






執行期間：90 年 08 月 01 日至 91 年 07 月 31 日

黃榮堂 國立台北科技大學機電研究所副教授

☐ 國際合作研究計畫國外研究報告書一份

中 華 民 國 91 年 10 月 30 日

行政院國家科學委員會專題研究計畫成果報告

微機電微波元件之研究-子計畫三

微機電微波衰減器之研究

計畫編號：NSC90-2218-E-002-036

執行期限：90 年 08 月 01 日至 91 年 07 月 31 日

主持人：張培仁 國立台灣大學應用力學研究所教授

計畫參與人員：劉士文

台灣大學應用力學所研究生

一、中文摘要：(關鍵字：微機電、等相位微波衰減器)

本研究計劃的研究目標為利用微機電(MEMS)技術整合微波電路，進行電路理論的分析與模擬並設計一等相位之微波衰減器以使電路在衰減訊號的過程中相位不會隨之改變，再以微機電技術製作元件來驗證所設計的電路是否和理論相符。

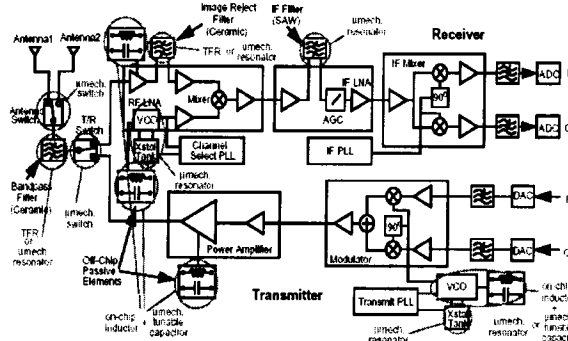
Abstract : (keyword : MEMS, Constant Phase Microwave Attenuator)

The ultimate goal of this proposal is to circuit analyze, simulate, design the constant phase attenuator which signal phase is constant during attenuation by MEMS technologies and microwave circuit theory. Further more, We want to fabricate the circuit to verify designed circuit.

二、計畫緣由與目的

可攜式短距離無線通信裝置可說是 2002 年的明星產品，其必須具備耗電低、高敏感度及體積微小等特性，而微機電技術所製造出來的元件具有優良的特性，可取代或與現有元件競爭，並可與主動 IC 整合，可使得通信系統朝單晶片(SOC)的目標邁進。圖(一)[1]所圈起來的分離式元件乃是可利用微機電技術取代的元件。由於超外差(SuperHeterodyne)式結構的中頻與射頻部份處理的是小訊號且根據 Friis formula 前端元件的雜訊指數(Noise Figure)必須小且為了使壓控振盪器的振盪頻率穩定與壓抑諧波項故

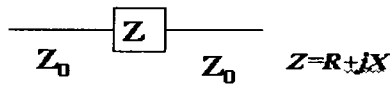
必須使相位雜訊(Phase noise)降的很低，要達到上述的要求必須有很好的開關、帶通濾波器、高品質因數的電感與電容等被動元件，而微機電正是提供這些高性能元件的技術。電子式開關在高頻時的隔絕度與損失過大且屬於主動元件故其交互調變情形嚴重以至於造成非線性現象，而微機電開關具有電子式所欠缺的優點，因此計畫中選用微機電開關來作為衰減器訊號的衰減與切換元件。



(圖一)

三、研究成果

由於在一般的衰減電路中，其訊號相位會隨著振幅衰減過程中而隨之改變，如圖(二)[2]所示：



(圖二)

其中 Z 為衰減器的等效阻抗，此電路的 S 參數吾人可以表示成：

$$[S] = \begin{bmatrix} \frac{Z}{Z+2Z_0} & \frac{2Z_0}{Z+2Z_0} \\ \frac{2Z_0}{Z+2Z_0} & \frac{Z}{Z+2Z_0} \end{bmatrix} \quad (1)$$

衰減係數 α 為 S_{21} 的倒數，如下所示：

$$\alpha = 20 \log \left| \frac{1}{S_{21}} \right| = 20 \log \left| 1 + \frac{R + jX}{2Z_0} \right|$$

