的模擬和量測結果可以發現，雖然電路結構是一樣的，但當 RF choke 的架構有所改變時，則兩電路最後的效能結果就有所不同，這樣的差別在效率上尤其明顯，差距將近高達 6%，這樣大差距的產生，除了利用圖 3.22 中  $\lambda/4$  的架構，讓看進 RF choke 端的阻抗為無限大，以降低功率的損耗之外，另一個極重要的影響因素就是被動元件的寄生效應，以圖 3.17 的電路架構來說，RF choke 端的串聯電容其內部的寄生電阻將近  $5\Omega$ ，如此將造成功率額外的損耗，也會間接違背理論公式中 3.2.1 節的假設一（確保路徑上不會有串聯電阻，造成功率無謂的損耗）。

在 3.4.1 和 3.4.3 節中均曾提到有關預防震盪的措施，在此特別加以說明。一般來說震盪訊號可分為高頻震盪和低頻震盪兩種，通常若發現電路有震盪發生時，可以利用頻譜分析儀來找出震盪的頻率，不同頻率發生的震盪，所代表的意義和預防方式也都有所不同：



1. 以高頻震盪來說，主要是代表電路設計的架構本身發生問題，預防的方法可以在 RF choke 的輸入端加一個小電阻，圖 3.22 的電路亦有這樣的保護設計，不過因為多加了電阻，所以必定會造成功率額外的損耗，因此在使用時需考慮設計的狀況，以獲得最好的效能。
2. 低頻震盪的發生通常和 RF choke 端的不良，造成高頻信號竄入有關，所以在預防時，大多會在圖 3.11 的  $C_{dc}$  上做改良，以本論文為例，會在  $C_{dc}$  旁再多並聯一顆  $0.1\mu F$  的電容，以避免低頻震盪的發生。

上面兩點關於震盪的預防措施，在圖 3.22 的電路架構中正好有使用到，而電路實作時亦得到證實，所以在之後的 IC 設計部分將也會適時的加以利用。

### 3.4.5 結論

經過了前面幾節的討論和電路實作的驗證，可以發現，理論公式的推導結果是建立在一些理想的假設上，所以和真實的結果必定會有一定程度的誤差，但若可以以此作為設計電路的參考，再輔以電路設計模擬軟體，則可以將設計的誤差和花費的時間縮到最短，在下一章中，IC設計的部分，也正是以此章的結果作為出發點，進而衍生出更複雜的架構。

