

國立交通大學

電機學院 電信學程

碩 士 論 文

抑制多重諧波的平行耦合微帶線濾波器設計

Microstrip Parallel-Coupled Line Bandpass Filter with Multi-Spurious
Suppression



研 究 生：王仲培

指導教授：郭仁財 教授

中 華 民 國 九 十 八 年 八 月

抑制多重諧波的平行耦合微帶線濾波器設計
Microstrip Parallel-Coupled Line Bandpass Filter with Multi-Spurious
Suppression

研究生：王仲培

Student：Chung-Pei Wang

指導教授：郭仁財 博士

Advisor：Dr. Jen-Tsai Kuo



Submitted to College of Electrical and Computer Engineering
National Chiao Tung University
in partial Fulfillment of the Requirements
for the Degree of
Master of Science
in
Communication Engineering
July 2009

Hsinchu, Taiwan, Republic of China

中華民國九十八年八月

抑制多重諧波的平行耦合微帶線 濾波器設計

研究生：王仲培

指導教授：郭仁財 博士

國立交通大學

電機學院

電信學程碩士班



本論文設計具寬廣上止帶的對稱二階微帶線濾波器，藉由抑制二、三、四倍頻諧波，達成寬廣的上止帶。輸出入級產生二倍頻的傳輸零點，由共振器耦合級產生三倍頻零點，此外再加上開路殘段來壓抑四倍頻諧波。為了縮小電路尺寸，使用 $\epsilon_r = 10.2$ 厚度 $h = 1.27\text{ mm}$ 的板材，可選擇使用對稱或斜對稱饋入，並可在通帶兩側產生零點。利用此一結構的二階濾波器就可抑制二倍頻、三倍頻和四倍頻響應。量測結果與模擬大致相符。

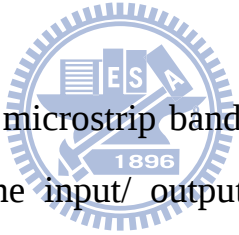
Microstrip Parallel-Coupled Line Bandpass Filter with Multi-Spurious Suppression

Student: Chung-Pei Wang

Advisor: Dr. Jen-Tsai Kuo

Degree Program of Electrical and Computer Engineering
National Chiao Tung University

ABSTRACT



In this thesis, two-stage microstrip bandpass filters are designed to have a relatively wide stopband. The input/ output stages are designed to create a transmission zero to suppress the second harmonic. The coupled section of resonators is designed to generate a transmission zero to suppress the third harmonic. In addition, open stubs are added to suppress the fourth harmonic. For reducing the circuit size, a substrate with $\epsilon_r = 10.2$ and thickness $h = 1.27\text{mm}$ is used. This structure has two zeros beside passband which caused by symmetric tapped in or skew-symmetric tapped in. Based on this structure, two-order filters can suppress second, third and fourth harmonic response. Measured and simulated results have a good agreement.

誌 謝

感謝指導教授郭仁財博士的辛苦指導，使我在面對問題時的思考及解決問題的方法上獲益良多。感謝這四年來一直給我鼓勵和支持的家人們，使我能堅持下去完成學業。並感謝口試委員在百忙之中對學生論文的提出指教與寶貴的意見。在這四年的研究生活中，雖然需要經常往返學校，但還是過得十分充實，還有感謝博士班學長：慶陸學長、逸群學長、青航學長對我所提的問題能適時給予解答，尤其感謝慶陸學長，在我有問題時給予我很多的協助。特別感謝承軒、宇峯在電路製作時給我提供許多的建議，並感謝實驗室所有一起努力做研究的同學：慧萍、欣穎、正修、評翔、秉岳、政良，因為有各位的幫助，在我求學的路上留下美好的回憶，謝謝你們！



目 錄

中文摘要		I
英文摘要		II
誌謝		III
目錄		IV
表目錄		VI
圖目錄		VII
第一章	緒論.....	1
第二章	平行耦合結構設計.....	5
2-1	輸出入級零點分析.....	5
2-2	同側饋入平行耦合線產生的零點.....	9
2-3	二階濾波器合成.....	15
2-3-1	第一段同側饋入平行耦合線.....	18
2-3-2	第二段傳輸線.....	20
2-3-3	第三段同側饋入平行耦合線.....	20
2-3-4	傳輸零點分析.....	20
2-4	非共振節點所產生的零點.....	25
第三章	濾波器設計與合成.....	28
3-1	同時抑制二倍頻諧波、三倍頻諧波之設計.....	32

3-2 同時抑制二倍頻諧波、三倍頻諧波及四倍頻諧波之設計·····	33
3-2-1 加上開路殘段抑制四倍頻諧波·····	33
3-2-2 含開路殘段的斜對稱電路·····	34
3-2-3 含開路殘段的對稱電路·····	34
第四章 電路模擬與量測結果·····	36
4-1 抑制 $2f_0$ 、 $3f_0$ 濾波器(電路一)·····	36
4-2 抑制 $2f_0$ 、 $3f_0$ 、 $4f_0$ 濾波器·····	38
4-2-1 含開路殘段的非對稱濾波器(電路二)·····	38
4-2-2 含開路殘段的斜對稱濾波器(電路三)·····	38
4-2-3 含開路殘段的對稱濾波器(電路四)·····	39
4-3 模擬與量測結果·····	40
第五章 結論·····	49
參考文獻 ·····	50
自傳 ·····	53

表目錄

表 4-1	0.1dB 漣波柴比雪夫低通原型參數·····	37
表 4-2	抑制 $2f_0$ 、 $3f_0$ 、 $4f_0$ 二階濾波器電路尺寸(電路一~四)·····	37
表 4-3	二階柴比雪夫濾波器模擬與量測·····	40



圖目錄

圖 1-1	四分之波長過耦合線結構圖·····	1
圖 1-2	四分之波長鋸齒耦合結構圖·····	2
圖 1-3	懸浮的微帶線耦合線結構·····	2
圖 1-4	步階阻阮共振器結構·····	3
圖 2-1	四分之波長的四埠網路·····	5
圖 2-2	輸出入級三埠網路的模擬電路·····	9
圖 2-3	輸出入級零點的模擬結果圖·····	9
圖 2-4	四分之波長耦合線·····	10
圖 2-5	八分之波長耦合線·····	10
圖 2-6	同側饋入平行耦合線 π 型網路等效電路·····	11
圖 2-7	三倍頻零點的模擬電路圖·····	13
圖 2-8	三倍頻零點與 R 的關係圖·····	13
圖 2-9	三倍頻零點位置與耦合長度的關係圖·····	14
圖 2-10	抑制三倍頻諧波依不同線寬 W 及線距 S 所需 L_3 的長度·····	14
圖 2-11	二階濾波器電路示意圖·····	15
圖 2-12	奇模偶模分析半電路模型·····	18
圖 2-13	抑制四倍頻諧波所需開路殘段 L_r 長度模擬電路·····	26
圖 2-14	開路殘段 L_r 長度與四倍頻零點位置關係圖·····	26

圖 3-1	抑制高階諧波濾波器電路圖·····	29
圖 3-2	耦合係數 K 模擬電路圖·····	29
圖 3-3	線寬 W 及線距 S 對耦合係數 K 的關係圖·····	30
圖 3-4	外部品質因子的模擬電路圖·····	31
圖 3-5	線寬 W 及線距 S 對外部品質因子的關係圖·····	31
圖 4-1	(電路一)抑制二倍頻諧波、三倍頻諧波的二階濾波器電路··	42
圖 4-2	(電路二)抑制二倍頻諧波、三倍頻諧波及四倍頻諧波的二階 濾波器電路·····	44
圖 4-3	(電路三)抑制二倍頻諧波、三倍頻諧波及四倍頻諧波的二階 濾波器電路·····	46
圖 4-4	(電路四)抑制二倍頻諧波、三倍頻諧波及四倍頻諧波的二階 濾波器電路·····	48

第一章

緒論

在現今的無線及微波通訊系統中的帶通濾波器應用於射頻前端 (RF Front-ends)，擁有寬廣的上止帶 (Upper stopband) 及具有較小的電路尺寸是比較受歡迎的。本論文的重點為如何使低階數的濾波器也可達成抑制高階諧波。微帶平行耦合線[1]是常見的濾波器結構，具有容易製造及電路尺寸較小的優點，但是會在中心頻率 f_0 的整數倍頻(nf_0)處產生其他的通帶，稱為虛假響應 (spurious responses) 或高階諧波 (higher-order harmonics)。許多文獻提出不同的方法抑制此虛假響應。如[2]和[3]則是使用過耦合 (over-coupled) 結構來抑制高階諧波。圖 1-1 為四分之波長過耦合結構，利用延伸奇模相位補償奇偶模相位速度差對於偶數倍頻諧波的影響。[3]也提到，提高耦合線的鏡像阻抗 (image impedance) 二倍頻諧波的抑制效果更為顯著。

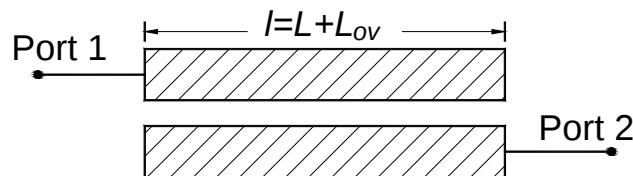


圖 1-1. 四分之波長過耦合線結構圖

[4]~[6]提出如圖 1-2 的鋸齒結構 (corrugated structure) 抑制高階諧波，此結構提供一個奇模比偶模長的路徑，藉由調整電路的幾何參數，使虛假響應可有效被抑制。

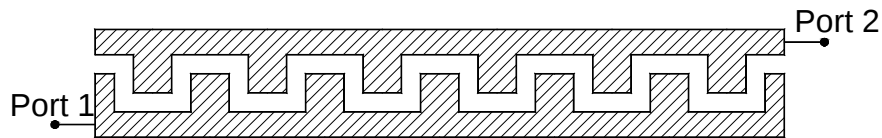


圖 1-2. 四分之波長鋸齒耦合結構圖

[7]使用懸浮結構抑制高階諧波。在測試基板之下加上一層適當高度的空氣層，便可使得奇模與偶模的相位速度一致，如此便可以達到抑制二倍頻諧波的效果，結構如圖 1-3。

[8]~[11]使用步階阻抗共振器 (stepped-impedance resonator, SIR)，如圖 1-4，將第一倍頻諧波推往高頻。可使第一倍頻諧波頻率增加，如此可以增加上止帶 (upper stopband) 頻寬。

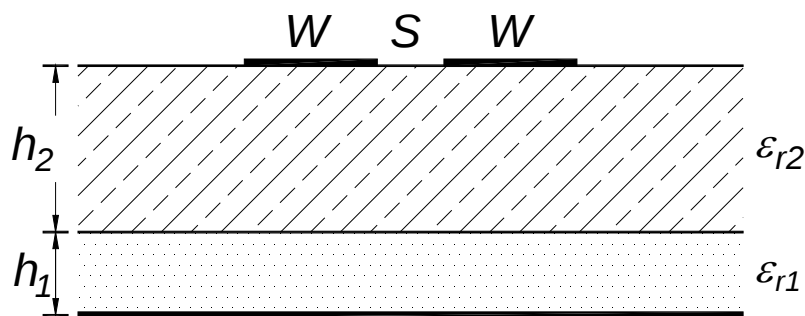


圖 1-3. 擁有懸浮結構的微帶耦合線結構

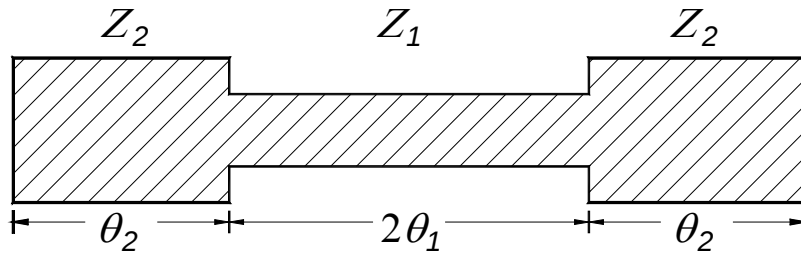


圖 1-4. 步階阻阮共振器

[12]及[13]使用同側饋入平行耦合線 (Anti-parallel coupled line) 結構，此結構可將產生零點的耦合線長度減半，達到縮小電路的目的。平行耦合線和其零點的關係是正弦函數的關係，而使用同側饋入平行耦合線則其零點的關係是為正切函數的關係。以抑制二倍頻諧波為例，使用平行耦合線結構時耦合線長度需要為中心頻率四分之波長的長度，若使用同側饋入平行耦合線時耦合線長度只需要為中心頻率八分之波長的長度即可。

利用[14]、[15]和[16]將共振器折疊，且利用四分之波長平行耦合線做為第一和第三個耦合線，輸入輸出級則使用分接線 (tapped-line)，如此可以增加通帶左右兩旁的零點。由於二倍頻諧波頻寬較寬，使用八分之波長同側饋入平行耦合線無法抑制到-30dB 以下，故本文採用二階柴比雪夫濾波器，利用四分之波長平行耦合線抑制二倍頻處之虛假響應，十二分之波長同側饋入平行耦合線抑制三倍頻諧波響應，最後由[17]~[22]的觀念，在輸入輸出級加上八分之波長的開路殘段 (open stub) 抑制四倍頻諧波響應，由於加上的開路殘段是用於抑制四倍頻諧波，所以增加的電氣長度對於共振頻率並不會造成很大的影響，可以視為非共振節點 (non-resonating node, NRN)，

且不會影響通帶的響應。

本文的重點為僅使用二階電路設計平行耦合線微波濾波器，能在一個波長的共振器中分別利用平行耦合線、同側饋入耦合線及開路殘段等不同的方式來達到抑制高階諧波響應。第二章為平行耦合結構設計，並分析平行耦合線、同側饋入平行耦合線及非共振節點的零點位置，第三章為濾波器設計與合成，所設計的電路可以抑制二倍頻諧波、三倍頻諧波或同時抑制二倍頻諧波、三倍頻諧波及四倍頻諧波，第四章為電路設計的模擬及量測結果，第五章為本文之結論。



第二章

平行耦合結構設計

本章以平行耦合線為基礎，針對 2.5GHz 無線網路應用，設計頻寬為 8%，0.1dB 柴比雪夫響應，具有寬廣上止帶的帶通濾波器。利用輸出入級三埠網路之耦合級長度與零點的關係，與同側饋入平行耦合線之零點與電氣長度的關係，最後加入非共振節點傳輸零點與電氣長度的相關性，決定出零點的位置，以確認二倍頻、三倍頻及四倍頻諧波抑制效果。

2-1 輸出入級零點分析

由平行耦合線的特性可知，四分之波長耦合線可以抑制二倍頻諧波響應，圖 2-1 為四分之波長的四埠網路。

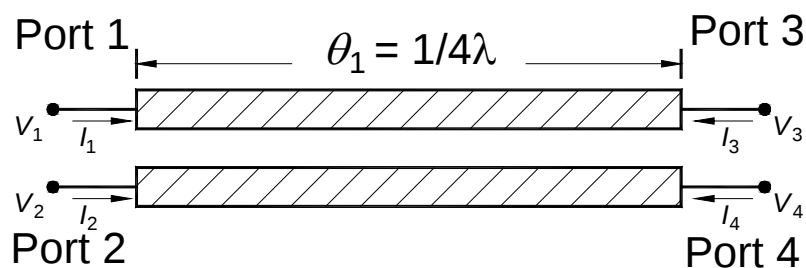


圖 2-1. 四分之波長的四埠網路

本論文所設計的電路輸出入結構為三埠網路，零點位置推導如下：

訊號由第一埠輸入時，令第三埠為開路，第二埠為匹配，利用奇偶模分析法可得 ABCD 矩陣如(2-1)和(2-2)。

偶模

$$\begin{bmatrix} V_1 + V_2 \\ I_1 + I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_1 & jZ_e \sin \theta_1 \\ jY_e \sin \theta_1 & \cos \theta_1 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} V_3 + V_4 \\ -(I_3 + I_4) \end{bmatrix} \quad (2-1)$$

奇模

$$\begin{bmatrix} V_1 - V_2 \\ I_1 - I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_1 & jZ_o \sin \theta_1 \\ jY_o \sin \theta_1 & \cos \theta_1 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} V_3 - V_4 \\ -(I_3 - I_4) \end{bmatrix} \quad (2-2)$$

由(2-1)可知偶模的電壓電流關係如下：

$$\begin{cases} V_1 + V_2 = V_4 \cos \theta_1 - jI_4 Z_e \sin \theta_1 \\ I_1 + I_2 = jV_4 Y_e \sin \theta_1 - I_4 \cos \theta_1 \end{cases} \quad (2-3a)$$

$$\begin{cases} V_1 + V_2 = V_4 \cos \theta_1 - jI_4 Z_e \sin \theta_1 \\ I_1 + I_2 = jV_4 Y_e \sin \theta_1 - I_4 \cos \theta_1 \end{cases} \quad (2-3b)$$

