

行政院國家科學委員會補助專題研究計畫成果報告

※※※※※※※※※※※※※※※※※※※※※※※※※※※※※※※※※※※

※ K-頻段無線收發關鍵元組件之研究- ※

※ 子計畫二：共面波導雙工器 (2/3) ※

※ ※

※※※※※※※※※※※※※※※※※※※※※※※※※※※※※※※※※※※

計畫類別：個別型計畫 整合型計畫

計畫編號：NSC 88-2219-E-002-021

執行期間：88年8月1日至89年7月31日

計畫主持人：吳瑞北、張培仁

參與研究人員：王蒼容、楊世傑

本成果報告包括以下應繳交之附件：

赴國外出差或研習心得報告一份

赴大陸地區出差或研習心得報告一份

出席國際學術會議心得報告及發表之論文各一份

國際合作研究計畫國外研究報告書一份

執行單位：國立台灣大學電機工程學系

中華民國八十九年十月卅一日

行政院國家科學委員會專題研究計畫成果報告
K-頻段無線收發關鍵元組件之研究-子計畫二:共面波導雙工器 (2/3)
Coplanar Waveguide Diplexer (2/3)

計劃編號: NSC 88-2219-E-002-011

執行期限: 88年8月1日至89年7月31日

主持人: 吳瑞北 台灣大學電機系教授

共同主持人: 張培仁 台灣大學應用力學研究所

一、中文摘要

關鍵詞: 微機電、共面波導、窄通濾波器、T型轉接、

本研究計畫前二年預計，設計完成微機電共面波導雙工器的濾波器及T形轉接。計畫著重於微機電共面波導濾波器的設計與製造，並在濾波器的第一階和最後一階，使用邊緣耦合線(edge coupled line)作為T形轉接的輸出。於此，我們列出一套有系統的設計流程，並將此應用到微機電窄通共面濾波器上，得到不錯的結果；另外，我們使用準靜態數值方法及Sonnet模擬軟體來擷取參數；在擷取參數時，我們暫且不考慮影響力較小的薄膜效應；對於斜邊效應，則以等效於斜邊效應的垂直邊代替，如欲得更精確的結果，可將這些因素列入考量。

英文摘要

Keywords: *Micro-Electro-Mechanical*、*Coplanar Waveguide*、*Narrow Band Filter*、*T-junction*

For the first two years of this three-year project, the goal of this research emphasizes the design for the Micro-Electro-Mechanical coplanar waveguide filters and T-junction. We

aim at the analysis and fabrication of the Micro-Electro-Mechanical coplanar waveguide filter and, in the first and last section of the filter, the edge-coupled line was adopted as the output for the T-junction. A systematic design rule was proposed and applied to the Micro-Electro-Mechanical narrow band coplanar waveguide filter and reasonable simulation results were obtained. In addition, the quasi-static method and software Sonnet were used to extract the parameters. To simplify the analysis, the thin membrane was disregarded and the tilt angle of the enclosure was considered as an effective vertical wall in the extraction of the parameters. If more accurate results are desired, the two factors must be included for consideration.

二、計畫緣由與目的

傳統的窄通共面波導濾波器之平面結構，其基板的介質損耗及輻射損，使得其Q值相當低，無法達到濾波器在截止頻帶有相當陡峭的頻率響應，同時在通帶時也會有相當大的插入損耗(insertion loss)。本計畫中所預計設計之雙工器含濾波器及轉接器如圖一所示，其中我們嘗試引用微機電技術，發展橫切面圖如圖二(a)的共面波導結構，此結構的基板已幾乎

蝕刻殆盡，而且上下均有金屬封閉，預計其介質損耗及輻射損會降至最低，以達到雙工器中窄通濾波器的嚴格要求。

三、設計的方法及流程

本計畫所擬設計的是Ka頻段的窄帶通濾波器，所使用的結構基本上屬於間隙耦合(Gap Coupled)型結合邊緣耦合(Edge Coupled)型濾波器，其設計方法可略述如下{1}、{2}，實際結構如圖三所示；對於斜邊的效應，計算時以其等效直邊封裝大小來代替斜邊；基於設計上的考量，我們將圖三化為理想傳輸線及 admittance inverter 串接的等效電路，如圖四所示，進而我們將圖四化為較有物理意義的等效電路，如圖五所示，此等效電路乃是由理想的耦合線、傳輸線及電容所組成；以下簡述一下我們的設計流程：

- (1). 依據給定的濾波器規格：中心頻率、頻寬等參數，使用帶通到低通的轉換，計算出濾波器所需的階數(N)及各階的 g_i {3}。
- (2). 然後再將低通的參數轉換到帶通，計算出圖四中各階的 normalized admittance inverter parameters $J_{n, n+1}/Y_0$ {4}。
- (3). 給定傳輸線的特徵阻抗值(Z_0)；到此為止，我們可得圖四等效電路中的所有參數；然後，再依據{2}及{4}可得圖五等效電路中各段的偶模阻抗 Z_{oe} 、奇模阻抗 Z_{oo} 或是電容 $C_{S_{n, n+1}}$ 值。
- (4). 依據給定的傳輸線特徵阻抗值(Z_0)，使用準靜態分析{5}計算其適當的傳輸線結構大小，如圖二(a)所示，然後，使用 Sonnet 算出其斜邊效應等效的直邊封裝大小，如圖二(b)所示；另外，依據(3)所得的 Z_{oe} 、

