

工學碩士 學位論文

Open Loop Resonator를 사용한 대역통과 필터의  
설계에 관한 연구

*A Study on Design of Band Pass Filter Using Open  
Loop Resonators*

指導教授 金 東 一

2007年 2月

韓國海洋大學校 大學院

電波工學科 李 制 憲

# 목 차

Nomenclature .....	ii
Abstract .....	iii
제 1 장 서 론	
1.1 연구배경 및 목적 .....	1
1.2 연구내용 .....	2
제 2 장 기존의 Open Loop Resonator의 해석	
2.1 기존의 Open Loop Resonator의 수식적 이론 .....	3
2.2 기존의 Open Loop Resonator의 주파수 특성 .....	7
제 3 장 제안한 Open Loop Resonator의 해석	
3.1 제안한 Open Loop Resonator의 수식이론 .....	9
3.2 Open Loop Resonator를 사용한 필터의 해석 .....	14
제 4 장 최적 설계 및 계산 결과	
4.1 Powell's LSM을 이용한 최적설계 .....	17
4.2 최적 파라미터를 이용한 계산 결과 .....	18
제 5 장 Open Loop Resonator를 사용한 대역통과필터의 제작 및 측정	
5.1 Open Loop Resonator를 사용한 BPF의 제작 .....	17
5.2 Open Loop Resonator를 사용한 BPF의 측정 결과 .....	18
제 6 장 결 론	
참고 문헌 .....	25
부록 Powell's LSM program .....	26

## Nomenclature

$f$	: 주파수(Frequency)
$f_0$	: 중심 주파수(center frequency)
$f_m$	: 정규화 주파수(normalized frequency)
$[F]$	: ABCD matrix
OLR	Open loop resonator
$S_{ij}(i=j)$	: 반사계수(Reflection Coefficient)
$S_{ij}(i \neq j)$	: 투과계수(Transmission Coefficient)
$[S]$	: Scattering matrix
$[T]$	: Transfer matrix
$Z$	: 선로의 임피던스(External Line of Impedance)
$Z_{in}^e$	: 우모드 여진(Even-mode Excitation)시의 입력임피던스
$Z_{in}^o$	: 기모드 여진(Odd-mode Excitation)시의 입력임피던스
$Z_0$	: 선로의 특성임피던스(External Line of Characteristic Impedance)
$\Gamma_e$	: Reflection coefficients for the even-mode excitation
$\Gamma_o$	: Reflection coefficients for the odd-mode excitation
$\lambda$	: 파장(Wavelength)

## Abstract

With the advancements of electronics, information, and communication industries, the radio communication systems accomplished fast growth and the quality of human life is improving rapidly under benefit of various informations. However, the improved techniques and increased using frequencies cause unwanted noises in systems and equipments. So filters are used in systems, equipments, and circuits that can be operated exactly by filtering the noise.

A filter is one of the components indispensable for microwave and millimeter wave system. Various kinds of filters have been studied and developed. The filter with better characteristics is needed for qualitative elevation of microwave system. In this thesis, a band pass filter with good characteristics was realized and miniaturized by designing the filter using open loop resonator. To solve and prove the theory of microstrip slow-wave open loop resonator in the some case of traditional filters, open loop resonator has been used by reciprocally, because it is to be assumed that the open loop resonator must satisfy the reciprocal condition.

The two pole BPF was designed and fabricated. For miniaturized design, the open loop resonator was divided by 4 sections and 2 sections with  $1/4$  wavelength which have different line impedances where Powell's least square method was adopted. The characteristics of the proposed BPF were improved by using two pole open loop resonator. The characteristic impedance values of each section were obtained by Powell's least square algorithm

where differentiations are not needed.

This paper presents a novel design method of open loop resonator using Powell's least square algorithm and utilizes to band pass filters. The filters are not only compact size due to the open loop resonator, but also have good skirt characteristics. The measured results showed a good agreement with the theoretical results as well as ADS simulation.