因第三埠開路且第二埠匹配，所以 V_1 及 I_2 可表示為：

$$V_1 = Z_{in} I_1 = -jI_1 Z_e \cot \theta_1 \quad (2-3c)$$

$$I_2 = -Y_0 V_2 \quad (2-3d)$$

由(2-3a)可知 V_2 的關係式如(2-3e)，將(2-3c)、(2-3d)及(2-3e)代入(2-3b)

可得偶模 I_1

$$V_2 = V_4 \cos \theta_1 - jI_4 Z_e \sin \theta_1 - V_1 \quad (2-3e)$$

$$I_1 = V_4 (jY_e \sin \theta_1 + Y_0 \cos \theta_1) - I_4 (\cos \theta_1 - jZ_e Y_0 \sin \theta_1) + jI_1 Y_0 Z_e \cot \theta_1 \quad (2-3f)$$

同理由(2-2)可得奇模電壓電流關係如下：

$$\begin{cases} V_1 - V_2 = -V_4 \cos \theta_1 + jI_4 Z_o \sin \theta_1 \\ I_1 - I_2 = -jV_4 Y_o \sin \theta_1 + I_4 \cos \theta_1 \end{cases} \quad (2-4a)$$

$$\begin{cases} V_1 - V_2 = -V_4 \cos \theta_1 + jI_4 Z_o \sin \theta_1 \\ I_1 - I_2 = -jV_4 Y_o \sin \theta_1 + I_4 \cos \theta_1 \end{cases} \quad (2-4b)$$

由(2-4a)可知 V_2 的關係式如(2-4c)，將(2-3c)、(2-3d)及(2-4c)代入(2-3b)

可得奇模 I_1

$$V_2 = V_1 + V_4 \cos \theta_1 - jI_4 Z_o \sin \theta_1 \quad (2-4c)$$

$$I_1 = V_4(-jY_o \sin \theta_1 - Y_o \cos \theta_1) + I_4(\cos \theta_1 + jZ_o Y_o \sin \theta_1) + jI_1 Y_o Z_o \cot \theta_1 \quad (2-4d)$$

將(2-3f)和(2-4d)相加可得 I_1 與 V_4 的關係式

$$I_1[2 - jY_o(Z_e + Z_o)\cot \theta_1] = jV_4(Y_e - Y_o)\sin \theta_1 + jI_4 Y_o(Z_e + Z_o)\sin \theta_1 \quad (2-5)$$

由 ABCD 矩陣可知 $C = \frac{I_1}{V_4} \Big|_{I_4=0}$

$$\frac{I_1}{V_4} \Big|_{I_4=0} = \frac{1}{Z_{41}} = \frac{2 - jY_o(Z_e + Z_o)\cot \theta_1}{j(Y_e - Y_o)\sin \theta_1} \quad (2-6)$$

電路產生零點的條件為 $Z_{41} = 0$ 時， $\theta_1 = 180^\circ$ 。依據推導出的公式可得出

四分之波長耦合線會在二倍中心頻產生零點。

同理令第三埠為開路，第四埠為匹配時，奇偶模分析法所得 ABCD 矩陣同(2-1)和(2-2)。

偶模的電壓電流關係可由(2-3a)及(2-3b)得知，因第三埠開路且第四埠匹配，所以 V_1 及 I_4 可表示為：

$$V_1 = Z_{in}^e I_1 = -jI_1 Z_e \cot \theta_1 \quad (2-7a)$$

$$I_4 = -Y_o V_4 \quad (2-7b)$$

由(2-3a)可知 V_4 的關係式如(2-7c)，將(2-7a)、(2-7b)及(2-7c)代入(2-3b)

可得偶模 I_1 和 V_2 的關係式

$$V_4 = (V_1 + V_2) / (\cos \theta_1 + jY_o Z_e \sin \theta_1) \quad (2-7c)$$

$$I_1 \left(1 - \frac{jZ_e \cot \theta_1 (jY_e \sin \theta_1 + Y_o \cos \theta_1)}{\cos \theta_1 + jY_o Z_e \sin \theta_1} \right) = \frac{V_2 (jY_e \sin \theta_1 + Y_o \cos \theta_1)}{\cos \theta_1 + jY_o Z_e \sin \theta_1} - I_2 \quad (2-7d)$$

奇模的電壓電流關係可由(2-4a)及(2-4b)得知，因第三埠開路且第四埠匹配，所以 V_1 及 I_4 可表示為(2-7a)及(2-7b)。由(2-4a)可知 V_4 的關係式如(2-8a)，將(2-7a)、(2-7b)及(2-8a)代入(2-4b)可得奇模 I_1 和 V_2 的關係式：

$$V_4 = (-V_1 + V_2) / (\cos \theta_1 + jY_0 Z_o \sin \theta_1) \quad (2-8a)$$

$$I_1 \left(1 + \frac{jZ_o \cot \theta_1 (jY_o \sin \theta_1 + Y_0 \cos \theta_1)}{\cos \theta_1 + jY_0 Z_o \sin \theta_1} \right) = -\frac{V_2 (jY_o \sin \theta_1 + Y_0 \cos \theta_1)}{\cos \theta_1 + jY_0 Z_o \sin \theta_1} + I_2 \quad (2-8b)$$

將(2-7d)和(2-8b)相加可得 I_1 與 V_2 的關係式

$$\begin{aligned} & I_1 \left[1 - \frac{jZ_e \cot \theta_1 (jY_e \sin \theta_1 + Y_0 \cos \theta_1)}{\cos \theta_1 + jY_0 Z_e \sin \theta_1} + \frac{jZ_o \cot \theta_1 (jY_o \sin \theta_1 + Y_0 \cos \theta_1)}{\cos \theta_1 + jY_0 Z_o \sin \theta_1} \right] \\ &= V_2 \left[\frac{jY_e \sin \theta_1 + Y_0 \cos \theta_1}{\cos \theta_1 + jY_0 Z_e \sin \theta_1} - \frac{jY_o \sin \theta_1 + Y_0 \cos \theta_1}{\cos \theta_1 + jY_0 Z_o \sin \theta_1} \right] \end{aligned} \quad (2-9)$$

由 ABCD 矩陣可知 $C = \frac{I_1}{V_2} \bigg|_{V_2=0} = \frac{1}{Z_{21}}$ ，電路產生零點的條件為 $Z_{21} = 0$ 時

$$\frac{jY_e \sin \theta_1 + Y_0 \cos \theta_1}{\cos \theta_1 + jY_0 Z_e \sin \theta_1} = \frac{jY_o \sin \theta_1 + Y_0 \cos \theta_1}{\cos \theta_1 + jY_0 Z_o \sin \theta_1}$$

因 $Z_e \neq Z_o$ 所以 $\sin \theta_1 = 0$ 時等式成立， $\theta_1 = 180^\circ$ 。由於 θ_1 在中心頻率設計為四分之波長，此四分之波長耦合線在二倍中心頻處等於二分之波長而達到零點產生條件，圖 2-2 為輸出入級三埠網路的模擬電路。圖 2-3 為四分之波長輸出入耦合級與零點的關係圖。由推導和模擬可說明此三埠網路會產生二倍頻諧波的抑制效果。

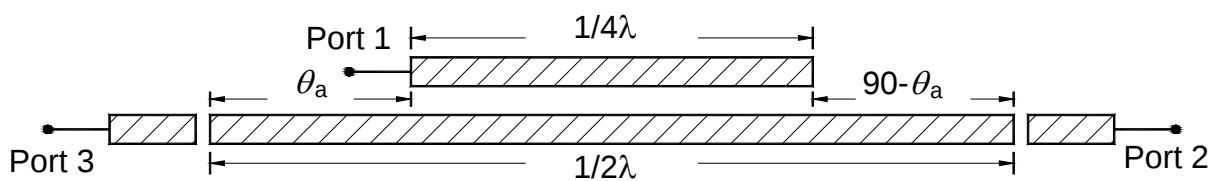


圖 2-2. 輸出入級三埠網路的模擬電路

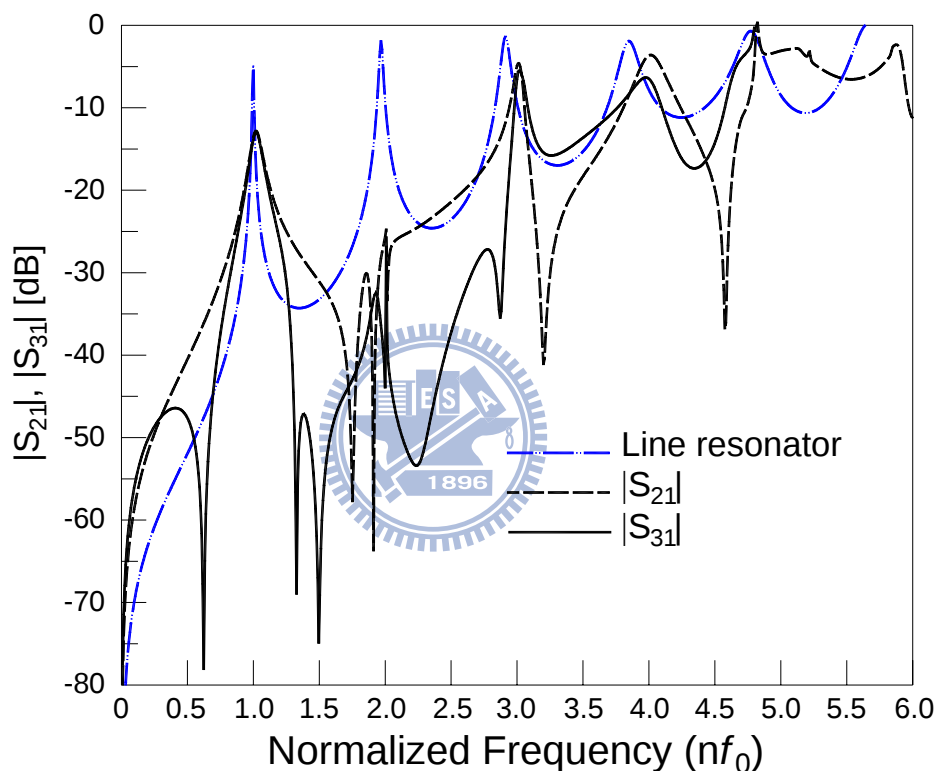


圖2-3. 輸出入級零點的模擬結果圖

2-2 同側饋入平行耦合線產生的零點

在平行耦合線的設計中，零點產生在耦合線長度為四分之波長時，如圖 2-4。為了要抑制高階諧波，可使用過耦合結構抑制高階諧波，或是步階式

阻抗諧波器將第一倍頻諧波頻率增加，以增加上止帶頻寬。本文中採用另一種結構來抑制高階諧波，使用同側饋入平行耦合線做為耦合線，此一結構可使耦合線長度由平行耦合的四分之波長縮短為八分之波長，如圖 2-5 所示。

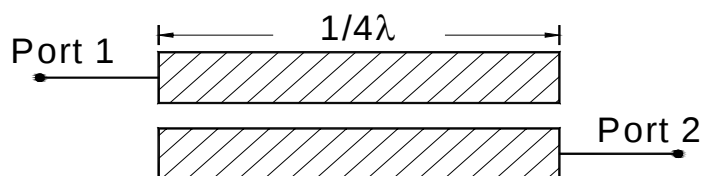


圖 2-4 四分之波長耦合線

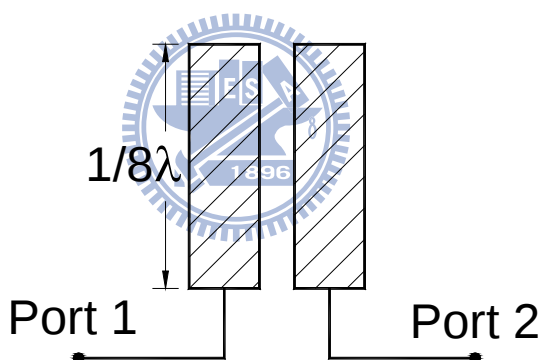


圖 2-5. 八分之波長耦合線

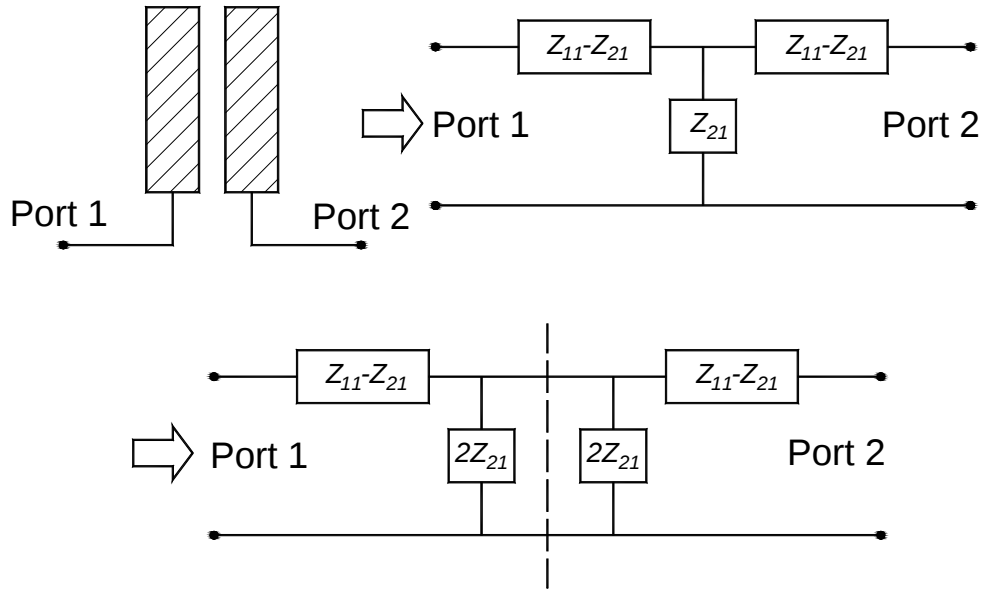


圖 2-6 同側饋入平行耦合線 π 型網路等效電路

利用圖 2-6 所示的 π 型網路等效電路來分析零點，可得預測零點公式如下：

於偶模(Even mode)可得 $Z_{in} = Z_{11} - Z_{21} + 2Z_{21} = Z_{11} + Z_{21}$ (2-10)

$$Y_{in} = j \frac{1}{Z_{0e}} \tan \theta_e$$

$$Z_{in} = -jZ_{0e} \cot \theta_e \quad (2-11)$$

由式(2-10)及(2-11)可得 $Z_{11} + Z_{21} = -jZ_{0e} \cot \theta_e$ (2-12)

於奇模(Odd mode)可得 $Z_{in} = Z_{11} - Z_{21}$ (2-13)

$$Y_{in} = j \frac{1}{Z_{0o}} \tan \theta_o \quad (2-14)$$

由式(2-13)及(2-14)可得 $Z_{in} = -jZ_{0o} \cot \theta_o = Z_{11} - Z_{21}$ (2-15)

由式(2-12), (2-15)可得雙埠網路的阻抗參數 Z_{11} 和 Z_{21} 如式(2-16), (2-17)：

$$Z_{11} = \frac{-j}{2}(Z_{0e} \cot \theta_e + Z_{0o} \cot \theta_o) \quad (2-16)$$

$$Z_{21} = \frac{-j}{2}(Z_{0e} \cot \theta_e - Z_{0o} \cot \theta_o) \quad (2-17)$$

$|S_{21}| = \left| \frac{2Z_{21}Z_0}{\Delta Z} \right| = 0$ 為 零 點 產 生 的 條 件 ， 其 中

$\Delta Z = (Z_{11} + Z_0) \times (Z_{21} + Z_0) - Z_{12}Z_{21}$ ，由於 Z_0 不為零，所以零點產生在 $Z_{21} = 0$

時，故由式(2-17)可得產生零點的條件為正切函數關係 $Z_{0e} \cot \theta_e = Z_{0o} \cot \theta_o$ 如

(2-18)，其中 Z_{0o} 和 β_o 分別代表奇模的特性阻抗和相位常數， Z_{0e} 和 β_e 分別代

表偶模的特性阻抗和相位常數，當滿足此式時，即可在中心頻率附近產生

傳輸零點，對於二倍頻諧波而言，耦合長度約等於 45 度。

$$\begin{aligned} Z_{0e} \cot \theta_e &= Z_{0o} \cot \theta_o \\ \Rightarrow \frac{Z_{0e}}{\tan \theta_e} &= \frac{Z_{0o}}{\tan \theta_o} \Rightarrow \frac{Z_{0e}}{Z_{0o}} = \frac{\tan \theta_e}{\tan \theta_o} = \frac{\tan \beta_e \ell}{\tan \beta_o \ell} \end{aligned} \quad (2-18)$$

