



第三章 共面波導濾波器設計與模擬

在通訊系統中，微波(Microwave)電路的操作頻率在 300 MHz 到 300 GHz 之間，此頻段訊號是波長很短的電磁波，能量也比較強。因此有許多高頻特性會影響到電路正常的運作，例如材料的頻散效應(Dispersion Effect)、金屬的集膚效應(Skin effect)、及電路中的寄生雜散效應(Stray effect)。另一方面，利用共面波導傳輸線設計的微波電路，其等效的電阻、電感、電導和電容並不是固定值，皆會隨頻率變化而改變，因此求解電磁場是一件困難而且費時的工作，所以本文使用高頻電磁軟體模擬共面波導濾波器的高頻特性。

本文使用 Ansoft HFSS 與 Sonnet 作為電腦輔助設計工具，Ansoft HFSS 屬於 3D 高頻結構電磁模擬軟體，其使用的數值方法是”有限元素法(Finite element method, FEM)”，此方法是將電路結構切割成有限小的網格(Mesh)，切割完成後再進行全波(Full-wave)電磁模擬，其優點是可以準確預測微波電路的高頻特性，如不連續截面造成的寄生電感與電容效應。Ansoft HFSS 可以模擬的微波電路結構包括天線結構、微波發射器，微帶傳輸線，波導元件等。

另外一套電磁模擬軟體 Sonnet 是屬於 2.5D 平面高頻電磁軟體，其使用的數值方法是”動差法(method of moment, MOM)”，此軟體的優點是邊界條件(Boundary condition)設定簡單。因此本文使用 Ansoft HFSS 和 Sonnet 模擬共面波導濾波器，藉以驗證低通濾波器的截止頻率是否符合要求。

下一節將介紹本文設計的共面波導低通濾波器，並且使用高頻電磁模擬軟體，模擬共面波導低通濾波器的散射參數特性，另外也針對金屬厚度對濾波器散射參數的影響作探討。

3.1. 共面波導低通濾波器設計

經由上一章介紹的集總式元件電路設計和共面波導濾波器特性，本節將針對微小化共面波導濾波器的設計作介紹，微波濾波器的設計流程可以歸納為下列四點：

- (1) 依據給定的濾波器規格，如濾波器響應的型式與階數，利用植入損失法可設計低通濾波器的原型電路。
- (2) 依據步階阻抗式傳輸線設計原理，決定傳輸線的特性阻抗與各段短路或開路截線的幾何尺寸。
- (3) 使用全波電磁模擬軟體，適當調整截線的寬度與長度，使共面波導濾波器的散射參數(S-parameters)，趨近於集總元件電路的散射參數響應。
- (4) 使用全波電磁模擬軟體(Sonnet、Ansoft HFSS)模擬傳輸線濾波器電路，可將結構產生的高頻寄生效應一併模擬計算。

本文根據 2.2.節的集總式元件電路理論，設計 5 階 Butterworth 低通濾波器，其截止頻率為 4 GHz，表 3.1 為微小化濾波器的設計規格，圖 3.1 為低通濾波器的集總元件電路圖。各元件的電容與電感值分別為 $C_1=C_3=491\text{fF}$ ， $C_2=1.59\text{pF}$ ， $L_1=L_2=3.22\text{nH}$ 。

表 3.1 微小化濾波器規格

低通濾波器規格	
階數	5
濾波器型式	低通
濾波器響應型式	Butterworth
截止頻率	4 GHz
插入損失	< 1dB

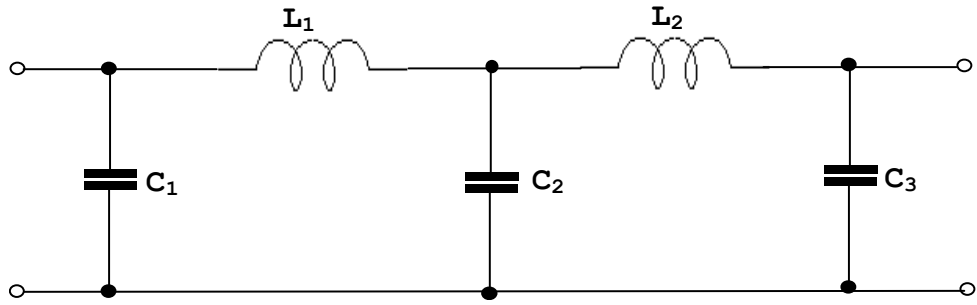


圖 3.1 5 階 Butterworth 低通濾波器集總元件電路[19]

由於使用集總元件實現此濾波器電路的電容與電感值是很困難的，所以利用步階阻抗(steped-impedance)傳輸線實現此低通濾波器，步階阻抗傳輸線除了應用在微帶線濾波器設計，同樣也可以應用在共面波導濾波器設計，圖 3.2 為步階阻抗式共面波導低通濾波器示意圖，其線路面積為 $24.6 \times 11.6 \text{ mm}^2$ ，圖 3.3 為 Sonnet 模擬步階阻抗低通濾波器的散射參數，其截止頻率為 3.8 GHz，由圖 3.3 可知步階阻抗式共面波導低通濾波器在兩倍截止頻率會有一通帶區，此外，由於步階阻抗式共面波導濾波器的面積仍太大，因此必須進一步縮小此濾波器面積。

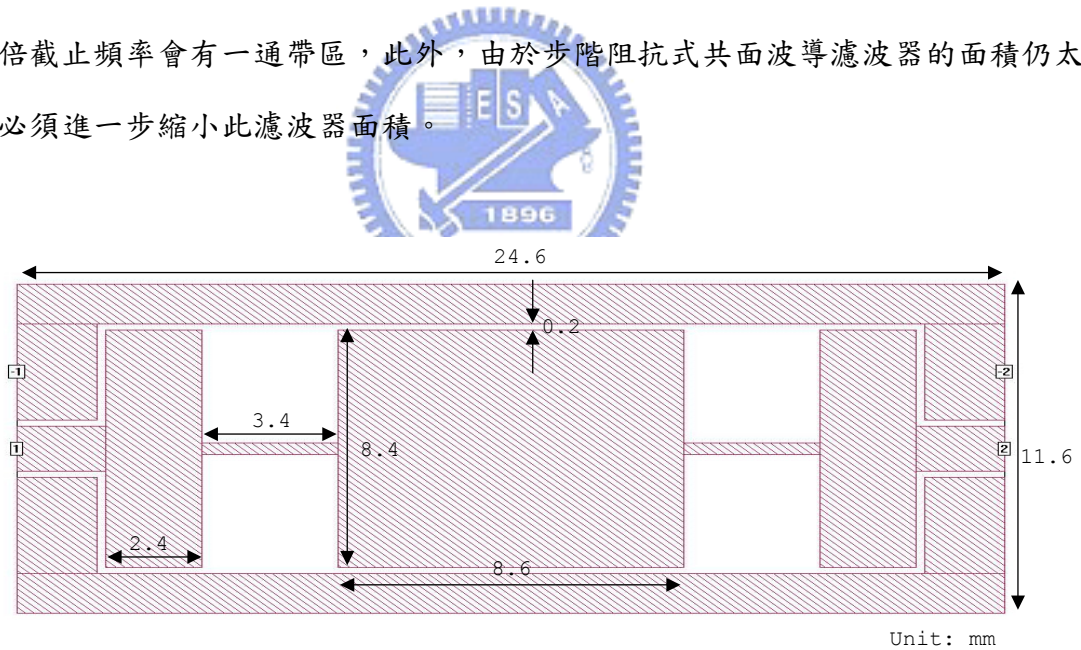


圖 3.2 步階阻抗式共面波導低通濾波器示意圖[19]