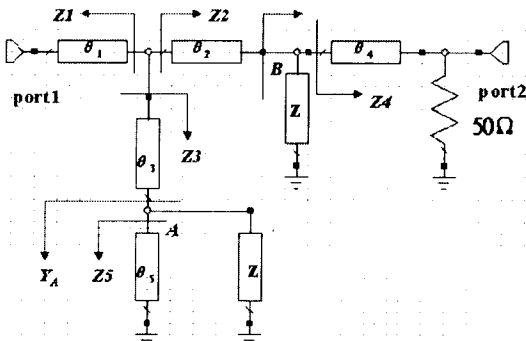
$$= 10 \log \left[\left(1 + \frac{R}{2Z_0} \right)^2 + \left(\frac{X}{2Z_0} \right)^2 \right] \quad (2)$$

又訊號是由振幅與相位所組成的，故 S_{21} 亦可寫成

$$S_{21} = |S_{21}| e^{\phi} = \frac{2Z_0}{Z + 2Z_0} \quad (3)$$

$$\text{其中相角 } \phi = \tan^{-1} \left(\frac{-X}{R + 2Z_0} \right) \quad (4)$$

由式(2)(4)吾人可以看出當元件的等效阻抗 Z 在改變(即在衰減的過程)中訊號的相位也隨之改變，如此一來訊號在整個衰減的過程中相位無法維持一定，造成相位不穩定，故必須想出一個方法來改變這種特性。設計概念如下所述，其概念為若可以使操控的參數(在本設計中為電容值)之最小與最大值之 S_{21} 的相位一樣的話則必可達成所須的要求，等效電路與數學推導如下：



(圖三)

由於本衰減器乃利用開關來當控制元件，因此必須以高頻電路模擬軟體配合等效模型粹取參數再代入衰減器模擬之，其中 Z 為微機電開關所粹取出來的參數，等效電路乃為一 RLC 串聯共振腔，故

$$Z = R + j\omega L + \frac{1}{j\omega C} \quad (5)$$

為了使推導過程中簡單化，因此假設傳輸線乃為無損耗，套用阻抗的公式可得：

$$Z_5 = Z_0 \tan \theta_5 \quad (6)$$

$$Y_A = \frac{1}{Z} + \frac{1}{Z_0 \tan \theta_5} \quad (7)$$

$$Z_3 = Z_0 \frac{\frac{1}{Y_A} + jZ_0 \tan \theta_3}{Z_0 + j\frac{1}{Y_A} \tan \theta_3} \quad (8)$$

$$Z_4 = Z_0 \frac{Z_0 + jZ_0 \tan \theta_4}{Z_0 + jZ_0 \tan \theta_4} = Z_0 \quad (9)$$

$$Y_B = \frac{1}{Z} + \frac{1}{Z_0} \quad (10)$$

$$Z_2 = Z_0 \frac{\frac{1}{Y_B} + jZ_0 \tan \theta_2}{Z_0 + j\frac{1}{Y_B} \tan \theta_2} \quad (11)$$

$$Z_1 = Z_0 \quad (12)$$

然而最終的目地乃為求出 S_{21} ，因此必須將阻抗轉換成 ABCD 矩陣再代換成 S 參數，其值如下：

$$A = 1 + \frac{Z_1}{Z_3} = \frac{Z_0 Y_A + 1 + j \tan \theta_3 (1 + Z_0 Y_A)}{1 + j Y_A Z_0 \tan \theta_3} \quad (13)$$

$$B = Z_1 + Z_2 + \frac{Z_1 Z_2}{Z_3} = Z_0 + \frac{Z_0 + j Z_0^2 Y_B \tan \theta_2}{Z_0 Y_B + j \tan \theta_2}$$

$$+ \frac{Z_0^2 (Y_A - Y_B \tan \theta_3 \tan \theta_2) + j Z_0 (\tan \theta_3 + Z_0^2 Y_A Y_B \tan \theta_2)}{Z_0 (Y_B - Y_A \tan \theta_3 \tan \theta_2) + j (Z_0^2 Y_A Y_B \tan \theta_3 + \tan \theta_2)} \quad (14)$$