以 RT/Duroid 6010，介電常數 $\epsilon_r = 10.2$ ，介質厚度 $h = 1.27$ mm 當板材，令 $\theta_e = 1.2\theta_o$ 且線寬 $W = 1.2$ mm，線距 $S = 0.6$ mm 時代入(2-17)計算可得 $\theta_o = 48.3^\circ$ ， $\theta_e = 40.3^\circ$ 。利用 IE3D [24]分析三倍頻傳輸零點的位置，模擬所使用的電路如圖 2-7。圖 2-8 為 $|S_{21}|$ 響應，其中 $R = (\epsilon_r)_e/(\epsilon_r)_o$ ， $(\epsilon_r)_e$ 和 $(\epsilon_r)_o$ 分別為奇模偶模的等效介電常數。對於一個理想電路而言，當 $R = 1$ 及 $\theta = 30^\circ$ 傳輸零點會產生在三倍頻位置，所以此處的虛假響應可以被抑制下來。如圖所示，零點會因為 R 值增加而移動到低頻，因此 $\theta < 30^\circ$ 可以將微帶耦合線的零點移到三倍頻位置。模擬所用的參數為 $Z_{0e} = 64 \Omega$ ， $Z_{0o} = 36 \Omega$ 。圖 2-9 為

IE3D 的模擬零點位置的結果，調整過後的長度為 21° 。依據不同的線寬及線距所得到的耦合線長度亦不相同，以下為針對不同的線寬及線距所繪出耦合線的長度，其值對基板厚度做正規化，模擬結果如圖 2-10。由圖 2-10 可知當基板厚度 h 已知，只要線寬 W 及線距 S 決定之後便依圖表查到抑制三倍諧波所需的同側饋入耦合線長度。

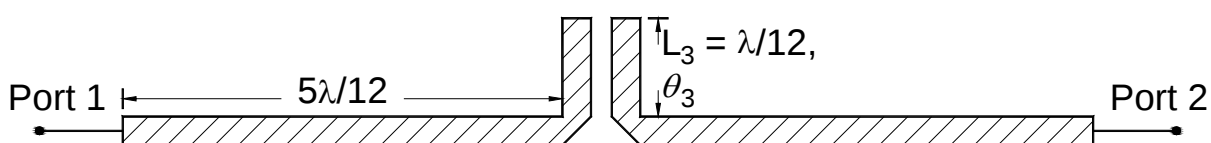


圖 2-7. 三倍頻零點的模擬電路圖

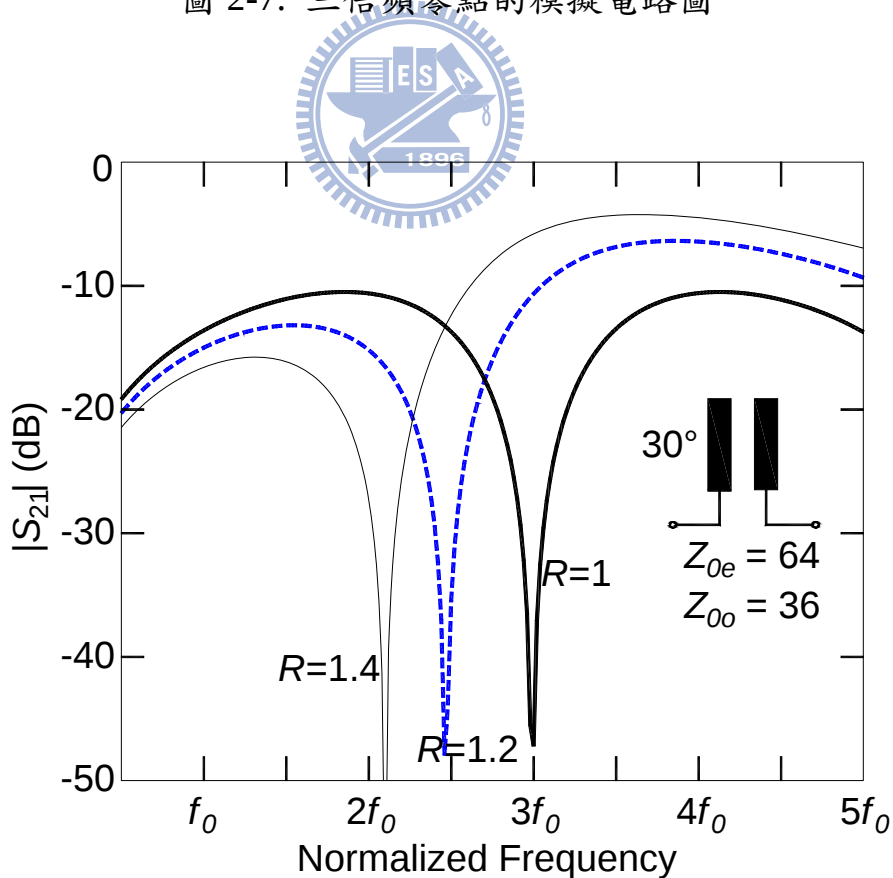


圖 2-8. 三倍頻零點與 R 的關係圖 ($R = (\epsilon_r)_e/(\epsilon_r)_o$, $W = 1.18\text{mm}$, $S = 0.5\text{mm}$)

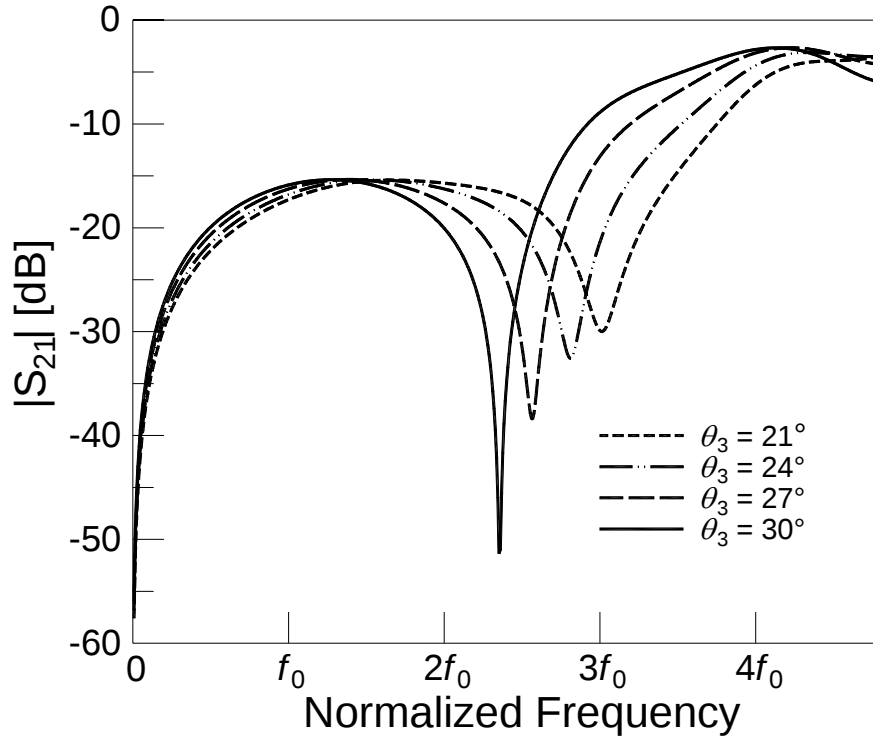


圖 2-9. 三倍頻零點位置與耦合長度的關係圖

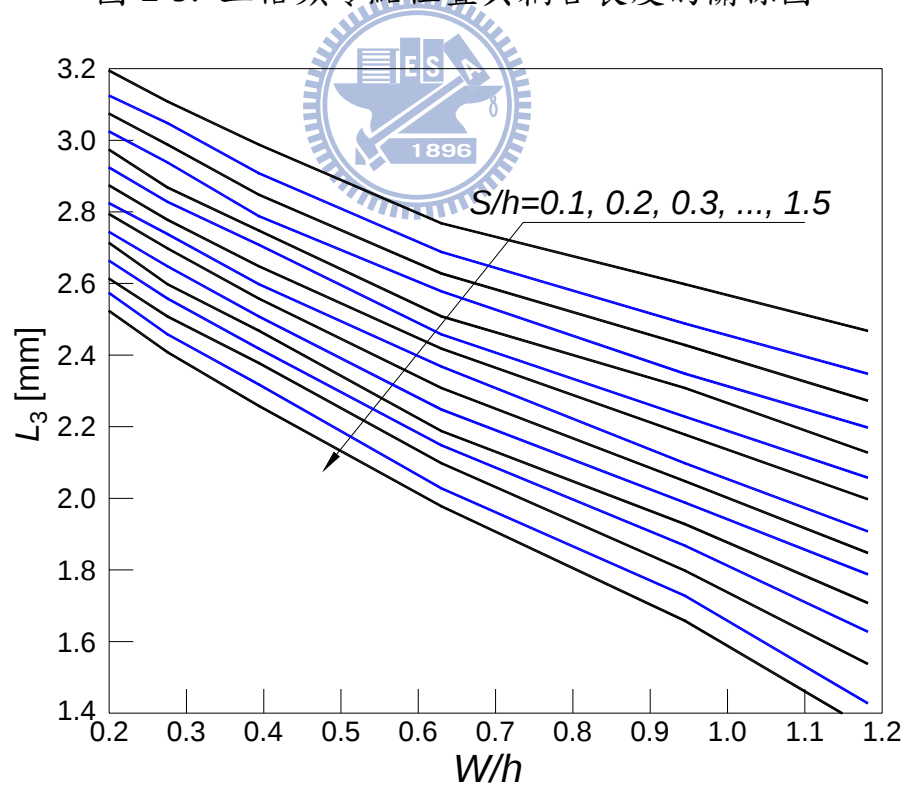


圖 2-10. 抑制三倍頻諧波依不同線寬 W 及線距 S 所需 L_3 的長度

(中心頻率 2.5GHz，零點位置：三倍中心頻率，使用板材：RT/Duroid 6010， $\epsilon_r = 10.2$)

2-3 二階濾波器合成

本文中的濾波器所使用的結構並非傳統平行耦合線，是由一組平行耦合線加上一段傳輸線及一組同側饋入耦合線所組成的對稱結構，如圖 2-11 所示：

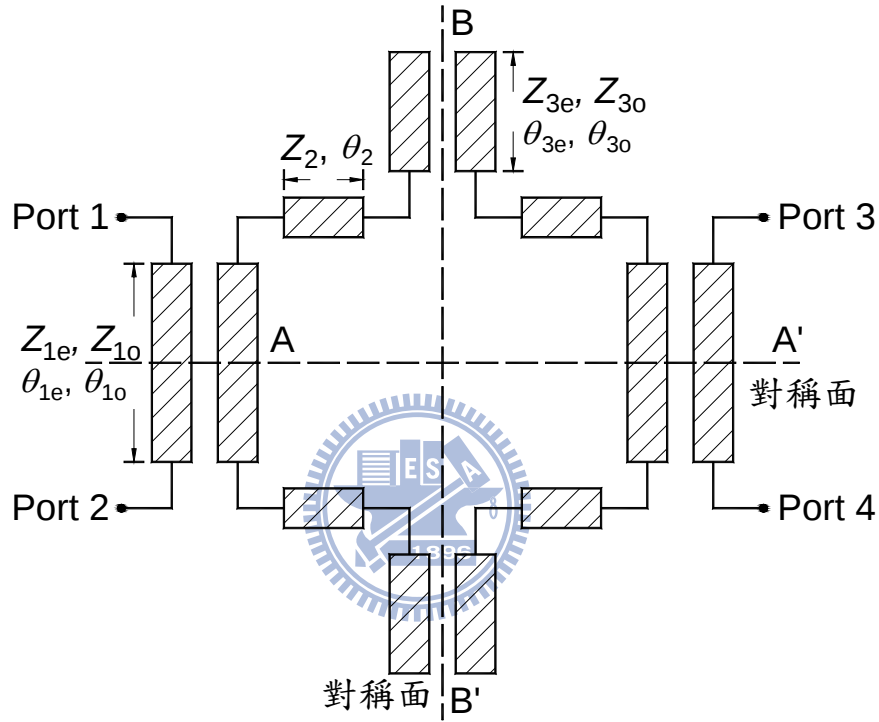


圖 2-11. 二階濾波器電路示意圖

可分為對稱饋入及斜對稱饋入，利用奇偶模分析可得 $(S_{21})_{sym}$ 及 $(S_{21})_{skew}$

關係式：

$$\begin{bmatrix} \frac{1}{2}(V_1 + V_3) \\ \frac{1}{2}(V_2 + V_4) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (Z_{11})_{even} & (Z_{12})_{even} \\ (Z_{21})_{even} & (Z_{22})_{even} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{1}{2}(I_1 + I_3) \\ \frac{1}{2}(I_2 + I_4) \end{bmatrix} \quad (2-19a)$$

$$\begin{bmatrix} \frac{1}{2}(V_1 - V_3) \\ \frac{1}{2}(V_2 - V_4) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (Z_{11})_{odd} & (Z_{12})_{odd} \\ (Z_{21})_{odd} & (Z_{22})_{odd} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{1}{2}(I_1 - I_3) \\ \frac{1}{2}(I_2 - I_4) \end{bmatrix} \quad (2-19b)$$

對稱饋入：

由(2-19a), (2-19b), 令 $I_3 = 0, I_4 = 0$ 可得

$$\begin{bmatrix} \frac{1}{2}(V_1 + V_3) \\ \frac{1}{2}(V_2 + V_4) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (Z_{11})_{even} & (Z_{12})_{even} \\ (Z_{21})_{even} & (Z_{22})_{even} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{1}{2}I_1 \\ \frac{1}{2}I_2 \end{bmatrix} \quad (2-20a)$$

$$\begin{bmatrix} \frac{1}{2}(V_1 - V_3) \\ \frac{1}{2}(V_2 - V_4) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (Z_{11})_{odd} & (Z_{12})_{odd} \\ (Z_{21})_{odd} & (Z_{22})_{odd} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{1}{2}I_1 \\ \frac{1}{2}I_2 \end{bmatrix} \quad (2-20b)$$

$$(Z_{11})_{sym} = \left. \frac{V_1}{I_1} \right|_{I_2=0} \quad (2-21)$$

$$\Rightarrow \begin{cases} \frac{1}{2}(V_1 + V_3) = \frac{1}{2}I_1 \times (Z_{11})_{even} \\ \frac{1}{2}(V_1 - V_3) = \frac{1}{2}I_1 \times (Z_{11})_{odd} \end{cases} \Rightarrow V_1 = \frac{1}{2}I_1 \times [(Z_{11})_{even} + (Z_{11})_{odd}]$$

$$\Rightarrow (Z_{11})_{sym} = \frac{1}{2}[(Z_{11})_{even} + (Z_{11})_{odd}] \quad (2-22)$$

$$(Z_{21})_{sym} = \left. \frac{V_2}{I_1} \right|_{I_2=0} \quad (2-23)$$

$$\Rightarrow \begin{cases} \frac{1}{2}(V_2 + V_4) = \frac{1}{2}I_1 \times (Z_{21})_{even} \\ \frac{1}{2}(V_2 - V_4) = \frac{1}{2}I_1 \times (Z_{21})_{odd} \end{cases} \Rightarrow V_2 = \frac{1}{2}I_1 \times [(Z_{21})_{even} + (Z_{21})_{odd}]$$

$$\Rightarrow (Z_{21})_{sym} = \frac{1}{2}[(Z_{21})_{even} + (Z_{21})_{odd}] \quad (2-24)$$