# 제 1 장 서 론

## 1.1 연구 배경 및 목적

전기전자 산업이 발전함에 따라 무선통신 시스템을 이용한 정보통신기술 및 통신 산업이 급속한 성장을 이루고 있으며, 다양한 정보의 혜택아래 삶의 질은 급속도로 개선되고 있다. 최근 정보화 사회의 급격한 발달은 통신수단의 급격한 발전을 가져왔다. 고정된 장소에서의 통화로부터 자동차, 기차, 항공기, 선박 등의 이동 수단에서의 통화, 보행 중의 통신 및 위성통신까지 사용될 수 있는 통신시스템으로 발전하고 있다. 따라서 수요자의 급증에 따라 마이크로파, 밀리미터파 통신에서는 사용주파수 대역의 광대역화에 대한 연구가 필수 불가결하다[1]. 무선통신 시스템을 구성하는 소자 중 필터(Filter)는 필수적인 소자이며 이에 따라 다양한 종류의 필터가 연구, 개발되고 있으며 무선통신 시스템의 질적 향상을 위해서 특성이 보다 좋은 필터의 연구가 필요할 것이다. 필터는 RF 시스템 전반에 걸쳐 가장 많이 사용되는 회로 중 하나로 수동회로는 물론 능동회로, 시스템에 걸쳐서 단품, 부속품, 매칭회로 등 Filtering 개념이 필요하지 않은 곳은 없으며, 매우 다양한 종류와 형태로 구현되고 있다. 특정 대역의 주파수 성분만을 골라내기 위한 회로 또는 구조물, 회로적으로는 L과 C의 조합으로 구성이 가능하며, 분류기준에 따라 다양한 종류의 필터가 존재한다.

본 논문에서는 보다 작은 크기의 필터를 제작하기 위하여 Open loop resonator를 사용하여 BPF(Band Pass Filter)를 제작하였다. 기존의 Open loop resonator는 대칭성과 그 조건에 의하여 설계되고 해석되어 왔으며 전기 결합과 자기 결합 두 가지를 모두 이용하여야 했기에 대부분 4 pole 혹은 8 pole 정도로 회로의 크기가 컸다. 하지만 본 논문에서는 Open loop resonator를 포트를 중심으로 두 부분으로 나누고 Powell의 최소자승법을 사용하여 각 선로의 특성 임피던스를 증가시켜 회로의

스커트 특성을 조절하였으며 2 pole 구조로 Open loop resonator의 설계를 하였다. 또한 Open loop resonator 사이의 gap 간격을 조절하여 전자기 커플링의 강도를 조절하여 전체 이득 레벨을 조절하였다. 기존의 논문의 4 pole의 대역 통과 필터와 비교하면 전체적 스커트가 약간 완만해 지는 반면 본 논문의 필터는 2 pole 이기에 전체 크기를 절반 정도로 줄였다.

본 연구에서 제시한 대역통과 필터는 Powell의 최소 자승법을 사용하여 각 섹션의 임피던스가 다른 Open loop resonator로 구현하였고, 전파천문학용 대역통과 필터와 ISM 대역용 필터로 각각 제작하였다.

## 1.2 연구내용

필터는 특정 대역의 주파수 성분만을 골라내기 위한 회로 또는 구조물로서 회로적으로는 L과 C의 조합으로 구성이 가능하며, 대역 혹은 통과 대역 파형 혹은 구현방법 등의 분류기준에 따라 다양한 종류의 필터가 존재한다. 본 논문에서는 대역분류에 따라 특정 대역의 주파수 성분만을 골라내는 BPF(Band Pass Filter)에 관하여 연구하였으며, 이동 통신 시스템에 사용할 수 있는 대역 통과 필터를 얻기 위해서, Open loop resonator를 사용하였다. 많은 기기들의 한 요소인 필터는 크기의 최소화 와 무게의 경량화가 그 성능 못지않게 아주 중요한 요소이다. 그것은 플 레이너 필터가 PCB 기술에서 그 작은 크기와 적은 무게 때문에 더욱 더 선호되는 것과 같은 이유이다.