Z_{oo} 使用準靜態分析{5}計算出其所對應的截面結構大小，如圖六(a)所示，之後，使用 Sonnet 進行三維模擬，惟為便於分析，計算時以其等效直邊封裝大小來代替斜邊，如圖六(b)所示。

- (5). 接著我們使用 Sonnet，將(3)中各階的 Z_{oe} 、 Z_{oo} 或 $C_{S_{n, n+1}}$ 值轉換成實際的電路尺寸，且連接每一階的傳輸線長度須稍微修正，其共振長度可由{4}求得，於此我們可得圖三實際電路的尺寸大小。
- (6). 至此，我們可將(5)所得實際電路的 S 參數及傳輸線長度，置換掉圖五中對應的耦合線、電容及傳輸線，再將此以 EESof 電路模擬軟體模擬，可得各階之間不互相影響的結果；最後依據這些尺寸，將此電路尺寸用全波方法加以模擬。

在上述步驟(4)中，雖然對應於同一個阻抗的共面波導中心線寬及槽線寬的組合有很多，但是我們必須選定適當的中心線寬，才不致於使得符合 $C_{S_{n, n+1}}$ 值的間隙 $g_{n, n+1}$ 太大或太小，而造成製程上的困擾；再者，因為傳輸線為封裝的結構，我們必須根據濾波器的設計頻段，選定適當的金屬封裝大小(圖二(a))，使得設計頻段皆在高階模的截止頻率以下。

在濾波器的第一階和最後一階，使用邊緣耦合線(edge coupled line)的原因有二，其一為：如此設計可以方便 T 形轉接的輸出；其二為：因為第一階和最後一階所需要的耦合(coupling)相當大，如果使用間隙耦合型式設計的話，則需要相當小的間隙或是相當大中心的線寬，這對製程上或整個電路體積上的考量，都是非常不利的。

四、設計的结果與討論

在計算對應於 $Z_0=50\Omega$ 的傳輸線尺寸時(圖二)，我們發現其實斜邊對 Z_0 的影響相當小，原因乃是因為槽線的寬度 S 很小，電場大部分集中在槽線附近，所以只要斜邊不要距離槽線太近即可，結構參數如下表所示：

H_c	H	W_c	W_0	W_c
250	500	175	350	800
S	W_l	W_r	$W_{sl,1}$	$W_{sl,r}$
80	170	1070	320	1220

單位(unit):micrometer

1. 發射端濾波器：

(1). 濾波器規格：

f_0 (GHz)	BW(%)	Ripple(dB)	f_c (dB)	order
31.5	3	0.05	30(20)	3

(2). 圖三(b)中的參數：

S_p	g_c	$I_{c,0}$	I_1	$g_{W1,2}$	I_2
40	80	2100	2320	140	4520

(3). 圖四及圖五中的參數：

Section	1	2	3	4
J_i/Y_0	0.23148	0.047628	0.047628	0.23148
Z_{oe}	64.2536			64.2536
Z_{oo}	41.1046			41.1046
$C_i(f')$		4.8238	4.8238	

2. 接收端濾波器：

(1). 濾波器規格：

f_0 (GHz)	BW(%)	Ripple(dB)	f_c (dB)	order
28	3	0.05	30(30)	3

(2). 圖三(b)中的參數：

S_p	g_c	$I_{c,0}$	I_1	$g_{W1,2}$	I_2
40	80	2400	2600	100	5120

(3). 圖四及圖五中的參數：

section	1	2	3	4
J_i/Y_0	0.23148	0.047628	0.047628	0.23148
Z_{oe}	64.2536			64.2536
Z_{oo}	41.1046			41.1046
$C_i(f')$		5.42683	5.42683	

以上為發射端濾波器($f_0=31.5\text{GHz}$)及接收

端濾波器($f_0=28\text{GHz}$)的結構參數，使用 Sonnet 全波分析的模擬結果相當符合規格，只是礙於篇幅所以未畫入此報告中；接著我們將這兩個濾波器的第一階邊緣耦合線並接起來，形成雙工器如圖七所示，圖八為圖七結構圖的模擬結果，其是將每個部份 S 參數串接起來而得；由以上的結果顯示，使用此種設計方式，可以滿準確地設計所需要的微機電窄通共面濾波器。