斜對稱饋入：

由(2-19a), (2-19b), 令 $I_2 = 0, I_3 = 0$ 可得

$$\begin{bmatrix} \frac{1}{2}(V_1 + V_3) \\ \frac{1}{2}(V_2 + V_4) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (Z_{11})_{even} & (Z_{12})_{even} \\ (Z_{21})_{even} & (Z_{22})_{even} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{1}{2}I_1 \\ \frac{1}{2}I_4 \end{bmatrix} \quad (2-25a)$$

$$\begin{bmatrix} \frac{1}{2}(V_1 - V_3) \\ \frac{1}{2}(V_2 - V_4) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (Z_{11})_{odd} & (Z_{12})_{odd} \\ (Z_{21})_{odd} & (Z_{22})_{odd} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{1}{2}I_1 \\ -\frac{1}{2}I_4 \end{bmatrix} \quad (2-25b)$$

$$(Z_{11})_{skew} = \left. \frac{V_1}{I_1} \right|_{I_4=0} \quad (2-26)$$

$$\begin{aligned} \Rightarrow \begin{cases} \frac{1}{2}(V_1 + V_3) = \frac{1}{2}I_1 \times (Z_{11})_{even} \\ \frac{1}{2}(V_1 - V_3) = \frac{1}{2}I_1 \times (Z_{11})_{odd} \end{cases} &\Rightarrow V_1 = \frac{1}{2}I_1 \times [(Z_{11})_{even} + (Z_{11})_{odd}] \\ \Rightarrow (Z_{11})_{skew} &= \frac{1}{2}[(Z_{11})_{even} + (Z_{11})_{odd}] \end{aligned} \quad (2-27)$$

$$(Z_{21})_{skew} = \left. \frac{V_4}{I_1} \right|_{I_4=0} \quad (2-28)$$

$$\begin{aligned} \Rightarrow \begin{cases} \frac{1}{2}(V_2 + V_4) = \frac{1}{2}I_1 \times (Z_{21})_{even} \\ \frac{1}{2}(V_2 - V_4) = \frac{1}{2}I_1 \times (Z_{21})_{odd} \end{cases} &\Rightarrow V_4 = \frac{1}{2}I_1 \times [(Z_{21})_{even} - (Z_{21})_{odd}] \\ \Rightarrow (Z_{21})_{skew} &= \frac{1}{2}[(Z_{21})_{even} - (Z_{21})_{odd}] \end{aligned} \quad (2-29)$$

(2-24)及(2-29)為對稱饋入及斜對稱饋入的 Z_{21} 關係式，再利用奇偶模分析法

將 $(Z_{21})_{even}$ 及 $(Z_{21})_{odd}$ 求出。圖 2-12 為奇偶模分析模型，將其分為同側饋入平

行耦合線、一般傳輸線、開路殘段三段，各段的分析如下：

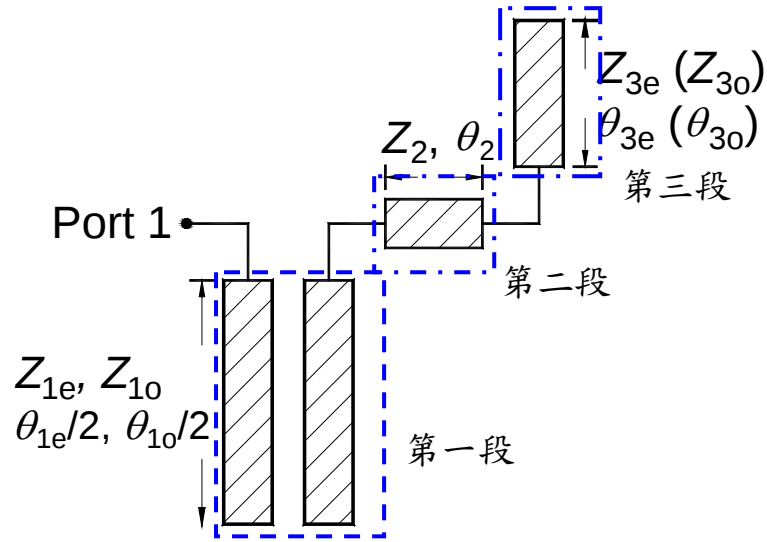


圖 2-12. 奇模偶模分析半電路模型

2-3-1 第一段同側饋入平行耦合線

由圖 2-7 的等效電路並採用奇偶模分析法分析，可得到(2-16)及(2-17)。

利用(2-16)及(2-17)，並令 $\theta_e \equiv \theta_o$ 時可得偶模的 ABCD 矩陣，如(2-27)。

$$|Z| = Z_{11}Z_{22} - Z_{12}Z_{21} = (Z_{11} + Z_{21})(Z_{11} - Z_{21}) = -Z_{0e} \cot \frac{\theta_e}{2} Z_{0o} \cot \frac{\theta_o}{2} \quad (2-30)$$

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{Z_{11}}{Z_{21}} & \frac{|Z|}{Z_{21}} \\ 1 & \frac{Z_{22}}{Z_{21}} \end{bmatrix}$$

$$= \begin{bmatrix} \frac{Z_{0e} \cot \frac{\theta_e}{2} + Z_{0o} \cot \frac{\theta_o}{2}}{Z_{0e} \cot \frac{\theta_e}{2} - Z_{0o} \cot \frac{\theta_o}{2}} & \frac{-Z_{0e} \cot \frac{\theta_e}{2} Z_{0o} \cot \frac{\theta_o}{2}}{\frac{-j}{2} \left(Z_{0e} \cot \frac{\theta_e}{2} - Z_{0o} \cot \frac{\theta_o}{2} \right)} \\ \frac{1}{\frac{-j}{2} \left(Z_{0e} \cot \frac{\theta_e}{2} - Z_{0o} \cot \frac{\theta_o}{2} \right)} & \frac{Z_{0e} \cot \frac{\theta_e}{2} + Z_{0o} \cot \frac{\theta_o}{2}}{Z_{0e} \cot \frac{\theta_e}{2} - Z_{0o} \cot \frac{\theta_o}{2}} \end{bmatrix}$$

$$\Rightarrow \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{Z_{0e} + Z_{0o}}{Z_{0e} - Z_{0o}} & -j \frac{2Z_{0e}Z_{0o}}{Z_{0e} - Z_{0o}} \cot \theta_e / 2 \\ j \frac{2}{Z_{0e} - Z_{0o}} \cot \theta_e / 2 & \frac{Z_{0e} + Z_{0o}}{Z_{0e} - Z_{0o}} \end{bmatrix} \quad (2-31)$$

同樣的方法可以得到奇模時的 ABCD 矩陣，如(2-35)。

$$Z_{11} = \frac{j}{2}(Z_{0e} \tan \theta_e + Z_{0o} \tan \theta_o) = Z_{22} \quad (2-32)$$

$$Z_{21} = \frac{j}{2}(Z_{0e} \tan \theta_e - Z_{0o} \tan \theta_o) = Z_{12} \quad (2-33)$$

$$|Z| = Z_{11}Z_{22} - Z_{12}Z_{21} = (Z_{11} + Z_{21}) \times (Z_{11} - Z_{21}) = -Z_{0e} \tan \theta_e / 2 \times Z_{0o} \tan \theta_o / 2 \quad (2-34)$$

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \frac{Z_{11}}{Z_{21}} & \frac{|Z|}{Z_{21}} \\ 1 & \frac{Z_{22}}{Z_{21}} \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} \frac{Z_{0e} \tan \theta_e / 2 + Z_{0o} \tan \theta_o / 2}{Z_{0e} \tan \theta_e - Z_{0o} \tan \theta_o / 2} & \frac{-Z_{0e} \tan \theta_e / 2 \times Z_{0o} \tan \theta_o / 2}{\frac{j}{2}(Z_{0e} \tan \theta_e / 2 - Z_{0o} \tan \theta_o / 2)} \\ \frac{1}{\frac{j}{2}(Z_{0e} \tan \theta_e / 2 - Z_{0o} \tan \theta_o / 2)} & \frac{Z_{0e} \tan \theta_e / 2 + Z_{0o} \tan \theta_o / 2}{Z_{0e} \tan \theta_e / 2 - Z_{0o} \tan \theta_o / 2} \end{bmatrix} \\ \Rightarrow \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \frac{Z_{0e} + Z_{0o}}{Z_{0e} - Z_{0o}} & j \frac{2Z_{0e}Z_{0o}}{Z_{0e} - Z_{0o}} \cot \theta_o / 2 \\ -j \frac{2}{Z_{0e} - Z_{0o}} \cot \theta_o / 2 & \frac{Z_{0e} + Z_{0o}}{Z_{0e} - Z_{0o}} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2-35)$$

2-3-2 第二段傳輸線

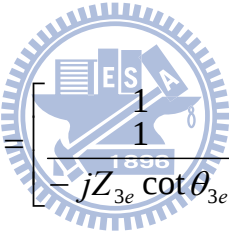
由[1]可以得知一段電氣長度為 θ_2 的傳輸線的 ABCD 矩陣如下：

$$\begin{bmatrix} A_2 & B_2 \\ C_2 & D_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_2 & jZ_2 \sin \theta_2 \\ \frac{j \sin \theta_2}{Z_2} & \cos \theta_2 \end{bmatrix} \quad (2-36)$$

2-3-3 第三段同側饋入平行耦合線

由奇偶模分析模型可知，第三段同側饋入平行耦合線於奇偶模模態時，可視為開路殘段，其 ABCD 矩陣如下：

偶模開路殘段


$$\begin{bmatrix} A_{3e} & B_{3e} \\ C_{3e} & D_{3e} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{1}{-jZ_{3e} \cot \theta_{3e}} & 1 \end{bmatrix} \quad (2-37)$$

奇模開路殘段

$$\begin{bmatrix} A_{3o} & B_{3o} \\ C_{3o} & D_{3o} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{1}{-jZ_o \cot \theta_{3o}} & 1 \end{bmatrix} \quad (2-38)$$

2-3-4 傳輸零點分析

由前三節的分析可知，若欲知道二倍頻零點產生的公式，只需將三段的 ABCD 矩陣相乘即可。零點產生的條件又可以分為偶模-偶模、偶模-奇模、奇模-偶模、奇模-奇模四種情形，推導過程如下：

偶模-偶模

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} A_{ee} & B_{ee} \\ C_{ee} & D_{ee} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} A_{1e} & B_{1e} \\ C_{1e} & D_{1e} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} A_2 & B_2 \\ C_2 & D_2 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} A_{3e} & B_{3e} \\ C_{3e} & D_{3e} \end{bmatrix} \\
 &= \begin{bmatrix} \frac{Z_{1e} + Z_{1o}}{Z_{1e} - Z_{1o}} & -j \frac{2Z_{1e}Z_{1o}}{Z_{1e} - Z_{1o}} \times \cot \theta_{1e}/2 \\ j \frac{2}{Z_{1e} - Z_{1o}} \times \frac{1}{\cot \theta_{1e}/2} & \frac{Z_{1e} + Z_{1o}}{Z_{1e} - Z_{1o}} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \cos \theta_2 & jZ_2 \sin \theta_2 \\ \frac{j \sin \theta_2}{Z_2} & \cos \theta_2 \end{bmatrix} \\
 &\quad \times \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{1}{-jZ_{3e} \cot \theta_{3e}} & 1 \end{bmatrix} \\
 A_{ee} &= \frac{1}{Z_{1e} - Z_{1o}} \times \left[(Z_{1e} + Z_{1o}) \times \left(\cos \theta_2 - \frac{Z_2 \sin \theta_2}{Z_{3e} \cot \theta_{3e}} \right) \right. \\
 &\quad \left. + 2Z_{1e}Z_{1o} \times \cot \theta_{1e}/2 \times \left(\frac{\sin \theta_2}{Z_2} + \frac{\cos \theta_2}{Z_{3e} \cot \theta_{3e}} \right) \right] \\
 B_{ee} &= \frac{j}{Z_{1e} - Z_{1o}} \times \left[Z_2 \times (Z_{1e} + Z_{1o}) \times \sin \theta_2 - 2Z_{1e}Z_{1o} \times \cot \theta_{1e}/2 \times \cos \theta_2 \right] \\
 C_{ee} &= \frac{j}{Z_{1e} - Z_{1o}} \times \left[(Z_{1e} + Z_{1o}) \times \left(\frac{\sin \theta_2}{Z_2} + \frac{\cos \theta_2}{Z_{3e} \cot \theta_{3e}} \right) \right. \\
 &\quad \left. + \frac{2}{\cot \theta_{1e}/2} \times \left(\cos \theta_2 - \frac{Z_2 \sin \theta_2}{Z_{3e} \cot \theta_{3e}} \right) \right] \\
 D_{ee} &= \frac{1}{Z_{1e} - Z_{1o}} \times \left[\frac{-2Z_2 \sin \theta_2}{\cot \theta_{1e}/2} + (Z_{1e} + Z_{1o}) \times \cos \theta_2 \right]
 \end{aligned} \tag{2-39}$$

同理可得

偶模-奇模

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} A_{eo} & B_{eo} \\ C_{eo} & D_{eo} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} A_{1e} & B_{1e} \\ C_{1e} & D_{1e} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} A_2 & B_2 \\ C_2 & D_2 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} A_{3o} & B_{3o} \\ C_{3o} & D_{3o} \end{bmatrix} \\
 A_{eo} &= \frac{1}{Z_{1e} - Z_{1o}} \times \left[(Z_{1e} + Z_{1o}) \times \left(\cos \theta_2 - \frac{Z_2 \sin \theta_2}{Z_{3o} \cot \theta_{3o}} \right) \right. \\
 &\quad \left. + 2Z_{1e}Z_{1o} \times \cot \theta_{1e}/2 \times \left(\frac{\sin \theta_2}{Z_2} + \frac{\cos \theta_2}{Z_{3o} \cot \theta_{3o}} \right) \right] \\
 B_{eo} &= \frac{j}{Z_{1e} - Z_{1o}} \times \left[Z_2 \times (Z_{1e} + Z_{1o}) \times \sin \theta_2 - 2Z_{1e}Z_{1o} \times \cot \theta_{1e}/2 \times \cos \theta_2 \right] \\
 C_{eo} &= \frac{j}{Z_{1e} - Z_{1o}} \times \left[(Z_{1e} + Z_{1o}) \times \left(\frac{\sin \theta_2}{Z_2} + \frac{\cos \theta_2}{Z_{3o} \cot \theta_{3o}} \right) \right. \\
 &\quad \left. + \frac{2}{\cot \theta_{1e}/2} \times \left(\cos \theta_2 - \frac{Z_2 \sin \theta_2}{Z_{3o} \cot \theta_{3o}} \right) \right] \\
 D_{eo} &= \frac{1}{Z_{1e} - Z_{1o}} \times \left[\frac{-2Z_2 \sin \theta_2}{\cot \theta_{1e}/2} + (Z_{1e} + Z_{1o}) \times \cos \theta_2 \right]
 \end{aligned} \tag{2-40}$$

奇模-偶模

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} A_{oe} & B_{oe} \\ C_{oe} & D_{oe} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} A_{1o} & B_{1o} \\ C_{1o} & D_{1o} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} A_2 & B_2 \\ C_2 & D_2 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} A_{3e} & B_{3e} \\ C_{3e} & D_{3e} \end{bmatrix} \\
 A_{oe} &= \frac{1}{Z_{1e} - Z_{1o}} \times \left[(Z_{1e} + Z_{1o}) \times \left(\cos \theta_2 - \frac{Z_2 \sin \theta_2}{Z_{3e} \cot \theta_{3e}} \right) \right. \\
 &\quad \left. + \frac{2Z_{1e}Z_{1o}}{\cot \theta_{1o}/2} \times \left(\frac{\cos \theta_2}{Z_{3e} \cot \theta_{3e}} - \frac{\sin \theta_2}{Z_2} \right) \right]
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
B_{oe} &= \frac{j}{Z_{1e} - Z_{1o}} \times \left[Z_2 \times (Z_{1e} + Z_{1o}) \times \sin \theta_2 + \frac{2Z_{1e}Z_{1o} \cos \theta_2}{\cot \theta_{1o}/2} \right] \\
C_{oe} &= \frac{j}{Z_{1e} - Z_{1o}} \times \left[(Z_{1e} + Z_{1o}) \times \left(\frac{\sin \theta_2}{Z_2} + \frac{\cos \theta_2}{Z_{3e} \cot \theta_{3e}} \right) \right. \\
&\quad \left. + 2 \cot \theta_{1o}/2 \times \left(\frac{Z_2 \sin \theta_2}{Z_{3e} \cot \theta_{3e}} - \cos \theta_2 \right) \right] \\
D_{oe} &= \frac{1}{Z_{1e} - Z_{1o}} \times \left[2Z_2 \cot \theta_{1o}/2 \times \sin \theta_2 + (Z_{1e} + Z_{1o}) \times \cos \theta_2 \right]
\end{aligned} \tag{2-41}$$

