第六章 結論

本論文目前已完成微小化共面波導低通濾波器的設計、模擬與製作，以下將針對濾波器的設計原理、量測與模擬結果比較以及製造技術的優缺點進行討論。

6.1. 共面波導濾波器的微小化原理

本文設計的共面波導濾波器是利用慢波週期結構達到濾波器微小化目的，而週期性結構的相位速度是小於無負載傳輸線的相位速度。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，由於微波訊號頻率和電子長度為相依關係，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，必須要降低相位速度，因此利用慢波傳輸線結構設計可以降低微波濾波器的面積，而達到濾波器微小化目的。

本文利用 Interdigital 和 Meander 線路結構，經由適當串聯構成慢波週期結構。**型式 B** 共面波導低通濾波器的 Interdigital 結構的線寬與間隙均設計為 5μm，長度(L_i)為 720μm，Meander 結構的線寬與彎折間隙均為 10μm，長度(L_m)為 600μm。完成設計的濾波器線路面積為 2×2.3 mm^2，與傳統步階式共面波導低通濾波器比較，可以縮小 98 % 的電路面積。

由於對共面波導的特性阻抗、Interdigital 電容性元件和 Meander 電感性元件應用於共面波導電路的特性未能完全掌握，量測結果顯示本文設計的低通濾波器在通帶區的插入損失大於 1 dB，所以線路結構設計仍不是最佳化。

6.2. 結構尺寸對於截止頻率的影響

傳統 L-C 共振電路的共振頻率為 $\omega = 1/\sqrt{LC}$，所以共振頻率 ω 與共振電路的電容和電感值為反比關係，因此適當調整電路的電容與電感值可以改變濾波器元件的截止頻

率，本文使用的 Interdigital 電容性元件，其耦合電容值是由結構的長度(L_i)、寬度(w)和對數所決定，而 Meander 電感性元件，其耦合電感值是由結構的長度(L_m) 、寬度(w)與圈數所決定，因此藉由調整傳輸線路結構的幾何尺寸，可以設計需要的耦合電容與電感值。因此本文在不改變濾波器面積的條件下，選擇改變 Meander 結構的長度(L_m)，調整其耦合電感值，進而調整濾波器的截止頻率。由圖 5. 7、圖 5. 9 和圖 5. 11 量測結果顯示縮短 Meander 結構的長度，則濾波器的截止頻率往高頻偏移，當 Meander 長度(L_m)變化範圍為 100~800μm，則截止頻率的變化範圍為 3~8 GHz。

另一方面，由圖 5. 12 和圖 5. 13 的量測結果顯示串聯的低通濾波器結構也會改變截止頻率，當串聯的個數增加，其截止頻率是往低頻偏移。

6.3. 金屬厚度對於濾波器特性影響

由 2.5 節的 TXLine 軟體模擬結果可知，共面波導傳輸線的特性阻抗(Z_0)是由訊號線寬度(W)、訊號線與接地線之間的間隙(G)兩者決定，在固定 G/W 比值的設定條件下，金屬厚度由 2μm 增加至 30μm，金屬厚度與特性阻抗(Z_0)為反比關係。在相同金屬厚度條件下，G/W 的比值分別為 0.5、1 和 2，特性阻抗(Z_0)與 G/W 的比值為正比關係，因此金屬厚度對於共面波導濾波器的特性是有影響的，由圖 5. 3 量測結果顯示低通濾波器的截止頻率是隨著金屬厚度增加而往高頻偏移。

另一方面，傳統傳輸線設計原理均假設金屬厚度與線寬的深寬比小於 0.15，或是金屬厚度大於集膚深度數倍以上時，金屬厚度的效應可以忽略不計，但由於本文濾波器設計的截止頻率為 4GHz，對應操作頻率的集膚深度為 1μm，而設計 Interdigital 結構的最小線寬為 5μm，金屬厚度分別為 2μm、5μm、10μm 和 20μm，所以 Interdigital 結構的深寬比分別為 0.4、1、2 和 4，因此本文濾波器線路的設計條件與傳統假設並不符合，所以在濾波器線路設計與電磁軟體模擬是需要考慮金屬厚度的效應。

6.4. 軟體模擬與量測結果的差異

本文使用兩套高頻電磁模擬軟體 Ansoft HFSS 和 Sonnet 模擬濾波器元件特性，由模擬結果顯示利用 Ansoft HFSS 模擬**型式 B** 共面波導低通濾波器的特性，由於設計幾何尺寸造成軟體模擬計算所需的記憶體容量超過硬體最大值，因此軟體使用的有限元素分析法無法收斂，所以無法正確模擬濾波器元件的特性，如圖 3. 14 的 HFSS 模擬結果。另一方面，藉由 Sonnet 的模擬與量測結果比較，可以發現 Sonnet 軟體在 **Lossless model** 的設定條件，軟體可以在較短的時間，模擬濾波器元件的散射參數特性，但是此設定條件的模擬與量測結果比較會有很大的誤差，由濾波器的截止頻率比較發現有 1 GHz 的誤差。因此本文利用 **Thick metal model** 的金屬設定模擬共面波導濾波器特性，此設定參數可以設定金屬的導電率和厚度，因此藉由量測實際金屬的導電率，可以使軟體更準確的模擬共面波導濾波器特性，由圖 5. 20 和圖 5. 21 可知量測結果與 Sonnet 模擬結果的趨勢相當符合。