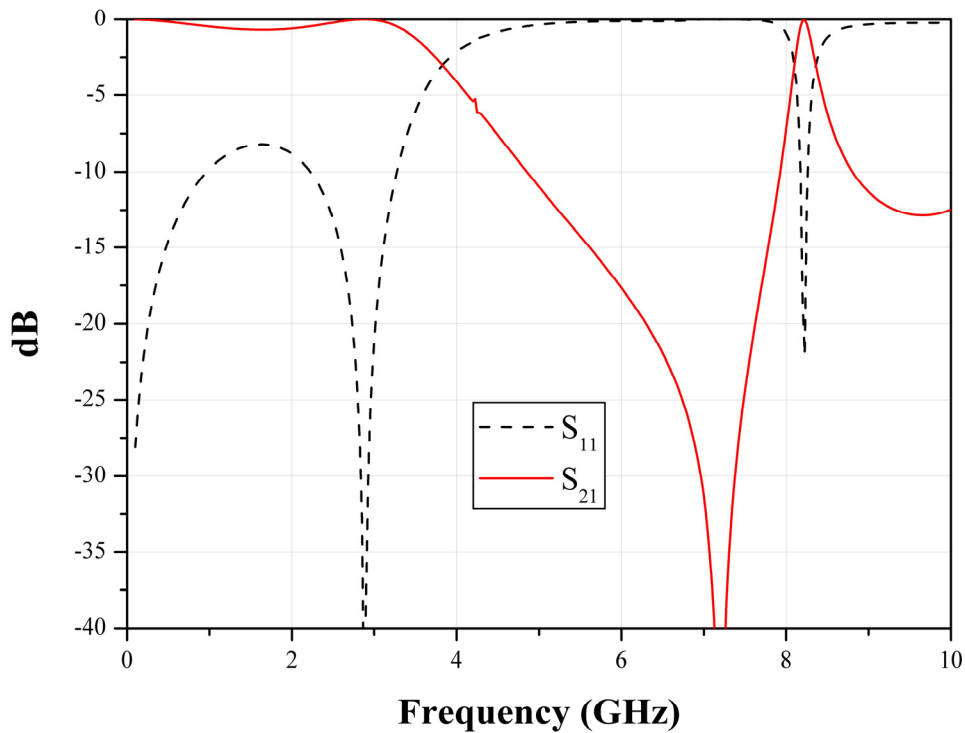


圖 3.3 步階阻抗式低通濾波器模擬結果

文獻[17]指出利用傳輸線原理設計的微波濾波器，其操作頻率的對應波長會決定濾波器的幾何尺寸，而微波訊號的波長是對應訊號傳播的相位速度(phase velocity)，因此藉由降低傳輸線訊號的相位速度，可以達到微波濾波器面積微小化目的。

由傳輸線理論和 Richard 轉換理論可知傳輸線的傳播常數(Propagation constant, β)、相位速度(Phase velocity, v_p)和電子長度(Electrical length, θ)可表示為(3.1-1)式、(3.1-2)式和(3.1-3)式，(3.1-1)式和(3.1-2)式中的 L 與 C 為傳輸線單位長度的電感與電容值。由(3.1-1)式和(3.1-2)式可知增加傳輸線單位長度的電容與電感值，可增加傳輸線的傳播常數，降低微波訊號的相位速度，因此當傳輸線的相位速度比無負載傳輸線的相位速度慢，則此線路結構可視為慢波(Slow wave)傳輸線結構，由(3.1-3)式可知傳輸線的長度(l)和相位速度(v_p)為正比關係，由於微波訊號頻率(ω)和電子長度(θ)為相依關係，當微波訊號頻率和電子長度固定時，為了縮短傳輸線的長度(l)，必須要降低相位速度(v_p)，因此利用慢波傳輸線結構設計，可以縮小微波濾波器的面積。

$$\beta = \omega\sqrt{LC} \quad (3.1-1)$$

$$v_p = \frac{1}{LC} \quad (3.1-2)$$

$$\theta = \frac{\omega}{v_p} l \quad (3.1-3)$$

文獻[8]指出縮小共面波導訊號線的寬度，可以增加單位長度電感，縮短訊號線和接地線的距離，可以增加訊號線與接地線之間的單位長度電容。本文利用 Meander 線路結構等效為電感元件和 Interdigital 線路結構等效為電容元件，經由適當串聯設計微小化的共面波導低通濾波器。圖 3.4 為微小化共面波導低通濾波器示意圖，表 3.2 為低通濾波器元件的幾何尺寸。**型式 A** 的濾波器面積為 $4.18 \times 6 \text{ mm}^2$ ，此低通濾波器的製作與量測結果已經由余仁淵學長[19]完成。

本論文將完成**型式 B**的低通濾波器模擬、製作與量測。圖 3.4(b)為**型式 B**濾波器的 Interdigital 結構尺寸示意圖，其線寬與間隙均設計為 $5\mu\text{m}$ ，長度為 $720\mu\text{m}$ ，Interdigital 結構的耦合電容值是由 Interdigital 的長度和對數所決定。圖 3.4(c)為**型式 B**濾波器的 Meander 結構尺寸示意圖，其線寬和彎折間隙均為 $10\mu\text{m}$ ，長度為 $600\mu\text{m}$ ，Meander 結構的耦合電感值是由折疊的圈數和長度所決定，完成設計的低通濾波器面積為 $2 \times 2.3 \text{ mm}^2$ ，與圖 3.2 所示步階阻抗式低通濾波器面積比較，可以縮小 98%的線路面積。