奇模-奇模

$$\begin{aligned}
\begin{bmatrix} A_{oo} & B_{oo} \\ C_{oo} & D_{oo} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} A_{1o} & B_{1o} \\ C_{1o} & D_{1o} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} A_2 & B_2 \\ C_2 & D_2 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} A_{3o} & B_{3o} \\ C_{3o} & D_{3o} \end{bmatrix} \\
A_{oo} &= \frac{1}{Z_{1e} - Z_{1o}} \times \left[(Z_{1e} + Z_{1o}) \times \left(\frac{\cos \theta_2}{Z_2} + \frac{Z_2 \sin \theta_2}{Z_{3o} \cot \theta_{3o}} \right) \right. \\
&\quad \left. - \frac{2Z_{1e}Z_{1o}}{\cot \theta_{1o}/2} \times \left(\frac{\cos \theta_2}{Z_{3o} \cot \theta_{3o}} + \frac{\sin \theta_2}{Z_2} \right) \right] \\
B_{oo} &= \frac{j}{Z_{1e} - Z_{1o}} \times \left[Z_2 \times (Z_{1e} + Z_{1o}) \times \sin \theta_2 + \frac{2Z_{1e}Z_{1o} \cos \theta_2}{\cot \theta_{1o}/2} \right] \\
C_{oo} &= \frac{j}{Z_{1e} - Z_{1o}} \times \left[(Z_{1e} + Z_{1o}) \times \left(\frac{\sin \theta_2}{Z_2} + \frac{\cos \theta_2}{Z_{3o} \cot \theta_{3o}} \right) \right. \\
&\quad \left. + 2 \cot \theta_{1o}/2 \times \left(\frac{Z_2 \sin \theta_2}{Z_{3o} \cot \theta_{3o}} - \cos \theta_2 \right) \right] \\
D_{oo} &= \frac{1}{Z_{1e} - Z_{1o}} \times \left[2Z_2 \cot \theta_{1o}/2 \times \sin \theta_2 + (Z_{1e} + Z_{1o}) \times \cos \theta_2 \right]
\end{aligned} \tag{2-42}$$

由(2-24), (2-29)可知若二式需同時成立，則 $(Z_{21})_{Even} = (Z_{21})_{Odd} = 0$

$$\text{令 } \theta_e = \theta_o$$

$$(Z_{21})_{Even} = \frac{1}{C_{ee}} + \frac{1}{C_{eo}} = 0$$

$$= \frac{-jZ_2Z_{3e}(Z_{1e} - Z_{1o})\cot \frac{\theta_{1e}}{2} \cot \theta_{3e}}{(Z_{1e} + Z_{1o}) \times (Z_{3e} \sin \theta_2 \cot \theta_{3e} + Z_2 \cos \theta_2) \cot \frac{\theta_{1e}}{2} + 2Z_2Z_{3e} \cos \theta_2 \cot \theta_{3e} - 2Z_2^2 \sin \theta_2}$$

$$+ \frac{-jZ_2Z_{3o}(Z_{1e} - Z_{1o})\cot \frac{\theta_{1e}}{2} \cot \theta_{3o}}{(Z_{1e} + Z_{1o}) \times (Z_{3o} \sin \theta_2 \cot \theta_{3o} + Z_2 \cos \theta_2) \cot \frac{\theta_{1e}}{2} + 2Z_2Z_{3o} \cos \theta_2 \cot \theta_{3o} - 2Z_2^2 \sin \theta_2}$$

令

$$P = (Z_{1e} + Z_{1o}) \times (Z_{3e} \sin \theta_2 \cot \theta_{3e} + Z_2 \cos \theta_2) \cot \frac{\theta_{1e}}{2} + 2Z_2Z_{3e} \cos \theta_2 \cot \theta_{3e} - 2Z_2^2 \sin \theta_2$$

$$Q = (Z_{1e} + Z_{1o}) \times (Z_{3o} \sin \theta_2 \cot \theta_{3o} + Z_2 \cos \theta_2) \cot \frac{\theta_{1e}}{2} + 2Z_2Z_{3o} \cos \theta_2 \cot \theta_{3o} - 2Z_2^2 \sin \theta_2$$

$$\text{可得 } (Z_{21})_{Even} = \frac{-jZ_2(Z_{1e} - Z_{1o})\cot \frac{\theta_{1e}}{2} \cot \theta_{3e} \times (Z_{3e}Q + Z_{3o}P)}{P \times Q} = 0$$

$$\Rightarrow -jZ_2(Z_{1e} - Z_{1o})\cot \frac{\theta_{1e}}{2} \cot \theta_{3e} \times (Z_{3e}Q + Z_{3o}P) = 0$$

$$\because Z_2 \neq 0, \quad Z_{1e} - Z_{1o} \neq 0, \quad Z_{3e}Q + Z_{3o}P \neq 0$$

$$\Rightarrow \begin{cases} \cot \frac{\theta_{1e}}{2} = 0 \\ \text{or } \cot \theta_{3e} = 0 \end{cases} \Rightarrow \frac{\theta_{1e}}{2} = 90^\circ, \text{ or } \theta_{3e} = 90^\circ \quad (2-43)$$

同理可得

$$(Z_{21})_{odd} = \frac{1}{C_{oe}} + \frac{1}{C_{oo}} = 0$$

$$= \frac{-jZ_2Z_{3e}(Z_{1e} - Z_{1o})\cot \theta_{3e}}{(Z_{1e} + Z_{1o}) \times (Z_{3e} \sin \theta_2 \cot \theta_{3e} + Z_2 \cos \theta_2) + 2 \cot \frac{\theta_{1o}}{2} \times (Z_2^2 \sin \theta_2 - Z_2Z_{3e} \cos \theta_2 \cot \theta_{3e})}$$

$$+ \frac{-jZ_2Z_{3o}(Z_{1e} - Z_{1o})\cot \theta_{3o}}{(Z_{1e} + Z_{1o}) \times (Z_{3o} \sin \theta_2 \cot \theta_{3o} + Z_2 \cos \theta_2) + 2 \cot \frac{\theta_{1o}}{2} \times (Z_2^2 \sin \theta_2 - Z_2Z_{3o} \cos \theta_2 \cot \theta_{3o})}$$

令

$$R = (Z_{1e} + Z_{1o}) \times (Z_{3e} \sin \theta_2 \cot \theta_{3e} + Z_2 \cos \theta_2) + 2 \cot \frac{\theta_{1o}}{2} \times (Z_2^2 \sin \theta_2 - Z_2 Z_{3e} \cos \theta_2 \cot \theta_{3e})$$

$$S = (Z_{1e} + Z_{1o}) \times (Z_{3o} \sin \theta_2 \cot \theta_{3o} + Z_2 \cos \theta_2) + 2 \cot \frac{\theta_{1o}}{2} \times (Z_2^2 \sin \theta_2 - Z_2 Z_{3o} \cos \theta_2 \cot \theta_{3o})$$

$$\text{可得 } (Z_{21})_{\text{odd}} = \frac{-jZ_2 Z_{3e} (Z_{1e} - Z_{1o}) \cot \theta_{3e} \times (Z_{3e} S + Z_{3o} R)}{R \times S} = 0$$

$$\Rightarrow -jZ_2 (Z_{1e} - Z_{1o}) \cot \theta_3 \times (Z_{3e} S + Z_{3o} R) = 0$$

$$\Rightarrow \cot \theta_3 = 0, \quad \theta_3 = 90^\circ \quad (2-44)$$

由(2-43)及(2-44)，可知當 $\theta_1/2 = 90^\circ$ 或 $\theta_3 = 90^\circ$ 會在中心頻率產生零點。取

$\theta_1 = 90^\circ, \theta_3 = 30^\circ$ ，可同時在二倍頻諧波及三倍頻諧波產生抑制效果。

2-4 非共振節點所產生的零點

利用在輸出入級加上一個以四倍頻為中心頻率的四分之波長開路殘段 (Open Stub) 來產生零點以達到抑制四倍頻諧波的目的。由於開路殘段會在等效四分之波長的頻率處產生零點，而不會產生共振頻率且輸出入級耦合長度仍為中心頻率的四分之波長，所以加上此一開路殘段並不會影響原來濾波器的響應。此一結構即稱為非共振節點 (non-resonating node, NRN)。由於需要抑制的是四階頻諧波，所以開路殘段的長度為四倍頻的四分之波長，其零點位置可由：

$$Z_{21} = -jZ_0 \cot \beta_0 \ell = 0, \beta = \omega \sqrt{\epsilon_r} \sqrt{\mu_0 \epsilon_0}$$

其中 β_0 為相位常數， l 為耦合長度， ε_r 為介質的介電係數， ε_0 及 μ_0 為真空中的介電係數及磁導率。圖 2-13 為抑制四倍頻諧波的模擬電路圖。圖 2-14 為非共振節點對抑制四倍頻諧波的開路殘段長度對零點位置關係圖。模擬長度採用 $L_1 + L_r$ ，固定 L_1 長度為四分之波長，圖中顯示總長度為 $L_1 + L_r$ 中 L_r 長度變化結果。

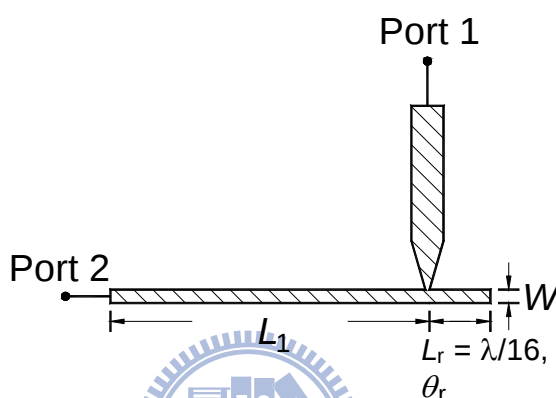


圖 2-13. 抑制四倍頻諧波所需開路殘段 L_r 長度模擬電路

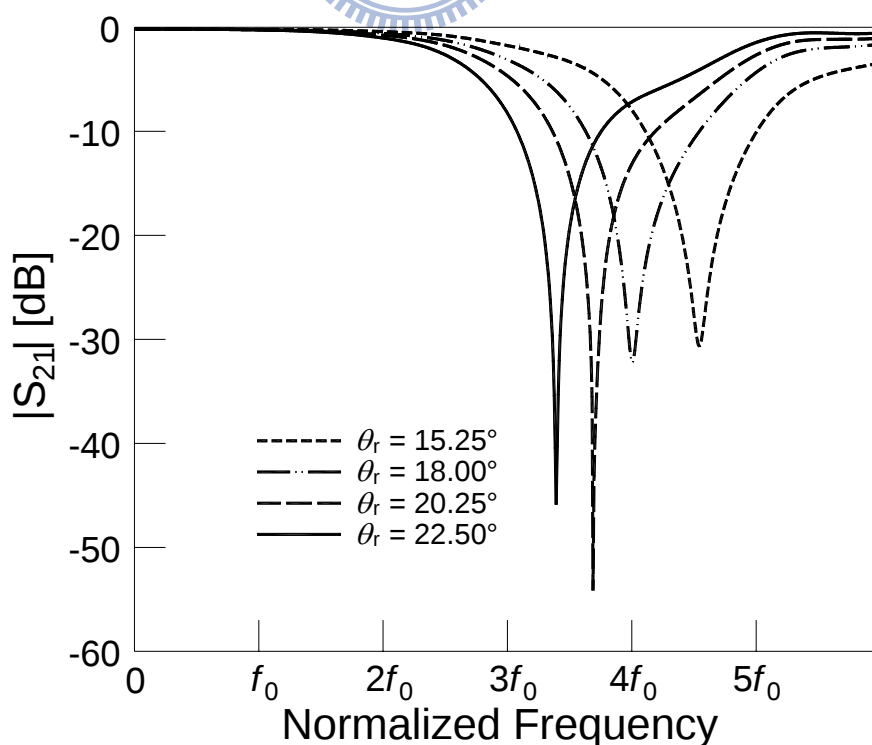


圖 2-14. 開路殘段 L_r 長度與四倍頻零點位置關係圖

圖 2-14 中當開路殘段 L_r 長度為四倍中心頻的四分之波長時，零點因為等效介電常數降低而移動到低頻，等效介電常數可由(2-45)得到。 θ_r 需乘上 $\sqrt{\varepsilon_e}/\sqrt{\varepsilon_r}$ 修正項使 $\theta_r < 22.5^\circ$ ，可以將微帶線的零點移到四倍頻位置。

$$\varepsilon_e = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \times \frac{1}{\sqrt{1 + 12h/W}} = 6.42 \quad (2-45)$$

$$\theta_r = 90^\circ = \beta \ell = \sqrt{\varepsilon_e} k_0 \ell$$

$$k_0 = \frac{2\pi f}{c} = 0.21 \text{mm}^{-1}$$

$$\ell = \frac{90^\circ (\pi/180^\circ)}{\sqrt{\varepsilon_e} k_0} = 2.96 \text{mm} \quad (2-46)$$

由本章所述的分析結果可知，利用不同的饋入方法的平行耦合線可以達到抑制高階諧波的目的，在第三章中會利用本章的設計方法來設計抑制高階諧波的濾波器。



第三章

濾波器設計與合成

本章說明如何利用一個半波長共振器設計濾波器，並能抑制高階諧波的目的。本章共設計四個濾波器，使用RT/Duroid 6010，介電常數 $\epsilon_r = 10.2$ ，基板厚度 $h = 1.27 \text{ mm}$ 當作板材。所設計的電路分為二種，一為同時抑制二倍頻諧波、三倍頻諧波的高階響應，另一為同時抑制二倍頻諧波、三倍頻諧波及四倍頻諧波的高階響應。

在設計擁有高階諧波抑制功能的濾波器時，需要使用較高的階數才能達成，本設計使用二分之波長共振器，利用不同結構的平行耦合線產生零點來達到抑制二倍頻諧波、三倍頻諧波及四倍頻諧波的高階響應，其中四分之波長平行耦合線用於抑制二倍頻諧波，十二分之波長同側饋入平行耦合線用於抑制三倍頻諧波，另外加上一個四分之波長的開路殘段抑制四倍頻諧波。由於輸出及輸入是採用 50Ω 分接線 (tapped-line)，所以在通帶左右會各產生一個傳輸零點，圖3-1為電路圖。在第二章已經分析過傳輸零點調整與耦合線的設計，本章將設計四個電路用以印證所提出的方法，為並在下一章提出IE3D模擬與實作電路所量測的結果比較。

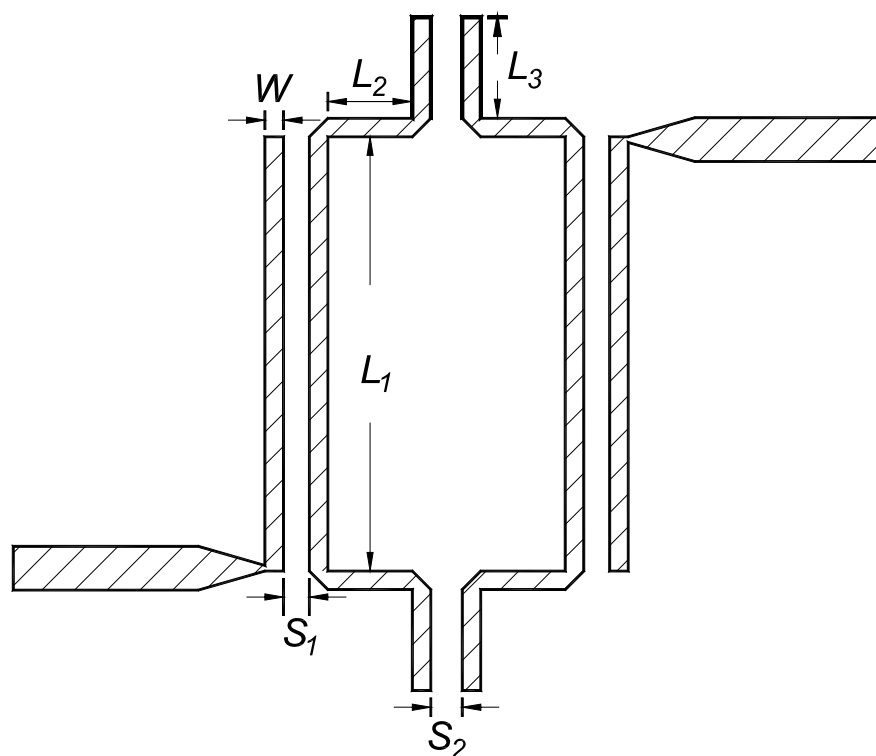


圖3-1. 抑制高階諧波濾波器電路圖

將二階低通原型參數 g_1 、 g_2 、 g_3 代入(3-1)及(3-2)計算耦合係數 K 值及外部品質因子 (External Q)。圖3-2、圖3-3為 K 值的模擬電路圖及與線寬線距的關係圖。由(3-1)計算出的耦合係數 K 值代到圖3-3中可得 $W/h = 0.4$ 時 $S/h = 0.155$ ，由於使用二組同側饋入耦合線，所以耦合線間距可放大到0.8mm。