$$C = \frac{1}{Z_3} = \frac{Z_0 Y_A + j \tan \theta_3}{Z_0 + j Z_0^2 Y_A \tan \theta_3} \quad (15)$$

$$D = 1 + \frac{Z_2}{Z_1} = 1 + \frac{(Z_0 Y_A - Z_0 Y_B \tan \theta_3 \tan \theta_2) + j (Z_0^2 Y_A Y_B \tan \theta_3 + \tan \theta_2)}{(Z_0 Y_B - Y_A \tan \theta_3 \tan \theta_2) + j (Z_0^2 Y_A Y_B \tan \theta_3 + \tan \theta_2)} \quad (16)$$

轉換成 ABCD 矩陣後則可代入下式以得出 S_{21} [3]。

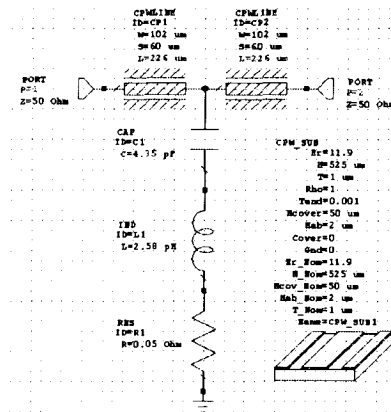
$$S_{21} = \frac{2}{A + \frac{B}{Z_0} + C Z_0 + D} = |S_{21}| \angle \phi \quad (17)$$

接著吾人定義 Φ_{MIN} 為開關關(C_{off})時的相位角, Φ_{MAX} 為開關開(C_{on})時的相位角, 如前所述, 要得到一等相位的衰減器只要使開關開與關狀態時的 S_{21} 相等即可, 即

$$\Phi_{\text{MIN}} = \Phi_{\text{MAX}} \quad (18)$$

在整個方程式中因為 C_{off} 、 C_{on} 、 L 、 R 皆為已知因此吾人只要固定 θ_1 、 θ_2 、 θ_3 、 θ_4 將各值帶入方程式中即可找到所對應的 θ_5 。

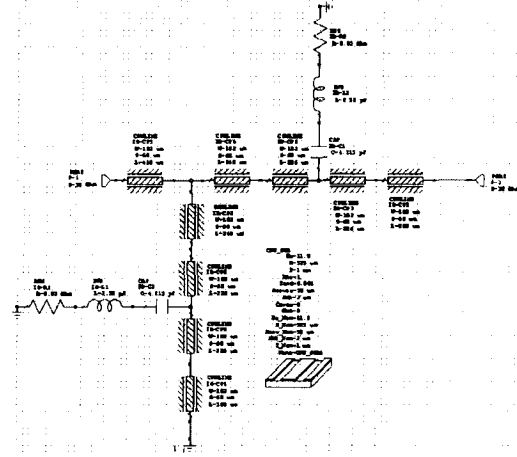
由於衰減器的主體乃由開關所構成, 利用高頻電路模擬軟體(HFSS)來模擬開關的 S 參數 並利用美國密西根大學 Muldavin 教授所提出的模型[4], 配合 Microwave office 粹取(fit)出等效電路的 R 、 L 、 C 值, 其值與模型如圖(四)所示:



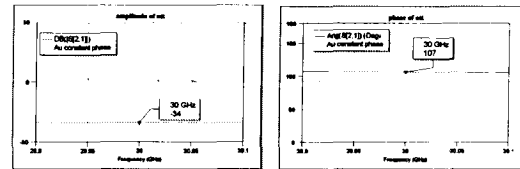
圖(四)

在得知開關的等效阻抗後, 接下來即可將所粹取出來的參數配合 Microwave office 來進行等相位衰減器的模擬以求出所對應的 θ_5 , 其中 $\theta_1 \sim \theta_4$ 乃為所選定的值, 因此若選不同的值則所對應出來的 θ_5 則會不同, 故理論上有無窮多解, 將選定的各值帶入軟體中, 不斷的微調即可得到 θ_5 , 圖(五)為衰減器的電路圖, 圖(六)乃為開關 ON 時訊號的振幅與相位, 圖(七)為 Off 時訊號的振幅與相位, 由圖可看