본 연구에서 Open loop resonator는 Main resonating bar와 Open stub로 이루어져 있다. 기존의 Open loop resonator는 임피던스 매칭을 위해 Open loop resonator 전체의 선로 임피던스가 동일한 것이 대부분 이며 그 중 일부는 open stub 부분의 입력 임피던스만 크게 잡을 뿐 대 동소이다. 또한 일반적으로 4 pole을 기반으로 하는 기존의 Open loop resonator로 구현한 대역통과 필터에 비해 본 연구에서는 2 pole로 설계 하여 성능은 유지하면서 회로의 크기를 줄였다. 필터 제작에 사용된 Open loop resonator의 구조는 Main resonating bar의 양단에 Open stub를 달아서 기본 통과 대역의 특성을 향상시켰고, 포트와 Main resonating bar와 Open stub의 각각의 특성 임피던스 값을 다르게 하여 특성을 개선시켰으며, 회로 구성요소의 특성 임피던스 값은 보다 정확하 고 좋은 특성을 얻을 수 있는 특성 임피던스 값을 얻기 위하여 미분을 필요로 하지 않는 Powell의 최소자승법에 의해 구함으로써 최적 설계하 였다. 또한 각 Open stub는 고조파 성분을 제어하고 스킨 특성을 확보 하기 위하여 선로 길이를 그에 따라 조절하였으며, full overlapped electric coupling 성분만을 사용하여 회로의 해석과 응용을 용이하게 하



였다. 그리고 설계한 Open loop resonator는 각 섹션의 길이를  $1/4$  파장으로 하여 구현하였고 Powell의 최소자승법을 사용한 계산결과의 정확도를 보기 위하여 시뮬레이션 툴인 ADS (Advanced Design System)를 사용하여 비교하였다.

본 논문에서 제시하는 Open loop resonator를 기본으로 하여 구현하였고, 기존의 Open loop resonator의 이론에서 커플링 부분과 기본 디자인을 참조하였고, Powell의 최소자승법을 이용하여 각 선로의 특성 임피던스를 순차적으로 증가시켜 기존의 4 pole 기반의 설계 방법에서 벗어나 2 pole로 설계하여 회로의 크기를 줄인 것이다.

## 제 2 장 기존의 Open loop resonator의 해석

### 2.1 Open loop resonator의 수식 이론

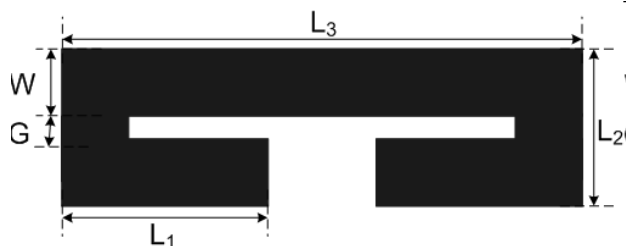


그림 2.1 기존의 OLR

Fig. 2.1 Conventional OLR

그림 2.1은 기존의 Open loop resonator 회로도이다. 공진기 전체 둘레가 되는  $L_R(=2L_1+2L_2+L_3)$ 이 대역통과 필터의 공진 주파수의  $\lambda/2$  가 되며 Open Stub의 길이  $L_0(=L_1+L_2-W_1)$ 가 되어 첫 번째 하모닉 성분을 제거하는 길이 즉 첫 번째 하모닉 성분의 중심 주파수에 공진하는 길이가 된다.

실제 Open Stub는 아래 그림과 같이 등가적으로 표현된다.

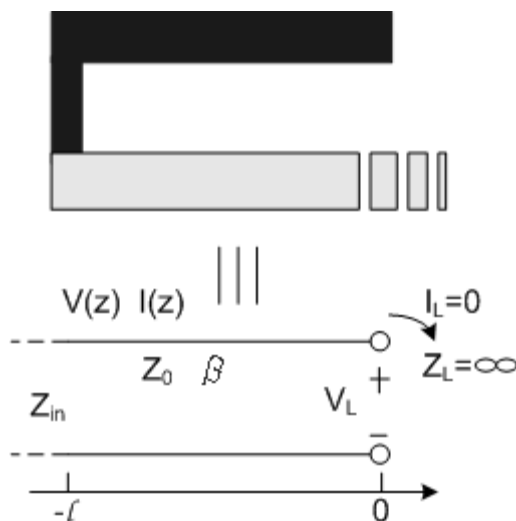


그림 2.2 Open Stub와 등가 회로

Fig. 2.2 Open Stub and Equivalent circuit

그림 2.2에 나타낸 Open Stub는 다음과 같이 해석된다.