$$K = \frac{\Delta}{\sqrt{g_1 g_2}} = 0.11047 \quad (3-1)$$

$$Q = \frac{g_0 g_1}{\Delta} = \frac{g_2 g_3}{\Delta} = 10.539 \quad (3-2)$$



圖 3-2. 耦合係數 K 模擬電路圖

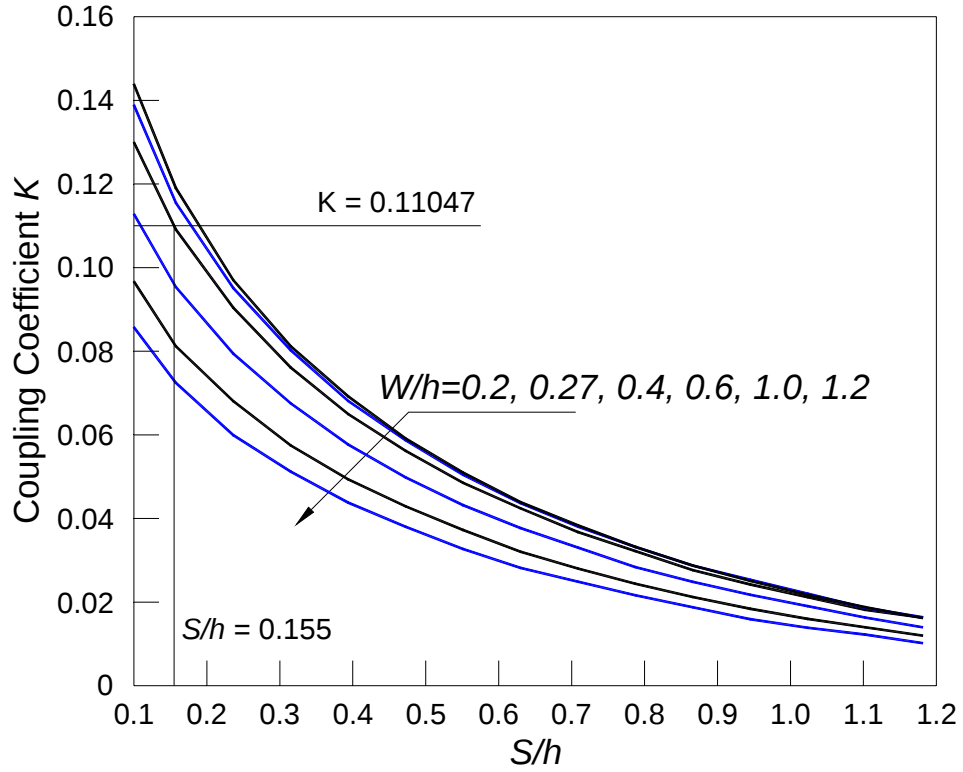


圖3-3. 線寬 W 及線距 S 對耦合係數 K 的關係圖

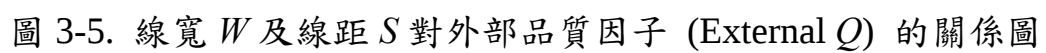
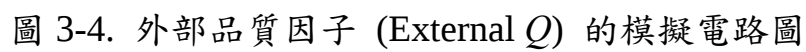
由[23]可知電路中的二個共振器為對稱且互為雙埠網路中的對稱埠，所以 Q 值為雙負載共振器(Doubly Loaded Resonator)的 Q 和單負載共振器(Singly Loaded Resonator)的 Q' 的關係為：

$$Q' = 2Q \quad (3-3)$$

其中外部品質因子 (External Q) 是利用圖3-4的電路模擬並計算 Y_{11} 的虛部代入(3-4)所算出。

$$Q = R \times \frac{\omega_0}{2} \times \frac{dB}{d\omega} \quad (3-4)$$

其中 $\frac{dB}{d\omega}$ 為 Y_{11} 虛部模擬值對頻率的微分， ω_0 為中心頻率， R 為輸入特性阻抗。由(3-2), (3-3)可得單負載共振器的 Q 值為21.078。圖3-5為線寬 W 及線距 S 對外部品質因子 (External Q) 的關係圖。



3-1 同時抑制二倍頻諧波、三倍頻諧波之設計

第一個濾波器設計為可抑制二倍頻諧波、三倍頻諧波的二階濾波器，中心頻率為2.5 GHz，比例頻寬為8 %，0.1 dB 柴比雪夫響應的二階濾波器，此電路有三組耦合線，且有傳輸零點位於通帶兩側。將中心頻率2.5 GHz，比例頻寬8%，介電常數 $\epsilon_r = 10.2$ ，可由 K 值與線寬線距的模擬得到符合的 W 、 S ，但是若要符合(3-1)耦合係數 $K = 0.11047$ ，使用特性阻抗為 70Ω ($W/h = 0.4$)時，線寬 $W = 0.5 \text{ mm}$ 可得所需的線距 $S = 0.1905 \text{ mm}$ 。雖然有很多的電路尺寸可以達到相符的耦合係數，但是為了能同時滿足耦合係數及外部品質因子，且為了縮小電路尺寸，本設計採用二組耦合線，如此可將線距放大到0.8 mm，經由微調可得到同側饋入耦合線的 W 、 S_2 為 $W = 0.5 \text{ mm}$ 、 $S_2 = 0.85 \text{ mm}$ ，利用圖2-10可得 $L_3 = 2.7222 \text{ mm}$ 。

由(3-3)可知外部品質因子 (External Q) = 21.078，利用圖3-5可由 Q 值與線寬線距的關係圖，找出相對應的 $S_1 = 0.7 \text{ mm}$ ，由(2-46)可算出四分之波長耦合線 $L_1 = 11.84 \text{ mm}$ ， 15° 傳輸線 $L_2 = 1.973 \text{ mm}$ 。

由於需要使用四分之波長耦合線抑制二倍頻諧波，所以輸出入饋入線必需放在耦合線的端點位置。依照計算出的電路尺寸帶入IE3D模擬，經微調可得各耦合線的長度為 $L_1 = 11.707 \text{ mm}$ 、 $L_3 = 2.7222 \text{ mm}$ 及傳輸線長度 $L_2 = 2.2816 \text{ mm}$ 。通帶內的插入損耗為1.22 dB，最小反射損耗約14 dB，-30 dB 上截止帶可達 $3.73f_0$ (9.33 GHz)。

3-2 同時抑制二倍頻諧波、三倍頻諧波及四倍頻諧波之設計

在3-1節所設計的濾波器電路雖然可以有效的抑制二倍頻諧波、三倍頻諧波，但是在實際應用上還是需要更寬的上截止帶。本節利用第二章所提出的方法，增加四倍頻零點，設計可以抑制二倍頻諧波、三倍頻諧波及四倍頻諧波的濾波器，設計流程如下。

3-2-1 加上開路殘段抑制四階諧波

由於在第一個電路架構下，濾波器只能抑制二倍頻諧波、三倍頻諧波，考慮四倍頻諧波響應抑制方法，使用開路殘段為最簡單的抑制結構。雖然開路殘段需使用四分之波長產生零點，但是由於需要抑制的為四倍頻諧波，頻率較高所以需要的長度也就不會太長，而且若加在輸出端也不會因為長度增加而達到與中心頻率的共振條件。所以在輸出端加上一個開路殘段來抑制四倍頻諧波以形成非共振節點，產生零點所需的長度 L_r 可由(2-45), (2-46)及圖2-14計算得知 $L_r = 2.348 \text{ mm}$ ，經微調可得 $L_r = 2.2341 \text{ mm}$ 。其餘的電路尺寸和電路一相同，可利用(3-1)~(3-3)與圖3-2、圖3-4的 K 值和外部品質因子 (External Q) 值的設計圖表得到電路尺寸如下：線寬 $W = 0.5 \text{ mm}$ 、線距 $S_1 = 0.7 \text{ mm}$ 、 $S_2 = 0.85 \text{ mm}$ 以及各耦合線長度 $L_1 = 11.707 \text{ mm}$ 、 $L_3 = 2.7222 \text{ mm}$ 及傳輸線的長度 $L_2 = 2.2816 \text{ mm}$ 。濾波器通帶內的插入損耗為1.23 dB，最小反射損耗約14 dB，-26.5 dB上截止帶約可達 $4.63f_0$ (11.57 GHz)。

3-2-2 含開路殘段的斜對稱電路

根據電路一、電路二的電路結構，可以發現電路一雖然是一個斜對稱電路，但是只能抑制二倍頻諧波、三倍頻諧波響應，而電路二雖然可以同時抑制二倍頻諧波、三倍頻諧波及四倍頻諧波響應，但是電路結構卻不對稱。由於使用對稱電路可以利用奇模偶模分析法加以分析，所以將開路殘段加在輸出輸入端，如此電路結構即成為斜對稱電路，並且由(2-24)、(2-29)可知零點產生條件，同樣可以抑制二倍頻諧波、三倍頻諧波及四倍頻諧波響應。利用(3-1)~(3-3)及使用圖3-2及圖3-4的 K 值和外部品質因子 (External Q) 值的設計圖表來得到電路尺寸，並作微調可得線寬 $W = 0.5 \text{ mm}$ 、線距 $S_1 = 0.85 \text{ mm}$ 、 $S_2 = 0.85 \text{ mm}$ 以及 $L_r = 2.417 \text{ mm}$ ，各耦合線的長度為 $L_1 = 10.907 \text{ mm}$ 、 $L_3 = 3.0222 \text{ mm}$ 及傳輸線長度 $L_2 = 2.2816 \text{ mm}$ 。通帶內通帶的插入損耗為1.09 dB，最小反射損耗約16.5 dB，-28 dB 上截止帶約可達 $4.72f_0$ (11.81 GHz)。

3-2-3 含開路殘段的對稱電路

由於對稱輸出入結構分為二種，一為電路三的斜對稱電路，二為對稱電路。由第二章(2-39)及(2-40)可知斜對稱電路和對稱電路於零點產生條件上相同，所以在此電路中對於抑制二倍頻諧波、三倍頻諧波及四倍頻諧波響應也有相同的效果。根據電路三的電路尺寸，將饋入點移至與輸出端同側，利用(3-1)~(3-3)及使用圖3-2及圖3-4的 K 值和外部品質因子 (External Q) 值

的設計圖表來得到電路尺寸，並作微調可得線寬 $W = 0.5\text{ mm}$ 、線距 $S_1 = 0.85\text{ mm}$ 、 $S_2 = 0.85\text{ mm}$ 以及 $L_r = 2.417\text{ mm}$ ，各耦合線的長度為 $L_1 = 10.907\text{ mm}$ 、 $L_3 = 3.0222\text{ mm}$ 及傳輸線長度 $L_2 = 2.2816\text{ mm}$ 。通帶內通帶的插入損耗為1.1 dB，最小反射損耗約16.4 dB，-25 dB 上截止帶約可達 $4.75f_0$ (11.88 GHz)。



第四章

電路模擬與量測結果

設計的步驟與合成的方法已於第三章詳細介紹，本章將對電路模擬及實作量測做討論。利用 IE3D 作為模擬軟體，而模擬的中心頻率定為 2.5 GHz、比例頻寬為 8 %、0.1 dB 二階柴比雪夫響應的帶通濾波器，輸出入饋入線的特性阻抗為 $50\ \Omega$ 。實作方面，基板採用為 RT/Duroid 6010，介電係數為 $\epsilon_r = 10.2$ ，介質厚度 $h = 1.27\text{ mm}$ ，使用量測的儀器為 HP8720D 網路分析儀。最後，比較各個電路之響應與模擬的結果。



4-1 抑制二倍頻諧波、三倍頻諧波濾波器(電路一)

根據3-1節的設計方法，設計第一個電路同時抑制二倍頻諧波、三倍頻諧波，中心頻率為2.5 GHz，比例頻寬為8 %，0.1 dB 柴比雪夫響應的二階濾波器，利用介電係數為 $\epsilon_r = 10.2$ 的板材實作。表4-1為0.1 dB 柴此雪夫低階原型電路參數值。此電路共有三組耦合線，依照前二章的理論及設計步驟，可以得到一組二階的濾波器參數。第一組和最後一組使用四分之波長平行耦合線技術來抑制二倍頻諧波，第二組的同側饋入平行耦合線則使用十二分之波長做耦合，以抑制三倍頻諧波。此電路在二倍頻諧波的抑制可以達到-30 dB、在三倍頻諧波的抑制亦可達-30 dB，通帶的插入損耗為1.23

dB，最小反射損耗約14 dB，-30 dB 上截止帶可達 $3.73f_0$ (9.33 GHz)。表4-2

為電路的參數值，圖4-1(a)為電路圖，圖4-1(b)為電路的模擬與量測的比較，

並且與傳統帶通濾波器響應做比較，圖4-1(c)為電路的照片。

表 4-1. 0.1dB 漣波柴比雪夫低通原型參數($g_0 = 1, \Omega_c = 1$)

N	g_1	g_2	g_3	g_4	g_5	g_6
1	0.3052	1.0				
2	0.8431	0.6220	1.3554			
3	1.0316	1.1474	1.0316	1.0		
4	1.1088	1.3062	1.7704	0.8181	1.3554	
5	1.1468	1.3712	1.9750	1.3712	1.1468	1.0

表 4-2. 抑制二倍頻諧波、三倍頻諧波及四倍頻諧波二階濾波器電路尺寸(電

路一～四)

$N = 2, f_c = 2.5 \text{ GHz}, BW = 8 \%, 0.1 \text{ dB}$ 柴比雪夫響應

電路	K	Q	W (mm)	L_1 (mm)	S_1 (mm)	L_2 (mm)	S_2 (mm)	L_3 (mm)	L_r (mm)
一	0.11047	10.539	0.5	11.707	0.7	2.2816	0.85	2.7222	×
二	0.11047	10.539	0.5	11.707	0.7	2.2816	0.85	2.7222	2.2341
三	0.11047	10.539	0.5	10.907	0.85	2.2816	0.85	3.0222	2.417
四	0.11047	10.539	0.5	10.907	0.85	2.2816	0.85	3.0222	2.417

4-2 抑制二倍頻諧波、三倍頻諧波及四倍頻諧波濾波器

根據 3-2 節所設計的二階濾波器，利用介電係數為 $\epsilon_r = 10.2$ 的板材實作，其實作電路及其量測結果如下。

4-2-1 含開路殘段的非對稱濾波器(電路二)

第二個電路設計為同時抑制二倍頻諧波、三倍頻諧波及四倍頻諧波，中心頻率為 2.5 GHz，比例頻寬為 8%，0.1 dB 柴比雪夫響應的二階濾波器。耦合線部份和電路一設計相同，前後二組耦合線使用四分之波長平行耦合線來抑制二倍頻諧波，中間則使用十二分之波長的同側饋入平行耦合線來抑制三倍頻諧波，最後在輸出級加上一開路殘段，用以抑制四倍頻諧波。此電路在二倍頻諧波的抑制可以達到 -28 dB、在三倍頻諧波的抑制可達 -30 dB、在四倍頻諧波的抑制可達 -28 dB，通帶的插入損耗為 1.23 dB，最小反射損耗約 14 dB，-26.5 dB 上截止帶約可達 $4.63f_0$ (11.57 GHz)。表 4-2 為電路的參數值，圖 4-2(a) 為電路圖，圖 4-2(b) 為電路的模擬與量測的比較，圖 4-2(c) 為電路的照片。

4-2-2 含開路殘段的斜對稱濾波器(電路三)

第三個電路設計也是同時抑制二倍頻諧波、三倍頻諧波及四倍頻諧波，由於電路二並非對稱，所以在輸出入級分別加上開路殘段，使得電路變得

完全對稱且輸出入級饋入方式為斜對稱。中心頻率為2.5 GHz，比例頻寬為8%，0.1 dB 柴比雪夫響應的二階濾波器。結構和之前一樣使用四分之波長平行耦合線來抑制二倍頻諧波，中間則使用十二分之波長同側饋入平行耦合線來抑制三倍頻諧波，最後在輸出入端各加上一四分之波長的開路殘段，用以抑制四倍頻諧波。此電路二倍頻諧波的抑制可以達到-28 dB、三倍頻諧波的抑制可達-30 dB、四倍頻諧波的抑制可達-28 dB，通帶的插入損耗為1.09 dB，最小反射損耗約16.5 dB，-28 dB上截止帶約可達 $4.72f_0$ (11.81 GHz)。表4-2為電路的參數值，圖4-3(a)為電路圖，圖4-3(b)為電路的模擬與量測的比較，圖4-3(c)為電路的照片。

4-2-3 含開路殘段的對稱濾波器(電路四)