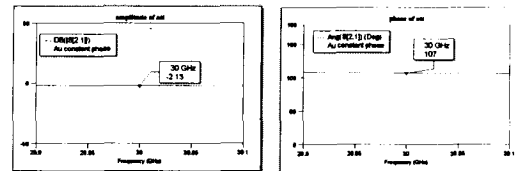
出訊號振幅衰減幅度為 32dB, 而相位皆保持在 106°, 達成我們所要的特性。



圖(五)



圖(六)



圖(七)

四、材料的選擇

由於我們已經將等相位衰減器的設計原理與架構制定好了, 接下來將對各層材料的選擇與製程的研發做一探討與實現。

因為在高頻段的訊號由於與基板間的寄生電容其等效阻抗變小, 故訊號容易與基板耦合致使損失過大, 因此使用高阻值的矽基板並沉積 1000 Å 的二氧化矽與 1500 Å 氮化矽, 再施以下列步驟完成之。

1. 首先清洗晶片接著利用電子束蒸鍍機沉積 200 Å 的鉻(Cr), 1 μm 的金(Au), 200 Å 的鉻(Cr), 經過曝光顯影定義出共平面波導(CPW)的形狀出

來，其中鉻乃是用來加強金與基板及絕緣層的黏著性如圖(八)所示。

2.共平面波導製作完成後，接下來則是絕緣層的製作，此步驟以HDP-CVD 沉積 $1500\text{\AA}$ 的氮化矽(Si_3N_4)並利用反應離子蝕刻機(RIE)進行絕緣層的定義，如圖(九)所示。

3.在製程材料的選擇性考慮下，最後決定使用鋁來當犧牲層，此乃因為最後要釋放結構時所利用的氫氧化鉀(KOH)不會蝕刻金與鉻之故，犧牲層的高度選擇 $1.5\text{ }\mu\text{m}$ ，如圖(十)所示。

4.接下來就是定義出上電極，相同的為了使金有很好的附著性因此必須先沉積 $200\text{\AA}$ 的鉻再沉積 $2\text{ }\mu\text{m}$ 的金，此厚度乃因為高頻性能的考量之故，如圖(十一)所示。

5.完成了上面的步驟，最後一步就是釋放結構，吾人利用氫氧化鉀(KOH) 蝕刻之前用來當犧牲層的鋁，由於結構釋放後若碰到水則會因為表面張力而使上電極與共平面波導吸附住，如此一來則結構無法懸浮，因此在蝕刻完後必須利用超臨界乾燥法直接將液體汽化成氣體使結構能夠順利懸浮而完成整個製程的製作，如圖(十二)所示。



(圖八)



(圖九)



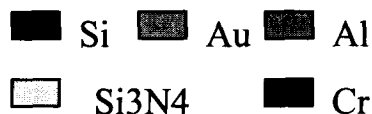
(圖十)



(圖十一)



(圖十二)



五、結論與展望

在執行計劃第三年後，以理論的推導配合軟體的模擬而創新了新的衰減器架構以達成等相位之要求，並對製程的開發做了定義，而創新的架構乃為本研究最大的突破，相信不久後必可完成並以量測佐證理論。

六、參考文獻

- [1] C.T.-C. Nguyen, "Micro-electromechanical devices for wireless communications," Proceeding, 1998 IEEE International Micro Electro Mechanical Systems Workshop, Heidelberg, Germany, Jan.25-29,1998,pp.1-7.
- [2] Won-tae Kang, IK- soo chang, and Min-soo Kang, "Reflection-Type Low-Phase-Shift Attenuator," IEEE Transactions on Microwave Theory and Technique, Vol.46, pp.1019-1021, No.7, July 1998.
- [3] D. M. Pozar, "Microwave Engineering", Second Edition, John Wiley & Sons, Inc., 1998, pp.208-211.
- [4] Muldavin, J.B.; Rebeiz, G.M., "30 GHz tuned MEMS switches," Microwave Symposium Digest, 1999 IEEE MTT-S International , Volume: 4 , 1999 Page(s): 1511-1514 vol.4