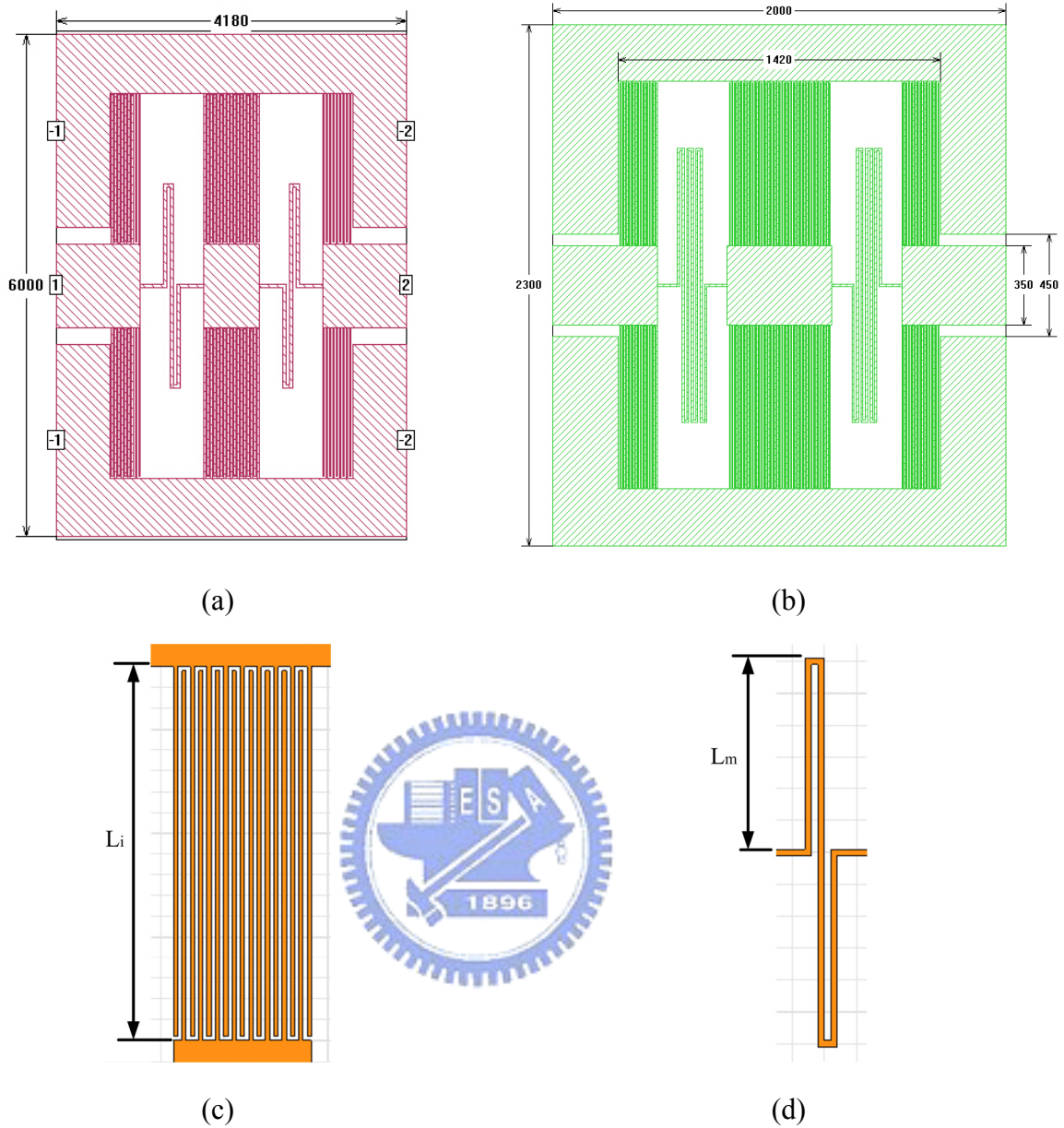


圖 3.4 (a)型式 A 共面波導低通濾波器，(b)型式 B 共面波導低通濾波器，(c) Interdigital 電容元件，(d) Meander 電感元件，(單位： μm)

表 3.2 低通濾波器幾何尺寸

Interdigital							Meander			
型式	線寬 (μm)	L_i (μm)	對數	$C_1=C_3$ (fF)	對數	C_2 (pF)	線寬 (μm)	L_m	圈數	$(L_1=L_2)$ (nH)
A	20	1800	8	491.82	16	1.59	40	1200	2	3.22
B	5	720	16		45		10	650	6	

圖 3.5 為利用 Sonnet 建構的共面波導低通濾波器模型，圖 3.6 為利用 Ansoft HFSS 建構的共面波導低通濾波器模型，模型參數設定包括空氣層、波導金屬層和介電基板層的材料性質，材料性質包括厚度、介電常數、損耗正切常數和導電率。

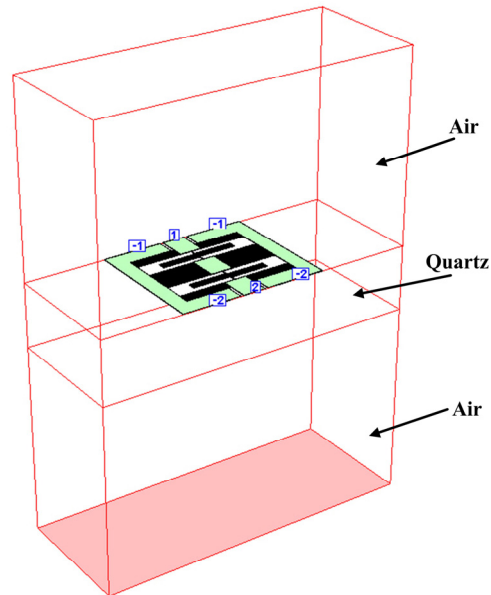


圖 3.5 Sonnet 3D 模型示意圖

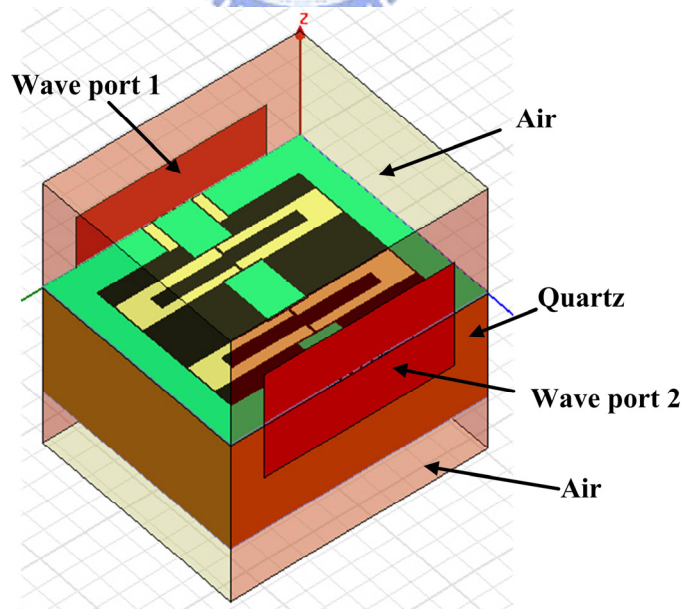
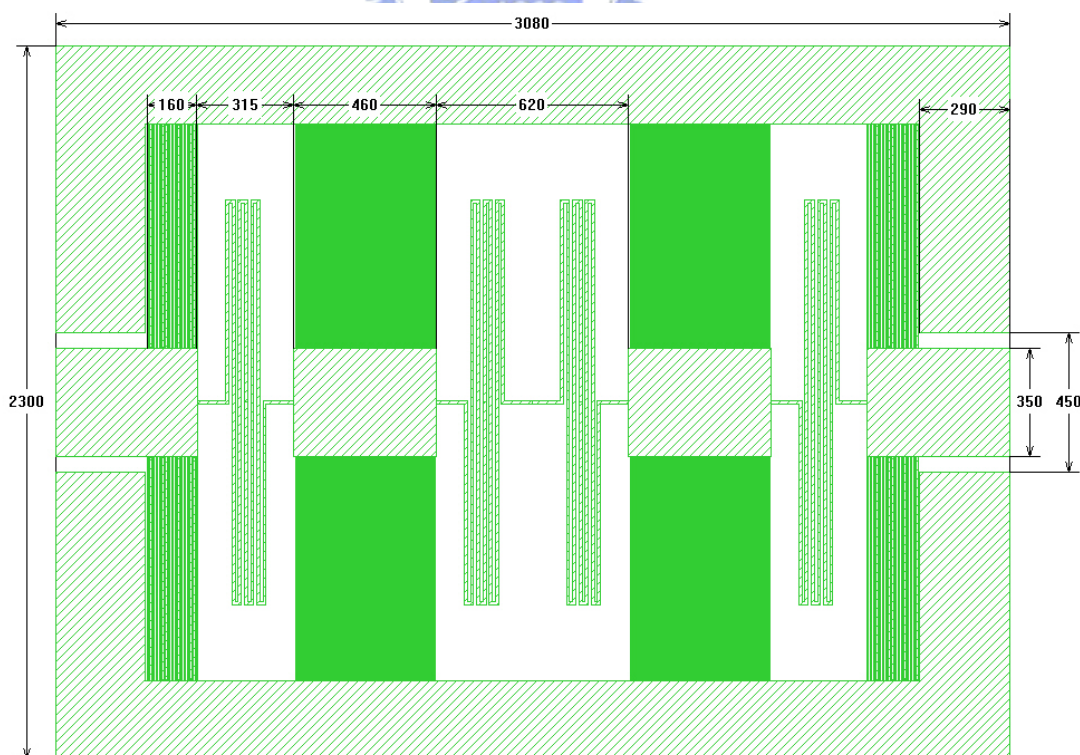