根據第三章中所提到的輸出入饋入線的設計，第四個電路則是根據電路三，改變輸出入饋入位置為同側對稱饋入，同樣也可以抑制二倍頻諧波、三倍頻諧波及四倍頻諧波，中心頻率為2.5 GHz，比例頻寬為8%，0.1 dB 柴比雪夫響應的二階濾波器。同樣採用四分之波長平行耦合線來抑制二倍頻諧波，中間使用十二分之波長的同側饋入平行耦合線來抑制三倍頻諧波，最後在輸出入端各加上一四分之波長的開路殘段，用以抑制四倍頻諧波。此電路二倍頻諧波的抑制可以達到-28 dB、三倍頻諧波的抑制可達-30 dB、四倍頻諧波的抑制可達-28 dB，通帶的插入損耗為1.1 dB，最小反射損耗約16.4 dB，-25 dB上截止帶約可達 $4.75f_0$ (11.88 GHz)。表4-2為電路的參數值。

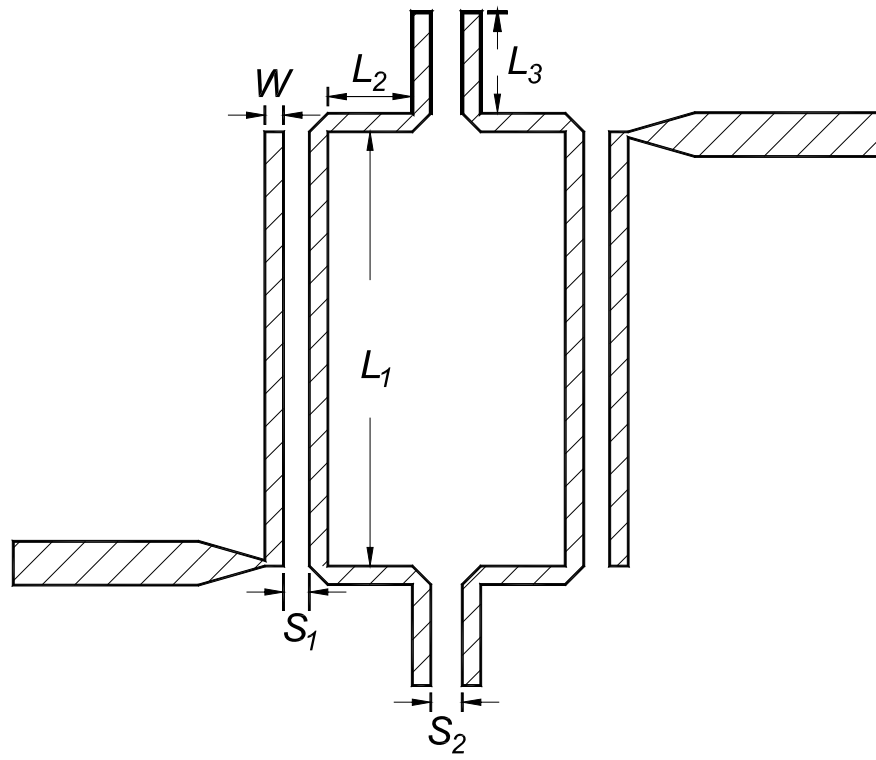
圖4-4(a)為電路圖，圖4-4(b)為電路的模擬與量測的比較，並且與傳統帶通濾波器響應做比較，圖4-4(c)為電路的照片。

4-3 模擬與量測結果

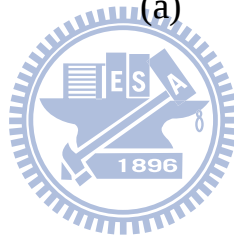
本章中量測了四個二階濾波器，量測與模擬結果整理如表 4-3。從量測結果可以發現和模擬結果非常相近。

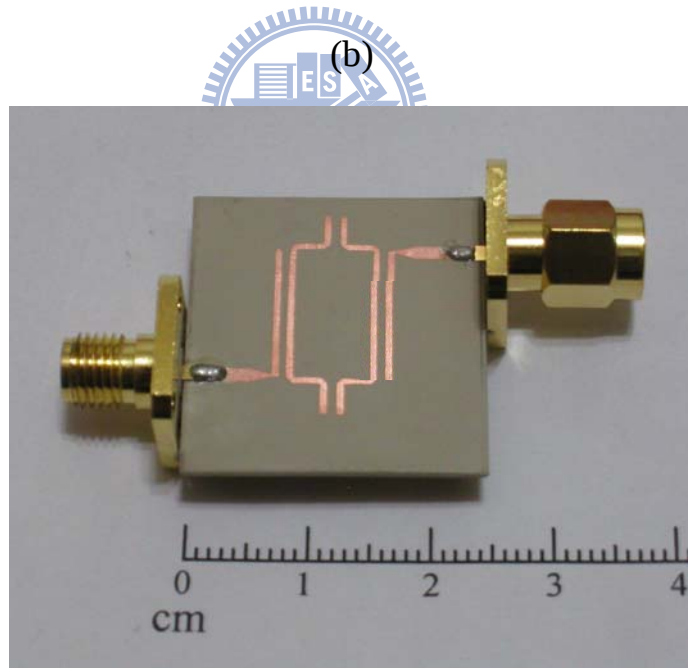
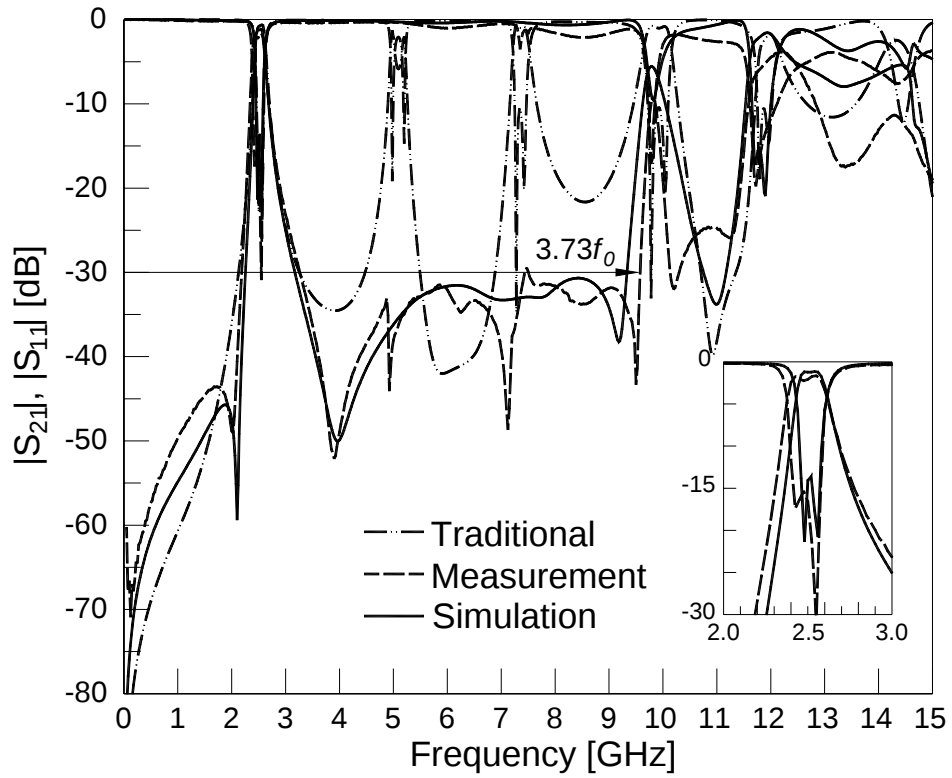
表 4-3. 二階柴比雪夫濾波器模擬與量測

Type		f_c (GHz)	BW	$f_{left-zero}$ (GHz)	$f_{right-zero}$ (GHz)	Harmonic Suppression (dB)		
						$2f_0$	$3f_0$	$4f_0$
1	Simulation	2.5	8	2.1	3.96	-36.1862	-32.9244	×
	Measurement	2.45	8.1	2.025	3.925	-38.05	-29.89	×
2	Simulation	2.5	8	2.1	3.92	-48.2879	-31.114	-23.1352
	Measurement	2.5	8.05	2.05	3.825	-41.992	-31.86	-37.21
3	Simulation	2.5	8	2.16	3.75	-30.0506	-28.4441	-34.9513
	Measurement	2.55	8.2	2.1	3.675	-39.91	-37.36	-37.83
4	Simulation	2.5	8	1.1 2.14	3.66	-29.3087	-29.4892	-36.9737
	Measurement	2.5	8.1	1.475 2.025	3.725	-29.80	-54.86	-31.56



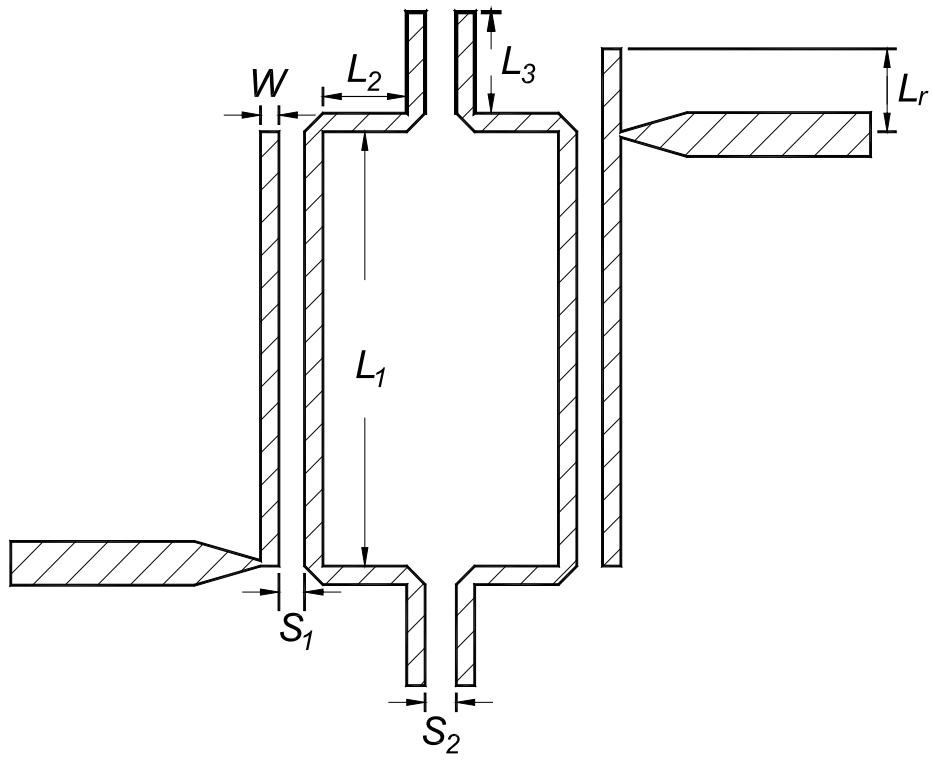
(a)



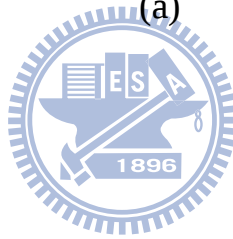


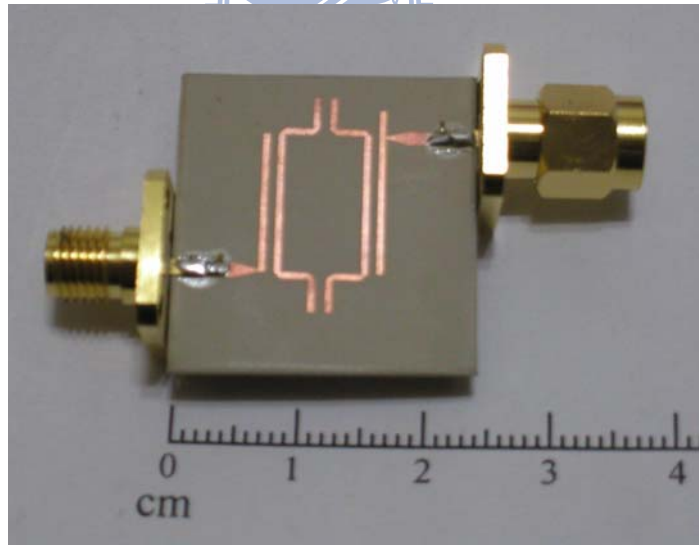
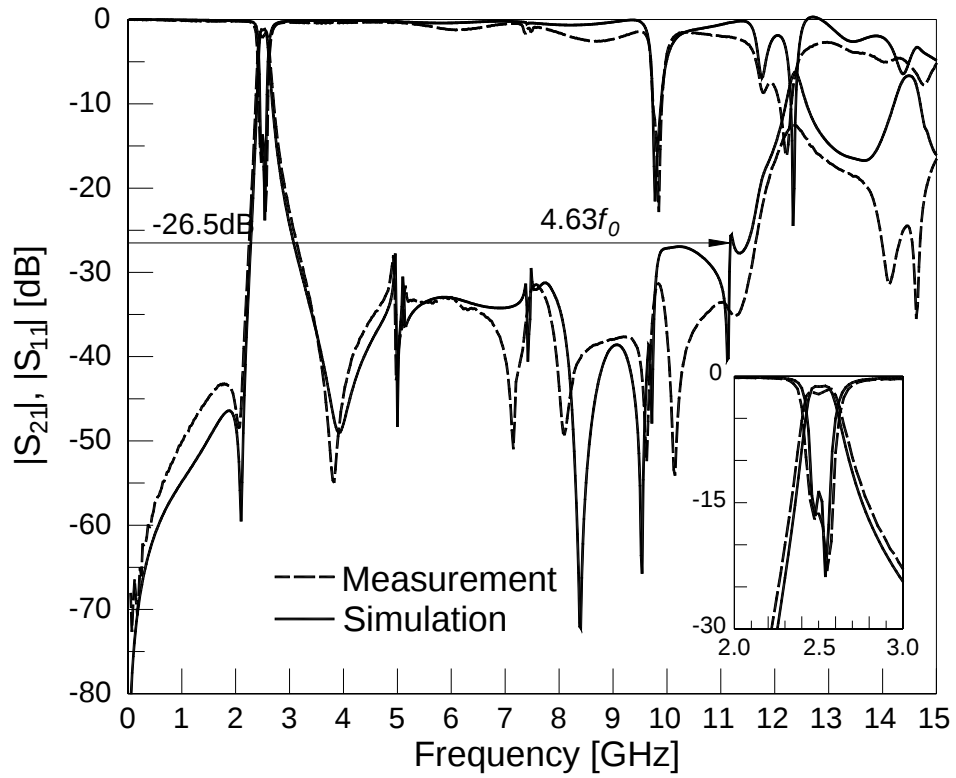
(c)

圖 4-1. (電路一)抑制二倍頻諧波、三倍頻諧波的二階濾波器電路 (a)電路尺寸圖： $W = 0.5 \text{ mm}$, $L_1 = 11.707 \text{ mm}$, $L_2 = 2.2816 \text{ mm}$, $L_3 = 2.7222 \text{ mm}$, $S_1 = 0.7 \text{ mm}$, $S_2 = 0.85 \text{ mm}$ (b)模擬與量測結果 (c)電路照片



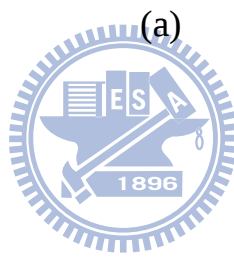
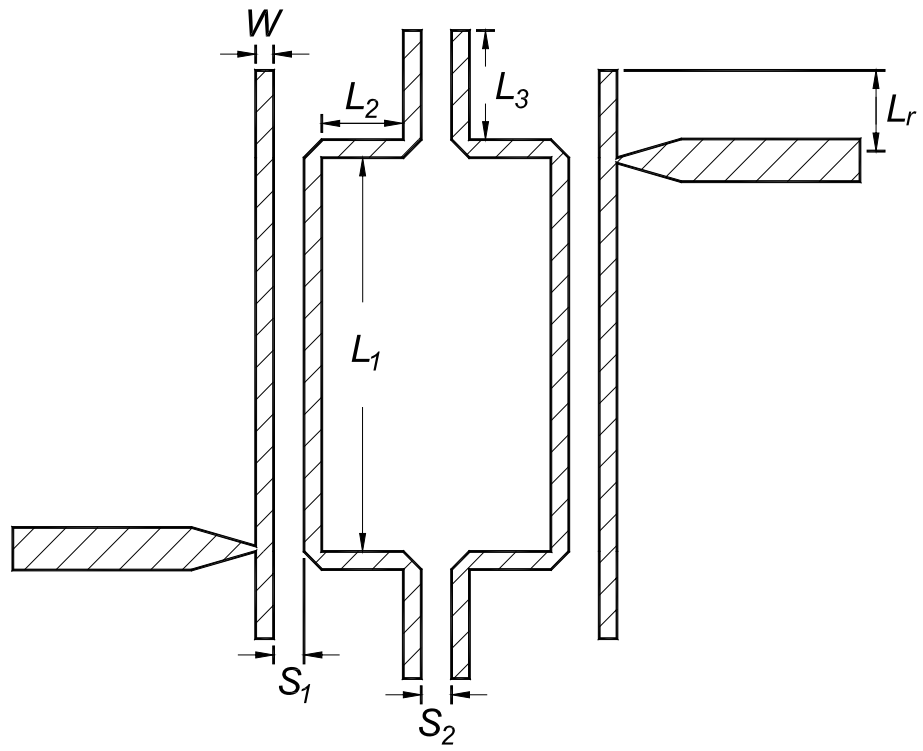
(a)