$$V(z) = V_0^+ [e^{-j\beta z} + \Gamma_L e^{j\beta z}] \quad (2-1)$$

$$I(z) = \frac{V_0^+}{Z_0} [e^{-j\beta z} - \Gamma_L e^{j\beta z}] \quad (2-2)$$

식 (2-1), (2-2)로부터 Open Stub의 전압 및 전류는 아래의 식 (2-3), (2-4)와 같이 표현된다.

$$V(z) = 2V_0^+ \cos\beta z \quad (2-3)$$

$$I(z) = \frac{-2jV_0^+}{Z_0} \sin\beta z \quad (2-4)$$

여기서  $Z_L = \infty$ 로 두면, 그림 2.2와 같이 Open Stub 상의 입력 임피던스는 다음 식과 같이 표현된다.

$$Z_{in} = -jZ_0 \cot\beta\ell \quad (2-5)$$

식 (2-5)는 아래 그림 2.3의 병렬 커패시터로 표현할 수 있다.

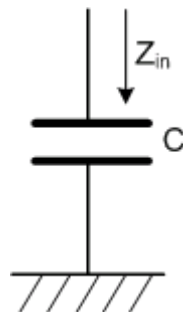


그림 2.3 병렬 커패시터  
Fig. 2.3 Parallel capacitor

그림 2.3에서  $Z_{in}$ 과  $C$ 는 아래의 수식으로 표현된다.

$$Z_{in} = \frac{-j}{\omega C} = -jZ_0 \cot \beta l \quad (2-6)$$

$$C = \frac{1}{\omega Z_0 \cot \beta l} \quad (2-7)$$

이러한 Open Stub를 첫 번째 하모닉 성분의 차단과 공진 길이 확보에 이용한다.

Open loop resonator의 긴 변의 물리적 길이를  $d$ , 전파상수를  $\beta$  라 하면, 회로의 전기적 길이는  $\theta = \beta d$  가 된다. 그림 6의 Open loop resonator는 다음 식 (2-8)의 ABCD 파라미터로 나타낼 수 있다.

$$\begin{pmatrix} V_1 \\ I_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A_1 & B_1 \\ C_1 & D_1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_2 \\ -I_2 \end{pmatrix} \quad (2-8)$$

$$A_1 = \cos \theta - \frac{1}{2} \omega C_L Z \sin \theta \quad (2-9)$$

$$B_1 = jZ \sin \theta$$

$$C_1 = j \left( \omega C_L \cos \theta + \frac{1}{Z} \sin \theta - \frac{1}{4} \omega^2 C_L^2 Z \sin \theta \right)$$

$$D_1 = \cos \theta - \frac{1}{2} \omega C_L Z \sin \theta$$

또한 포트와 연결되는 가운데의 전송선로를 특성 임피던스를  $Z_0$ , 전송선로의 물리적 길이  $W_p = l$  로 하여 ABCD 파라미터로 나타내면, 식 9와 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{pmatrix} A_2 & B_2 \\ C_2 & D_2 \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \beta l & jZ_0 \sin \beta l \\ j \sin \beta l / Z_0 & \cos \beta l \end{bmatrix} \quad (2-10)$$

위 식 (2-8)과 식 (2-9), 식 (2-10)에 나타낸 ABCD 파라미터를 각 단에서 계산한 후 다단으로 종속 접속된 회로망의 ABCD 파라미터를 행렬곱으로 곱하

여 나온 ABCD 파라미터를 S 파라미터로 변환하여 S파라미터로 계산할 수 있다.