圖 3.6 Ansoft HFSS 3D 模型示意圖

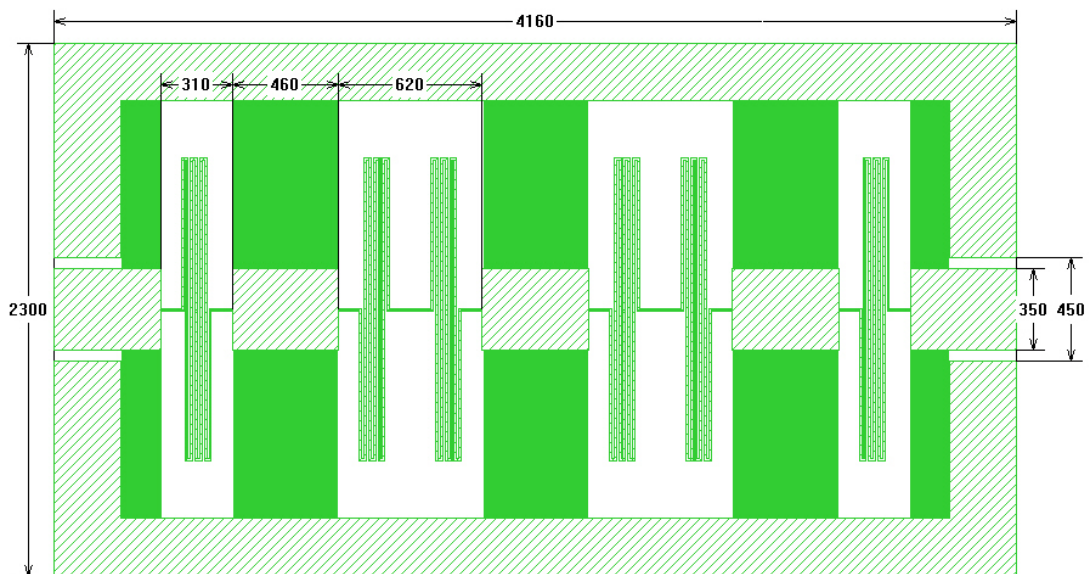
文獻[20]指出在無限長的傳輸線，每隔一段固定距離置入一電抗性元件，可形成週期性結構，在週期性結構中是以慢波的方式傳遞訊號，而且週期性結構亦具有濾波器的通帶與止帶特性。所以文獻[20]提出藉由串聯低通濾波器，可以增加低通濾波器在止帶區的訊號衰減率，而且串聯的低通濾波器個數越多，止帶區的訊號衰減率會越大。

因此本文將**型式 B** 共面波導低通濾波器串聯，圖 3.7 為串聯的低通濾波器示意圖，其中 Meander 結構和 Interdigital 結構的幾何尺寸與**型式 B** 的低通濾波器幾何尺寸相同。圖 3.8 為串接兩個與三個低通濾波器的散射參數模擬結果，由模擬結果知道串聯低通濾波器的截止頻率會往低頻偏移，單一低通濾波器的截止頻率為 4.2 GHz，串聯兩個低通濾波器的截止頻率為 3.3 GHz，串聯三個低通濾波器的截止頻率為 3 GHz。

此外，由圖 3.8 的模擬結果知道利用週期結構的特性，以串聯的方式可以增加濾波器在止帶區的訊號衰減率，但是此方法的缺點是增加濾波器的面積，通帶區的反射損失 $|S_{11}|$ 變大。

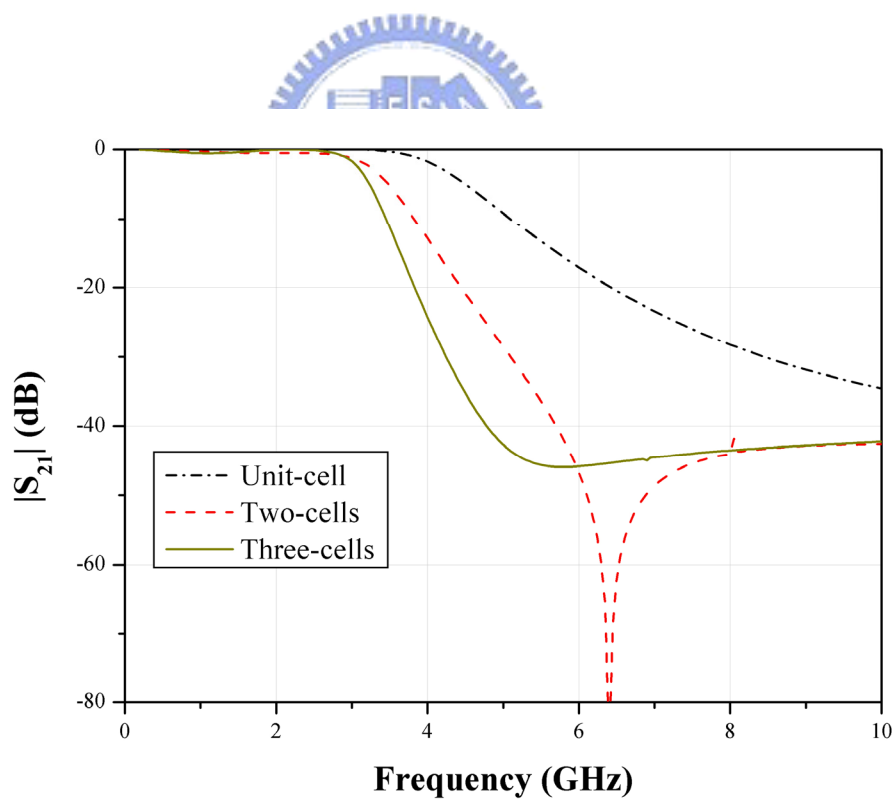


(a)

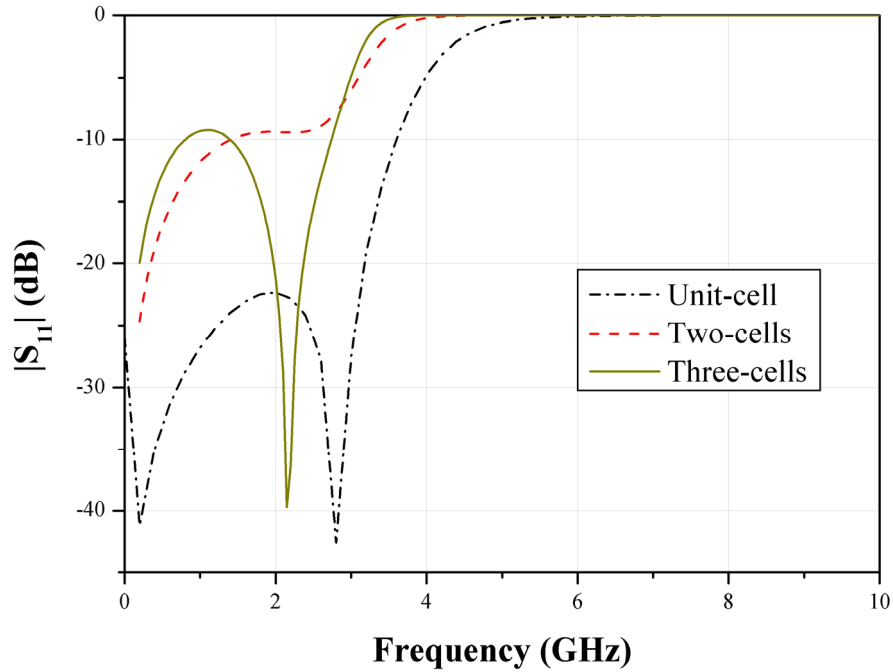


(b)

圖 3.7 低通濾波器串聯結構示意圖，(a)串連兩個低通濾波器，(b)串聯三個低通濾波器
(單位：μm)



(a)



(b)

圖 3.8 串聯不同個數的低通濾波器模擬結果，(a) S_{21} ，(b) S_{11}

3.2. Ansoft HFSS 的金屬厚度模擬結果

圖 3.9 為型式 A 低通濾波器的量測結果，金屬厚度為 $5\mu\text{m}$ 、 $10\mu\text{m}$ 、和 $20\mu\text{m}$ ，量測結果顯示型式 A 低通濾波器的截止頻率會隨著金屬厚度增加而往低頻偏移。