另一方面，由於軟體並無法模擬濾波器元件在製程上造成的材料缺陷，如表面粗糙度、材料雜質、材料多孔性造成的電阻損耗，還有製程技術造成的元件尺寸誤差，所以 Sonnet 軟體模擬與量測結果仍有些許誤差。

經由比較 Ansoft HFSS 和 Sonnet 這兩套軟體的模擬與量測結果，本文使用 Sonnet 軟體在 **Thick metal model** 的設定條件，可以準確模擬在微米尺度的共面波導濾波器特性。

6.5. 製程技術的優缺點

本文設計的微波電路是利用厚膜光阻微影製程和微電鍍製程實現，光阻旋塗厚度為 25μm，電鍍結構的深寬比為 4，最小線寬為 5μm，結構的側壁角度為 88°，與傳統溼式蝕刻製程比較，本製程具有微米尺度的線寬解析度，準直的結構側壁角度，而且微電鍍製程是可以和半導體製程相容的優點。但由於製程技術造成的尺寸誤差和材料性質變

化，對於濾波器的特性是會造成影響，而製程造成結構尺寸誤差的原因如下：

1. 曝光機台具有良好的光源準直度，光阻曝光方式使用真空接觸式，但由於使用厚膜光阻，仍有繞射效應產生，所以最後的光阻結構尺寸與設計要求有 1~2μm 的誤差。
2. 當電鍍結構的深寬比為 4，使用 4 ASD 和 1 ASD 電流密度的電鍍條件，都會造成結構的厚度不均勻，造成結構厚度不均勻的原因是金屬離子的沉積速率不均勻，而造成離子沉積速率不均勻的因素有電流密度大小、光阻結構深寬比和線路幾何尺寸，所以微電鍍製程必須根據不同電鍍結構的深寬比、金屬厚度及表面輪廓要求，選擇適當的電流密度和光阻厚度。
3. 電鍍銅的導電率和表面粗糙度會受到電流密度的影響，實驗結果顯示電流密度越大，則電鍍銅的導電率會趨近於一般銅金屬的導電率，而且銅表面的平整性越好。當電流密度為 4 ASD，電鍍結構的表面粗糙度 R_a 為 0.0217μm，導電率為 5.11×10^7 S/m。
4. 對於未電鍍區域的電鍍起始層和黏著層金屬去除方式，本文採用溼式蝕刻會造成電鍍銅表面產生孔洞，電鍍結構容易與石英基板分離。
5. 另外本文利用離子反應蝕刻去除黏著層金屬鈦，雖然可以避免電鍍結構和石英基板分離，但是蝕刻反應氣體 CF_4 與電鍍銅結構產生氟化銅薄膜，此薄膜在 200 ℃以下為固體，其電阻值比銅金屬大。

6.6. 結論

本文使用 Interdigital 和 Meander 線路結構實現慢波週期結構，並且利用此線路結構實現微小化共面波導低通濾波器，完成設計的濾波器線路面積為 2×2.3 mm^2，與傳統步階阻抗濾波器面積比較，可以縮小 98%的線路面積。此外，藉由調整線路結構尺寸可以改變低通濾波器的截止頻率，截止頻率變化範圍為 3~8 GHz，並用藉由串聯的低通濾波器設計，可以增加低通濾波器在止帶區的訊號衰減率，若以-30dB 為止帶標準，止帶頻寬由 3.8 GHz 縮小為 2.9 GHz。但是串聯低通濾波器的截止頻率會隨著串聯個數增加而往低頻偏移。另一方面，使用 Ansoft HFSS 和 Sonnet 模擬微小化濾波器在不同金厚度的散射參數特性，其模擬與量測結果比較可知，Sonnet 的金屬設定為 **Thick Metal model** 的模擬與量測結果是相符合的，低通濾波器的截止頻率是隨著金屬厚度增加而往高頻偏移。

本文利用厚膜光阻微影製程和微電鍍製程，成功製作此微小化共面波導濾波器，本製程具有微米尺度的線寬解析度，準直的結構側壁角度，而且微電鍍製程是可以和半導體製程相容的優點。微電鍍製程可以電鍍不同厚度的金屬結構，但是要製作厚度均勻的電鍍結構，必須要根據不同電鍍結構的深寬比、金屬厚度及表面輪廓要求，選擇適當的電流密度和光阻厚度。當電鍍結構厚度與光阻厚度接近時，必須使用較低的電流密度，才能電鍍厚度均勻的結構，如果要使用較大的電流密度，則電鍍厚度必須低於光阻的二分之一高度。