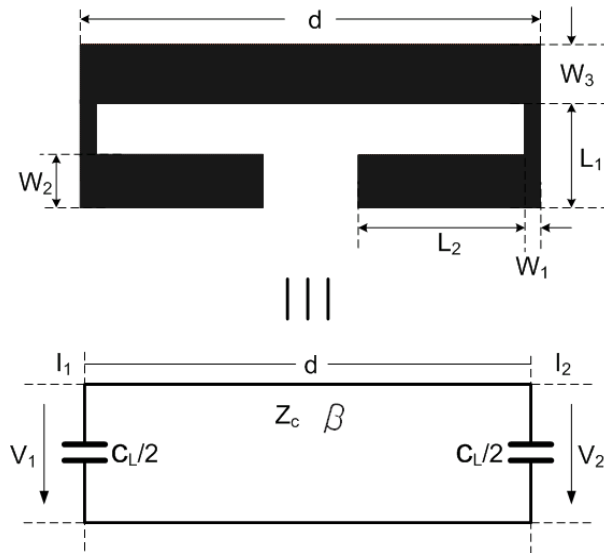


그림 2.4 OLR와 등가 회로

Fig. 2.4 OLR and equivalent circuit

Open loop resonator는 한 쌍으로 쓰이며 입력(Input) 및 출력(Output) 포트의 위치를 장축에 놓는 것을 기본으로 하고 있다. 그림 2.4의 Open loop resonator를 even, odd-mode법을 사용하여 다음의 그림 2.5와 그림 2.6에서와 같이 등가회로로 나타내어 해석할 수 있다.

(1) Even-mode 해석

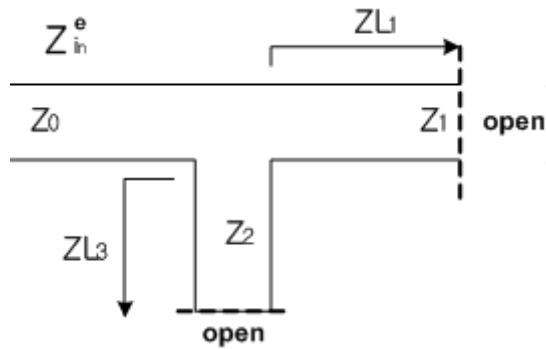


그림 2.5 Even 모드 등가회로  
Fig. 2.5 Even-mode equivalent

$$f_n = \frac{f}{f_0} \quad (2-11)$$

식 (2-11)에서  $f_n$ 은 정규화 된 주파수(normalized frequency)이며  $f_0$ 는 중심 주파수(center frequency)이다.

먼저 even-mode인 경우로, even-mode의 입력임피던스  $Z_{in}^e$ 를 구하기 위해  $ZL_1$ 을 먼저 구하고 차례대로  $ZL_2$ ,  $ZL_3$ 를 구할 수 있다. 식은 다음과 같다.

$$ZL_1 = Z_1 / j \tan\left(\frac{\pi}{2} f_n\right) \quad (2-12)$$

$$ZL_2 = 2Z_3 / j \tan\left(\frac{\pi}{2} f_n\right) \quad (2-13)$$

$$ZL_3 = Z_2 \frac{ZL_2 + jZ_2 \tan\left(\frac{\pi}{2} f_n\right)}{Z_2 + jZL_2 \tan\left(\frac{\pi}{2} f_n\right)} \quad (2-14)$$

$$Z_{in}^e = \frac{ZL_1 \cdot ZL_3}{ZL_1 + ZL_3} \quad (2-15)$$

$$\Gamma_e = \frac{Z_{in}^e - Z_0}{Z_{in}^e + Z_0} \quad (2-16)$$

(2) Odd-mode 해석

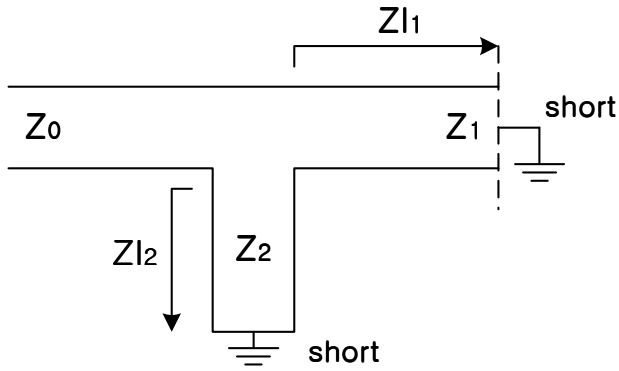


그림 2.6 Odd 모드 등가회로  
Fig. 2.6 Odd-mode equivalent

다음으로 odd-mode의 입력임피던스  $Z_{in}^o$ 를 구하기 위해  $Zl_1$ 과  $Zl_2$ 를 구할 수 있다. 식은 다음과 같다.