本文利用 HFSS 模擬型式 A 低通濾波器的散射參數特性，驗證 Ansoft HFSS 模擬與量測結果之間的差異性。圖 3.10 為型式 A 低通濾波器的 HFSS 模擬結果，模擬結果顯示低通濾波器的截止頻率會受到金屬厚度影響。圖 3.11、圖 3.12 和圖 3.13 為 HFSS 模擬與量測結果比較，金屬厚度分別為 $5\mu\text{m}$ 、 $10\mu\text{m}$ 和 $20\mu\text{m}$ 。由模擬與量測結果比較可以知道當金屬厚度為 $5\mu\text{m}$ ，HFSS 可以準確模擬型式 A 低通濾波器的散射參數特性，模擬與量測結果具有一致性。當金屬厚度為 $10\mu\text{m}$ 和 $20\mu\text{m}$ ，HFSS 模擬與量測結果比較是有比較大的差異，以截止頻率作為 HFSS 模擬與量測結果的比較標準，則 HFSS 模擬與量測結果之間具有 5~10% 的誤差。

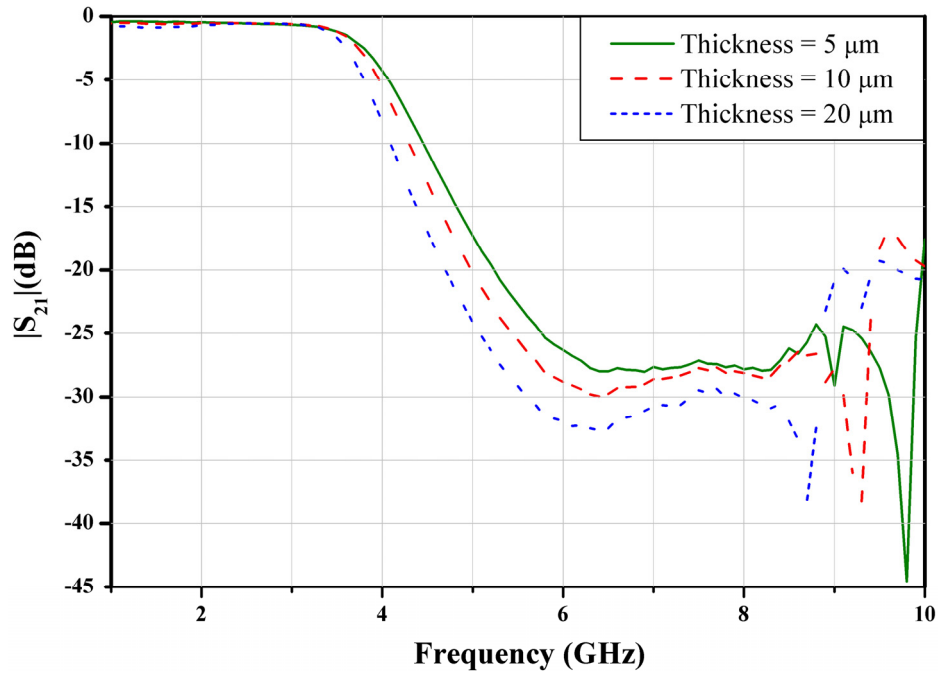


圖 3.9 型式 A 低通濾波器的量測結果[19]