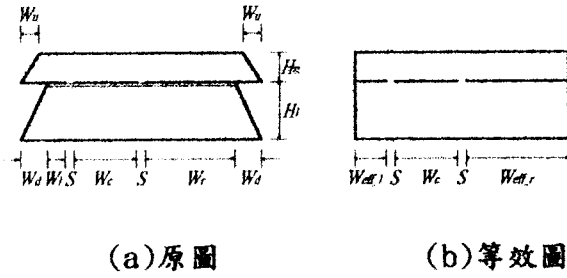
五、參考文獻

- [1] F. L. Lin and R. B. Wu, *Coplanar Waveguide Discontinuities Full-wave Analysis and Filter Design*, Ph.D dissertation, National Taiwan University, 1997.
- [2] David M. Pozar, *Microwave Engineering*, pp.506-517, Addison Wesley, 1993.
- [3] R. E. Collin, *Foundations for Microwave Engineering*, 2nd ed., New York: McGraw Hill, 1992.
- [4] G. L. Matthaei, L. Young, and E. M. T. Jones, *Microwave Filters, Impedance-Matching Network, and Coupling Structures*. Dedham, Massachusetts: Artech House, 1980.
- [5] 吳瑞北等，傳輸線的時域模擬，國科會專題研究報告，NSC80-0404-E002-36

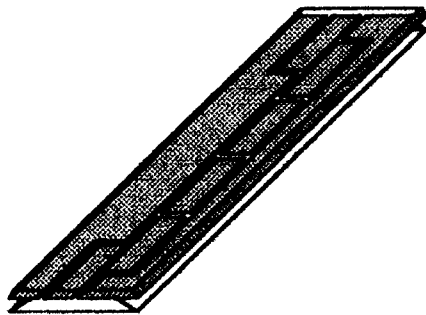
六、附圖



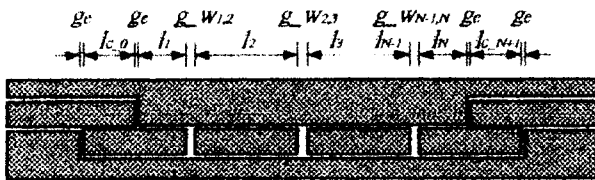
圖一、傳統窄通共面波導濾波器之平面結構



圖二、微機電共面波導傳輸線之橫切面圖

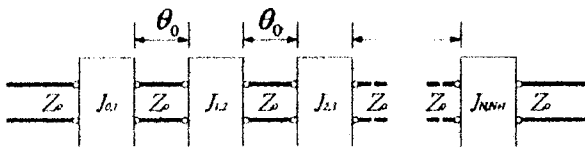


(a) 三維透視圖

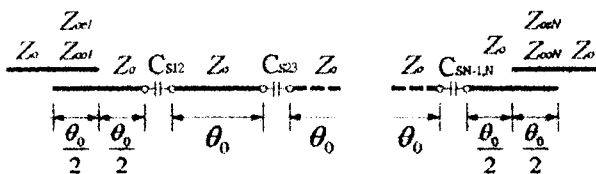


(b) 上視圖

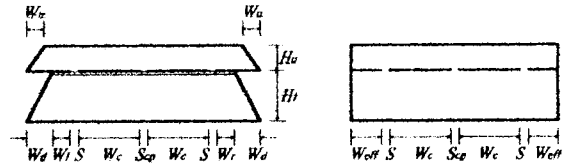
圖三、微機電共面波導濾波器之結構圖



圖四、理想傳輸線及 admittance inverter 串接的而成的等效電路, $\theta_0 = \pi$ at 中心頻率 f_0



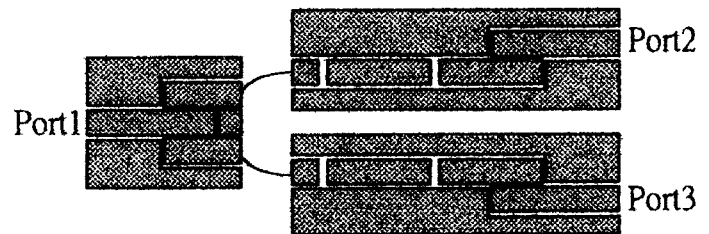
圖五、理想的耦合線、傳輸線及電容所組成之等效電路, $\theta_0 = \pi$ at 中心頻率 f_0



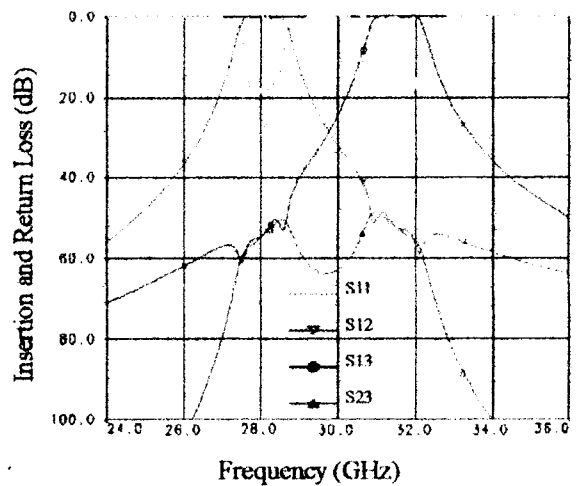
(a) 原圖

(b) 等效圖

圖六、微機電共面波導耦合線之橫切面圖



圖七、微機電共面波導雙工器結構圖



圖八、微機電共面波導雙工器的模擬結果