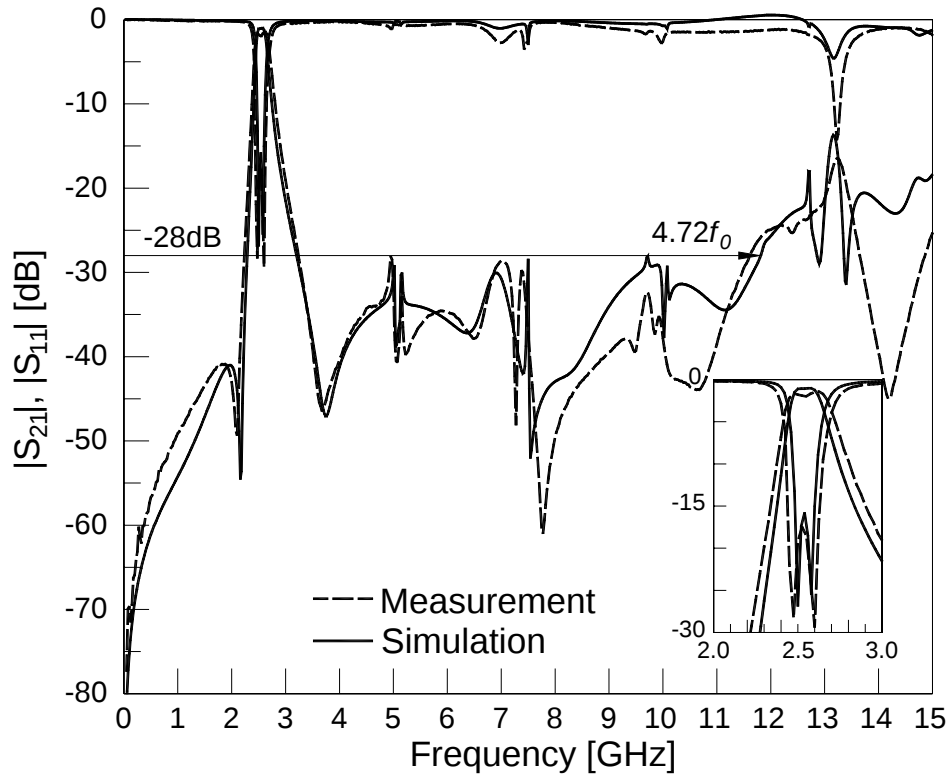




(c)

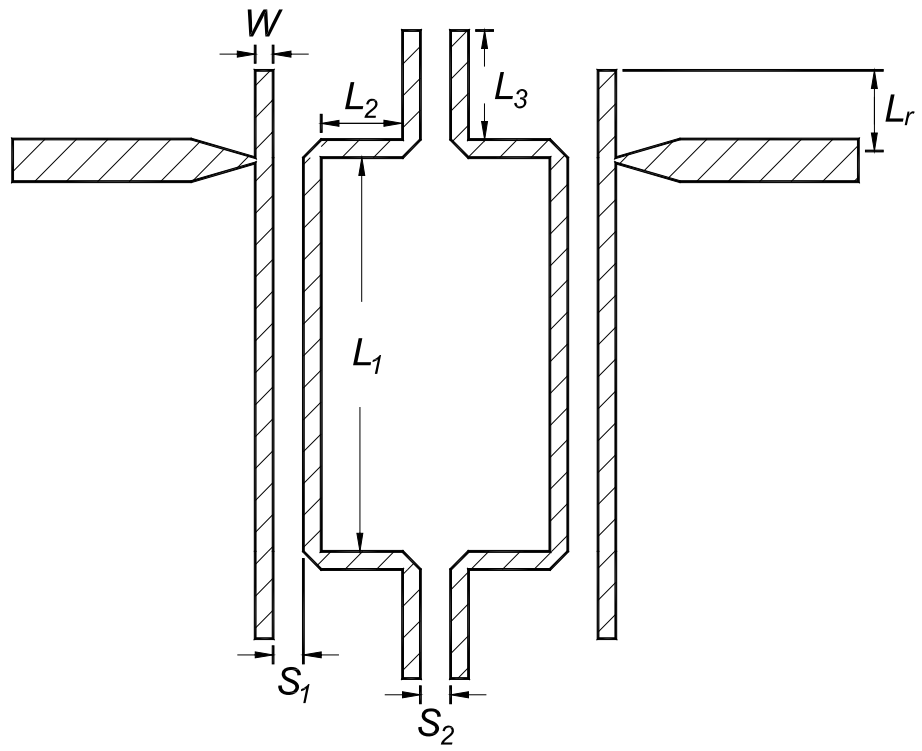
圖 4-2. (電路二)抑制二倍頻諧波、三倍頻諧波及四倍頻諧波的二階濾波器電路 (a)電路尺寸圖： $W = 0.5 \text{ mm}$, $L_1 = 11.707 \text{ mm}$, $L_2 = 2.2816 \text{ mm}$, $L_3 = 2.7222 \text{ mm}$, $S_1 = 0.7 \text{ mm}$, $S_2 = 0.85 \text{ mm}$, $L_r = 2.2341 \text{ mm}$ (b)模擬與量測結果 (c)電路照片



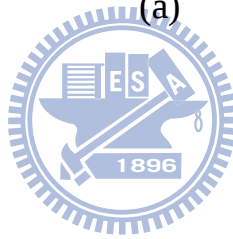


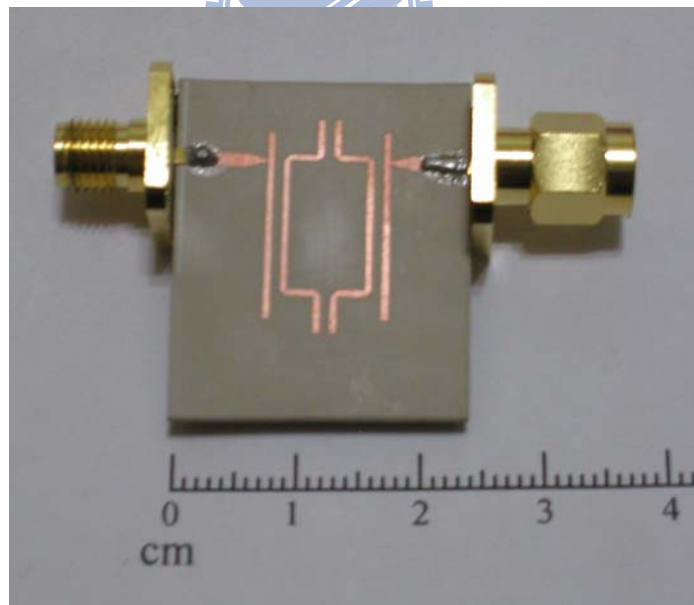
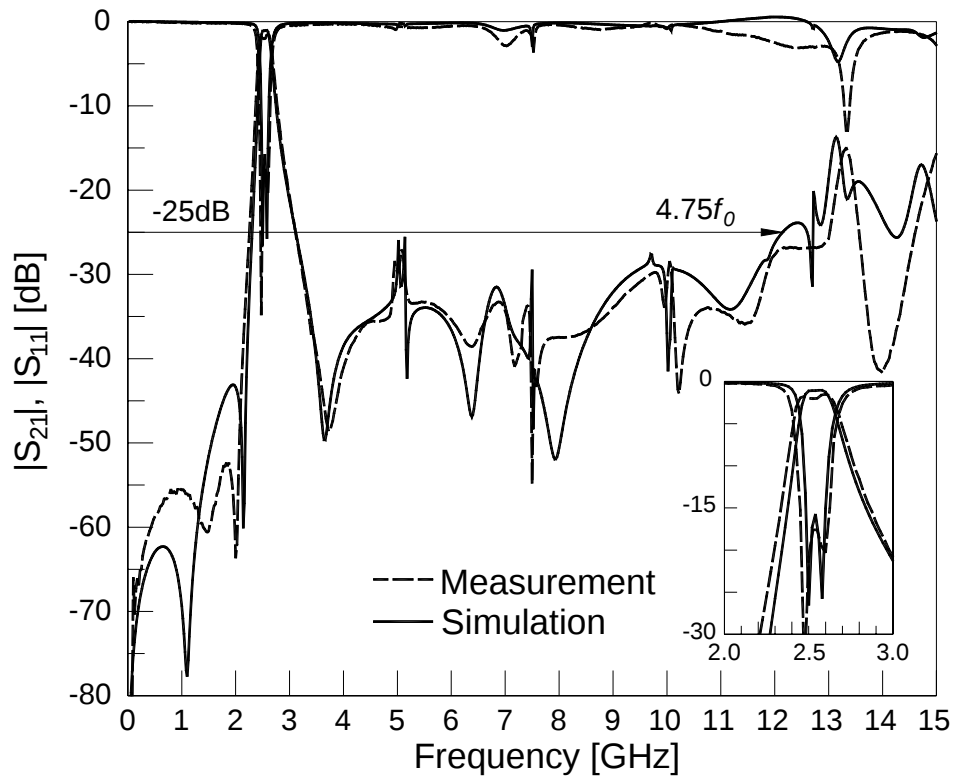
(c)

圖 4-3. (電路三)抑制二倍頻諧波、三倍頻諧波及四倍頻諧波的二階濾波器電路 (a)電路尺寸圖： $W = 0.5 \text{ mm}$, $L_1 = 10.907 \text{ mm}$, $L_2 = 2.2816 \text{ mm}$, $L_3 = 3.0222 \text{ mm}$, $S_1 = 0.85 \text{ mm}$, $S_2 = 0.85 \text{ mm}$, $L_r = 2.417 \text{ mm}$ (b)模擬與量測結果 (c)電路照片



(a)





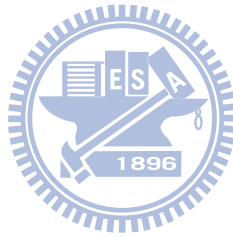
(c)

圖 4-4. (電路四)抑制二倍頻諧波、三倍頻諧波及四倍頻諧波的二階濾波器電路 (a)電路尺寸圖： $W = 0.5 \text{ mm}$, $L_1 = 10.907 \text{ mm}$, $L_2 = 2.2816 \text{ mm}$, $L_3 = 3.0222 \text{ mm}$, $S_1 = 0.85 \text{ mm}$, $S_2 = 0.85 \text{ mm}$, $L_r = 2.417 \text{ mm}$ (b)模擬與量測結果 (c)電路照片

第五章

結論

本篇論文提出新型的二階微帶線濾波器利用不同的耦合結構，可以達到抑制二倍頻諧波及三倍頻諧波的目的。對於第四倍頻諧波的抑制，則採用在輸出入級加上開路殘段抑制，並且採用輸出入級饋入點的方式在通帶二側產生零點。如此便可達到以低階數濾波器抑制高階諧波的目的。依照此設計步驟完成電路實作，由量測結果得知模擬與量測相當符合。



參考文獻

- [1] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, 2nd ed. New York: Wiley, 1998.
- [2] M. Jiang, M.-H. Wu, and J.-T. Kuo, "Parallel-coupled microstrip filters with over-coupled stages for multispurious suppression," in *2005 IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig.*, pp. 687-690, Jun. 2005.
- [3] J.-T. Kuo, S.-P. Chen, and M. Jiang, "Parallel-coupled microstrip filters with over-coupled end stages for suppression of spurious responses," *IEEE Microw. Wireless Comp. Lett.*, vol. 13, no. 10, pp. 440-442, Oct. 2003.
- [4] J.-T. Kuo, W.-H. Hsu, and W.-T. Huang, "Parallel-coupled microstrip filters with suppression of harmonic response," *IEEE Microw. Wireless Comp. Lett.*, vol. 12, no. 10, pp. 383-385, Oct. 2002.
- [5] S. Sun and L. Zhu, "Periodically non-uniform coupled microstrip-line filters with harmonics suppression using transmission zero reallocation," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 53, no. 5, pp. 1817-1822, May 2005.
- [6] T. Lopetegi, M.A.G. Laso, F. Falcone, F. Martin, J. Bonache, J. Garcia, L. Perez-Cuevas, M. Sorolla, and M. Guglielmi, "Microstrip "wiggly-line" bandpass filters with multispurious rejection," *IEEE Microw. Wireless Comp. Lett.*, vol. 14, no. 11, pp. 531-533, Nov. 2004.
- [7] J.-T. Kuo, M. Jiang, and H.-J. Chang, "Design of parallel-coupled microstrip filters with suppression of spurious resonances using substrate suspension," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 52, no. 1, pp. 83-89, Jan. 2004.
- [8] W.-M. Fathelbab and M.-B. Steer, "Parallel-coupled line filters with enhanced stopband performances," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 53, no. 12, pp. 3774-3781, Dec. 2005.
- [9] J.-T. Kuo, and E. Shih, "Microstrip stepped impedance resonator bandpass filter with an extended optimal rejection bandwidth," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 51, no. 5, pp. 1554-1559, May 2003.

- [10]C.-L. Hsu, and J.-T. Kuo, "A two-stage SIR bandpass filter with an ultra-wide upper rejection band," *IEEE Microw. Wireless Comp. Lett.*, vol. 17, no. 1, pp. 34-36, Jan. 2007.
- [11]C.-F. Chen, T.-Y. Huang, and R.-B. Wu, "Design of microstrip bandpass filters with multi-order spurious-mode suppression," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 53, no. 12, pp. 3788-3793, Dec. 2005.
- [12]H.-M. Lee, and C.-M. Tsai, "Improved coupled-microstrip filter design using effective even-mode and odd-mode characteristic impedances," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 53, no. 9, pp. 2812-2818, Sep. 2005.
- [13]C.-M. Tsai, S.-Y. Lee, and H.-M. Lee, "Transmission-line filters with capacitively loaded coupled lines," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 51, no. 5, pp. 1517-1524, May 2003.
- [14]J.-S. Wong, "Microstrip tapped-line filter design" *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 27, no. 1, pp. 44-50, Jan. 1979
- [15]S.-Y. Lee, and C.-M. Tsai, "New cross-coupled filter design using improved hairpin resonators," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 48, no. 12, pp. 2482-2490, Dec. 2000.
- [16]L.-H. Hsieh, and K. Chang, "Tunable microstrip bandpass filters with two transmission zeros," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 51, no. 2, pp. 520-525, Feb. 2003.
- [17]S. Amari, U. Rosenberg, and J. Bornemann, "Singlets, cascaded singlets, and the nonresonating node model for advanced modular design of elliptic filters," *IEEE Microw. Wireless Comp. Lett.*, vol. 14, no. 5, pp. 237-239, May 2004.
- [18]S. Amari, and G. Macchiarella, "Synthesis of inline filters with arbitrarily placed attenuation poles by using nonresonating nodes," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 53, no. 10, pp. 3075-3081, Oct. 2005.

- [19]S. Amari, and U. Rosenberg, “New in-line dual- and triple-mode cavity filters with nonresonating nodes,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 53, no. 4, pp. 1272-1279, Apr. 2005.
- [20]S. Amari, U. Rosenberg, and R. Wu, “In-line pseudoelliptic band-reject filters with nonresonating nodes and/or phase shifts,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 54, no. 1, pp. 428-436, Jan. 2006.
- [21]S. Cogollos, R.-J. Cameron, R.-R. Mansour, M. Yu, and V.-E. Boria, “Synthesis and design procedure for high performance waveguide filters based on nonresonating nodes,” in 2007 *IEEE MTT-S Int. Microw. Symp.*, pp. 1297-1300, Jun. 2007.
- [22]R. Wu, S. Amari, and U. Rosenberg, “Cross-coupled microstrip band reject filters with non-resonating nodes,” *IEEE Microw. Wireless Comp. Lett.*, vol. 15, no. 9, pp. 585-587, Sep. 2005.
- [23]Hong J.S. and Lancaster M. J., *Microstrip Filters for RF/Microwave Applications*, John Wiley & Sons, Inc. 2001.
- [24]Zeland Software Inc., *IE3D simulator*, Jan. 1997.

作者簡介

姓 名：王仲培 (Chung-Pei Wang)

姓 別：男

出生年月日：民國65(1976)年2月27日

出 生 地：台灣新竹

學 歷：私立逢甲大學電子工程系(83.9~88.6)

國立交通大學電機學院 電信學程碩士班(93.9~97.6)