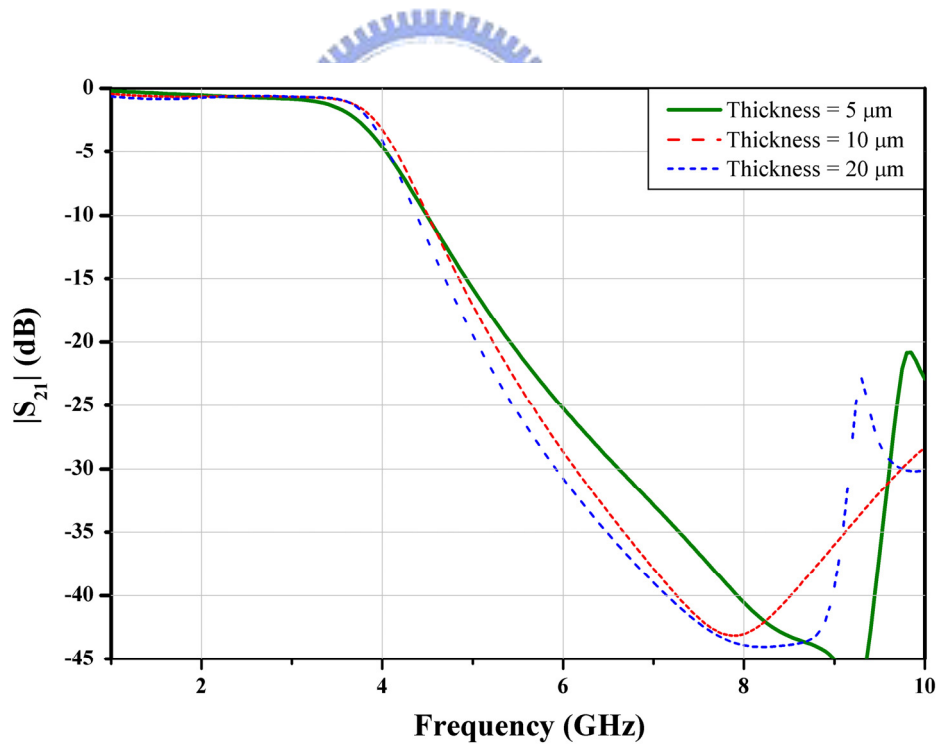


圖 3.10 型式 A 低通濾波器的 HFSS 模擬結果

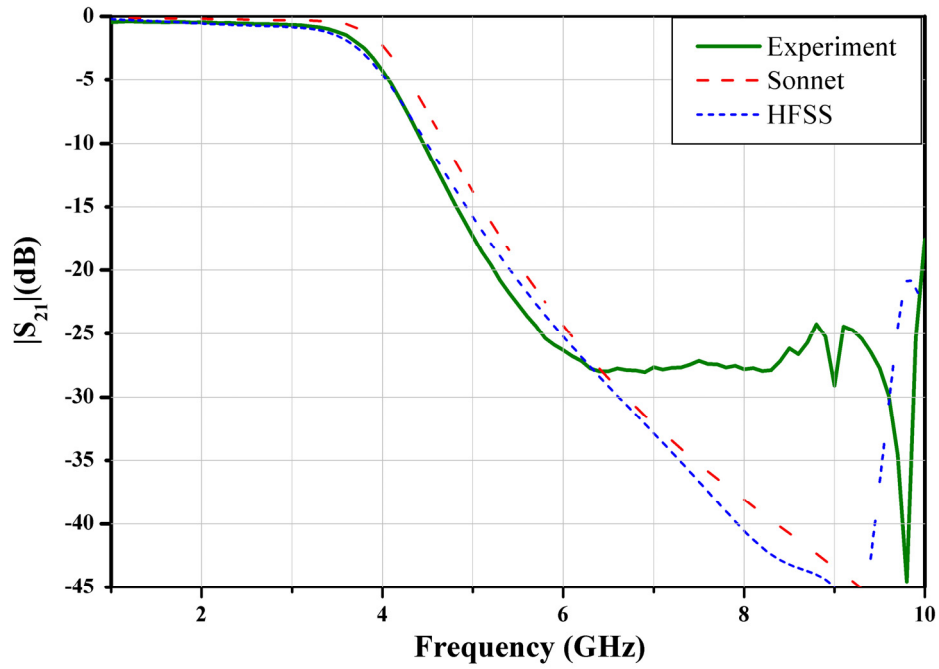


圖 3.11 金屬厚度為 $5\mu\text{m}$ ，型式 A 低通濾波器的量測與模擬結果比較

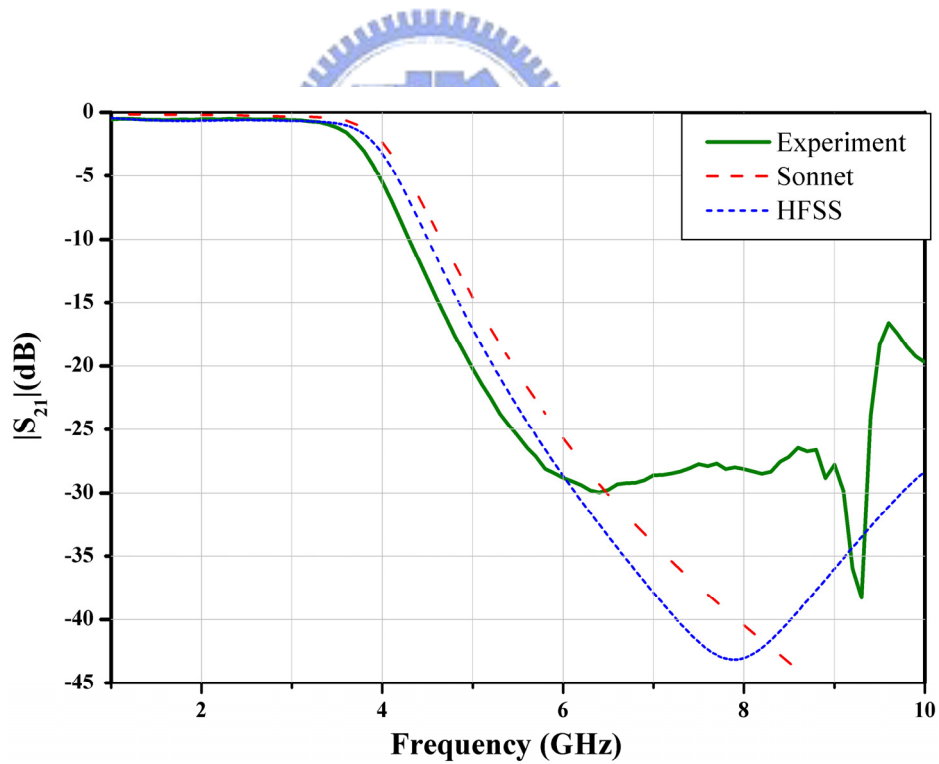


圖 3.12 金屬厚度為 $10\mu\text{m}$ ，型式 A 低通濾波器的量測與模擬結果比較

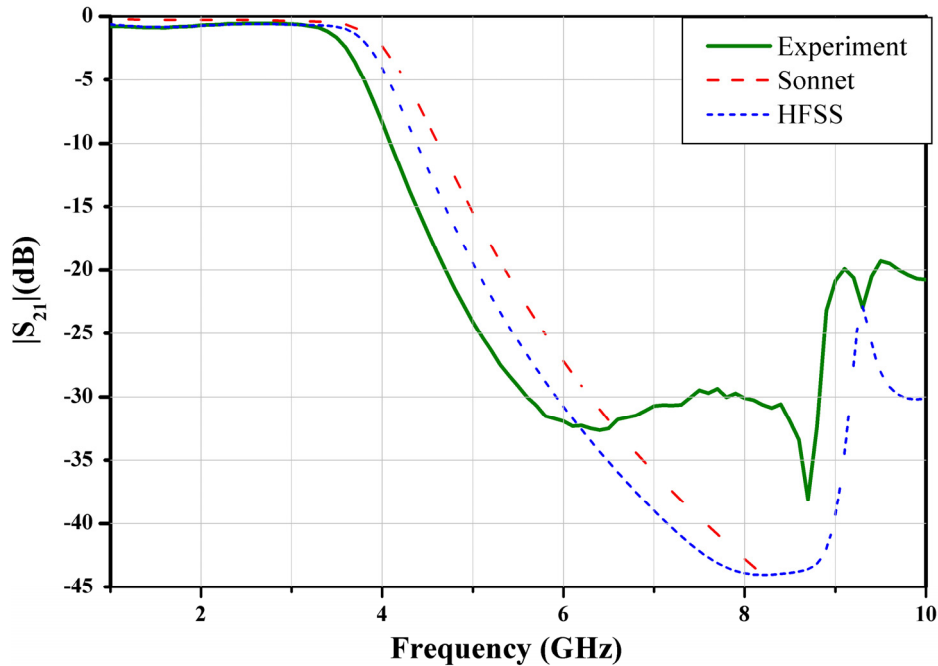


圖 3.13 金屬厚度為 20 μm ，型式 A 低通濾波器的量測與模擬結果比較

圖 3.14 為利用 HFSS 模擬 型式 B 低通濾波器的散射參數結果，由於 HFSS 是利用有限元素法進行模擬，所以必須設定收斂值(Delta S)，一般建議值是 0.02，經由實際模擬 型式 B 低通濾波器的散射參數，可以知道此設定值會造成軟體計算尚未收斂，電腦會因為記憶體不足而中斷計算，因此將 Delta S 設定改為 0.025 進行計算，圖 3.14 為利用 HFSS 模擬 型式 B 低通濾波器的散射參數，Delta S 設定為 0.025 的散射參數模擬結果，由模擬結果可知軟體模擬計算有收斂，但是散射參數模擬結果是不正確的。受限於電腦硬體限制，本文將利用 Sonnet 模擬 型式 B 低通濾波器的散射參數特性。

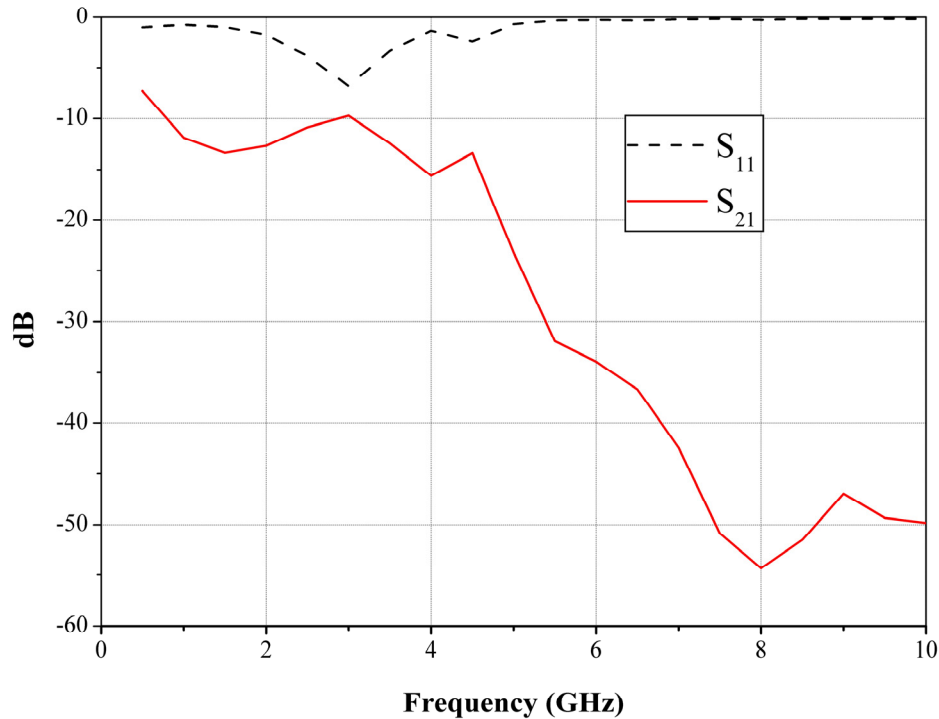


圖 3.14 HFSS 模擬型式 B低通濾波器散射參數特性，Delta S = 0.025

3.3. Sonnet 的金屬厚度模擬結果

本節將介紹利用 Sonnet 模擬型式 B低通濾波器的散射參數特性，並且針對金屬厚度變化和 Meander 結構幾何尺寸變化的模擬結果作探討。Sonnet 對於金屬導線的參數設定有 6 種型式，分別為 **Lossless model**、**Thick metal model**、**General**、**Normal**、**Resistor** 和 R_{dc}/R_{rf} 。對於 **Lossless model** 的參數設定，Sonnet 軟體可以很快的模擬微波電路的特性，但由於型式 B低通濾波器的線路結構尺寸精度是微米尺度，線路最小線寬尺寸為 $5\mu\text{m}$ ，因此造成模擬計算所需的電腦記憶體超過軟體限制，所以為了降低所需記憶體數量，本文在分析設定必須選擇”Coarse/Edge Meshing”，此設定條件可以降低模擬的記憶體數量，同時減少模擬的時間。

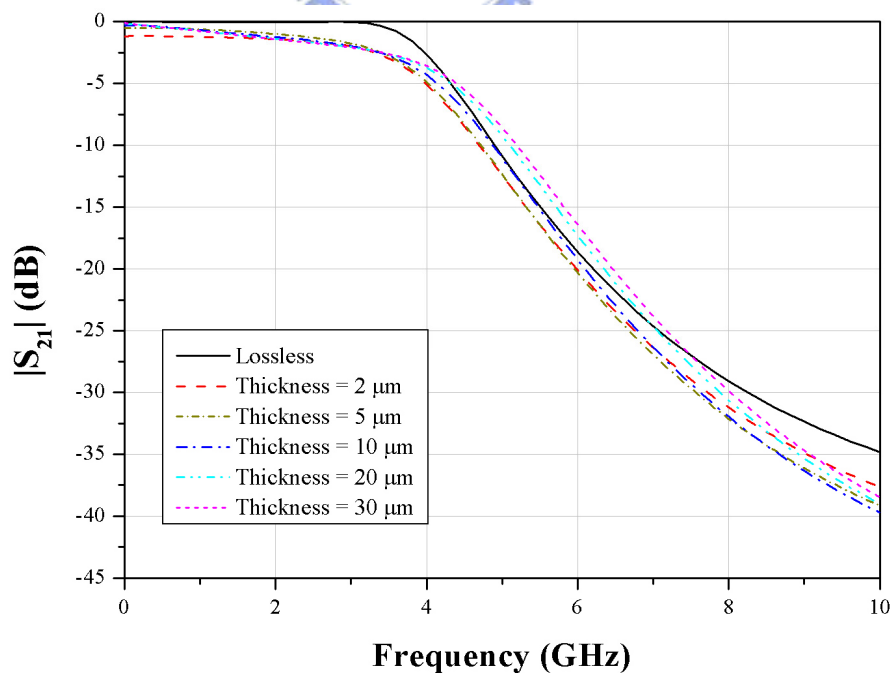
3.3.1. 低通濾波器的金屬厚度模擬

由 2.6 節知道金屬厚度對於共面波導的特性阻抗與損耗有影響，所以本文使用 Sonnet 模擬低通濾波器在不同的金屬厚度的散射參數特性，因此金屬波導層必須設定

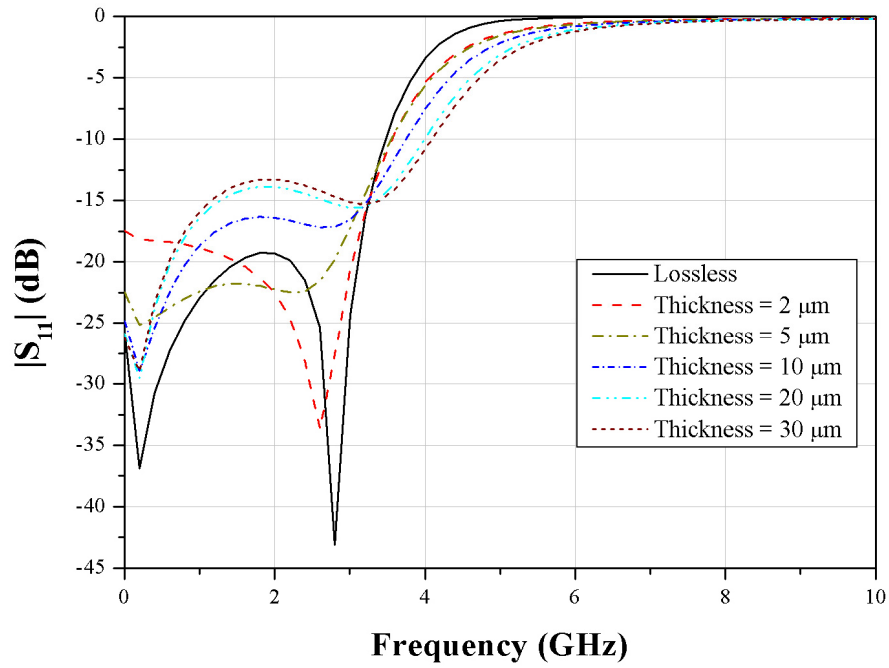
為 **Thick Metal Model** 型式，此型式的參數設定為金屬厚度和導電率。所以此導線型式設定可以模擬金屬線路的電阻損耗和線路結構因為導線厚度造成的微波特性。

圖 3.15 為 **型式 B** 低通濾波器在不同金屬厚度的散射參數模擬結果，由模擬結果可知濾波器在通帶區的插入損失 $|S_{21}|$ 會隨著頻率提高而增加，而在頻率低於 3GHz 時，插入損失 $|S_{21}|$ 會隨著金屬厚度增加而變小，反射損失 $|S_{11}|$ 會隨著金屬厚度增加而變大，由 **Lossless** 和 **Thick Metal Model** 兩種金屬導線的模擬結果比較，可以發現濾波器的截止頻率值有 0.5 GHz 的差異，而止帶區訊號衰減率的模擬結果是有相同的趨勢，以 -30dB 為止帶標準，則止帶區的頻寬為 4 GHz。

圖 3.16 為串聯低通濾波器在不同金屬厚度的散射參數模擬結果，濾波器的線路尺寸如圖 3.7(a)所示。由模擬結果可知串聯結構的濾波器在通帶區的插入損失 $|S_{21}|$ 會隨著頻率提高而增加，由 **Lossless** 和 **Thick Metal Model** 兩種金屬導線的模擬結果比較，可以發現濾波器的截止頻率值有 1GHz 的差異，以 -30dB 為止帶標準，則止帶區的頻寬為 2.5 GHz，因此串聯的低通濾波器可以增加止帶區的斜率。

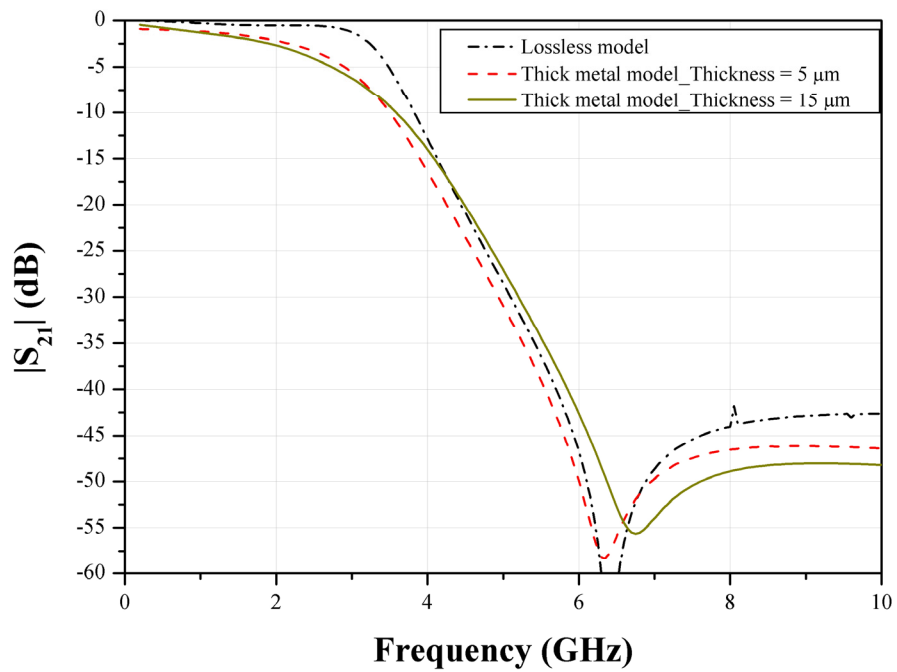


(a)

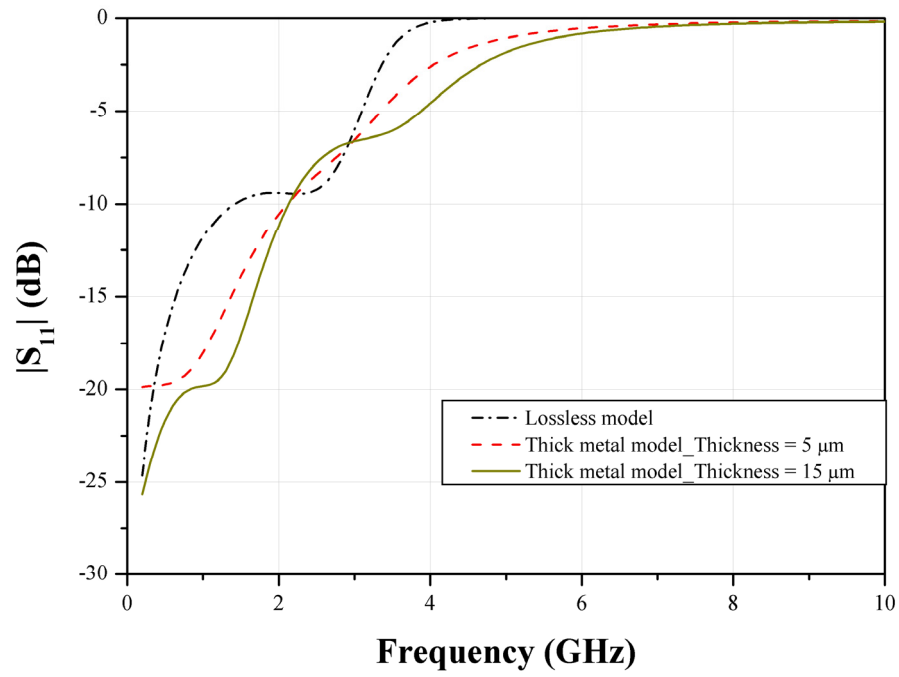


(b)

圖 3.15 型式 B 低通濾波器在不同金屬厚度的模擬結果，(a) $|S_{21}|$ ，(b) $|S_{11}|$



(a)



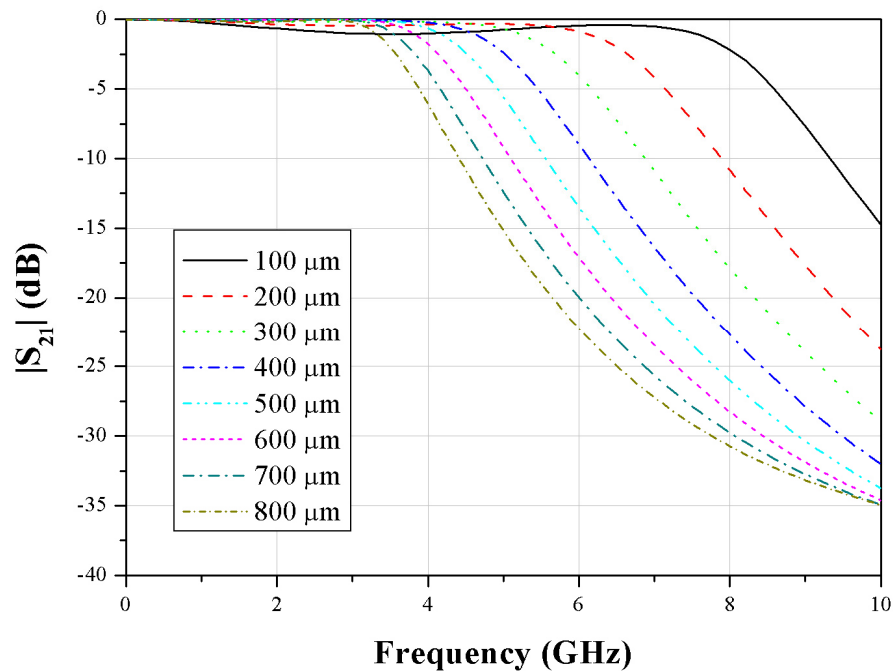
(b)

圖 3.16 串聯兩個低通濾波器結構，金屬厚度為 $5\mu\text{m}$ 和 $15\mu\text{m}$ 的模擬結果，(a) $|S_{21}|$ ，(b) $|S_{11}|$

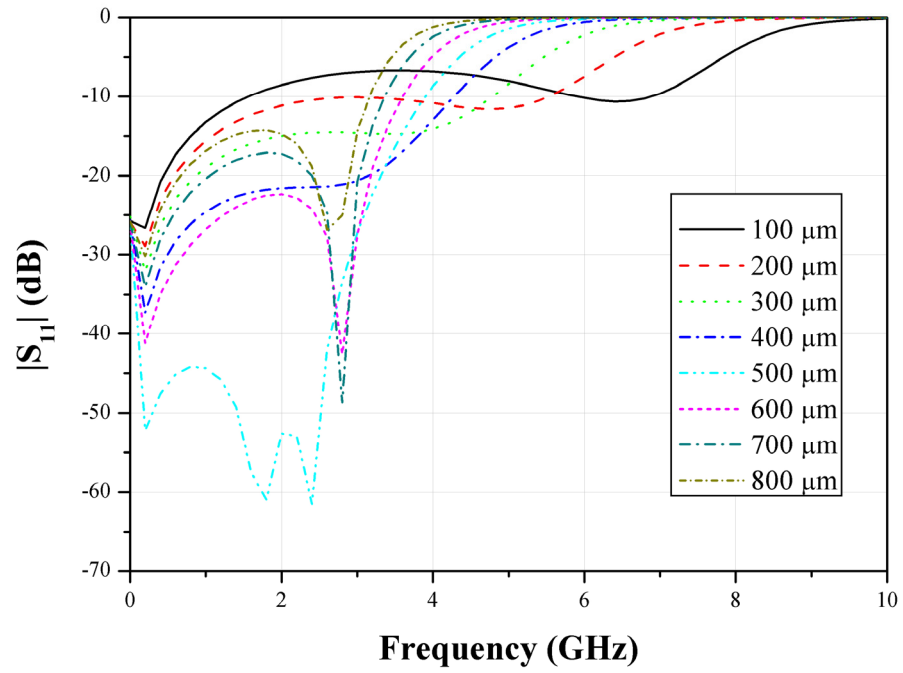


3.3.2. 低通濾波器的幾何尺寸變化模擬

本節介紹型式 B 低通濾波器在改變 Meander 結構的長度(L_m)，對於濾波器散射參數的影響。圖 3.17 為不同 Meander 長度(L_m)尺寸的低通濾波器模擬結果，金屬導線設定為 **Lossless** 型式，Meander 長度(L_m)尺寸變化範圍為 100 ~ 800 μm ，模擬顯示低通濾波器的截止頻率會隨著 Meander 長度(L_m)縮短而往高頻偏移，雖然截止頻率往高頻偏移，但是此低通濾波器仍保有相同的頻率截止特性，若以 -30dB 為止帶標準，不同 Meander 長度(L_m)的低通濾波器，其止帶區的頻寬皆為 4 GHz。所以此濾波器結構在不改變整體線路面積，可以藉由改變 Meander 長度(L_m)，調整不同截止頻率的濾波器響應特性。



(a)



(b)

圖 3.17 不同 Meander 長度(L_m)尺寸模擬結果，(a) |S₂₁|，(b) |S₁₁|