$$Zl_1 = jZ_1 \tan\left(\frac{\pi}{2} f_n\right) \quad (2-17)$$

$$Zl_2 = jZ_2 \tan\left(\frac{\pi}{2} f_n\right) \quad (2-18)$$

$$Z_{in}^o = \frac{Zl_1 \cdot Zl_2}{Zl_1 + Zl_2} \quad (2-19)$$

$$\Gamma_o = \frac{Z_{in}^o - Z_0}{Z_{in}^o + Z_0} \quad (2-20)$$

odd-mode의 입력임피던스를 이용하여 위의 식과 같이 odd-mode의 반사계수를 구할 수 있다. 식 (2-16)과 식 (2-20)의 반사계수를 사용하여 다음과 같이 S-parameter를 구할 수 있다.

### (3) S-parameter 계산

$$S_{11} = \frac{\Gamma_e + \Gamma_o}{2} \quad (2-21)$$

$$S_{21} = \frac{\Gamma_e - \Gamma_o}{2} \quad (2-22)$$

$$S_{11, dB} = 20 \log_{10} |S_{11}| \quad (2-23)$$

$$S_{21, dB} = 20 \log_{10} |S_{21}| \quad (2-24)$$

### (4) 갭에 따른 전기적 커플링 계수

Open loop resonator의 특성 상 갭의 간격에 따른 커플링에 의해 회로의 특성이 크게 바뀌기 때문에 아래 그림 2.7과 같이 갭과 전기적 커플링 계수와의 관계에 대한 그래프를 참조하여 간격을 조절하였다.

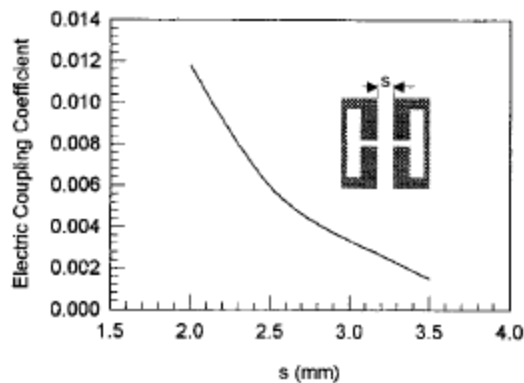
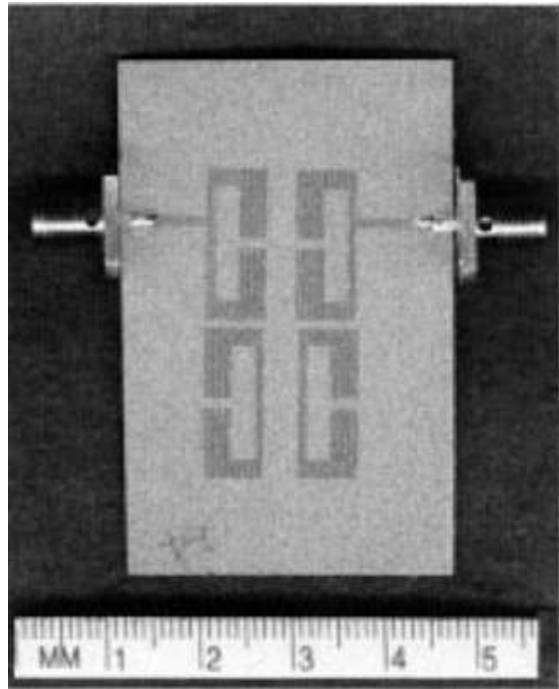


그림 2.7 갭에 의한 전기적 커플링 계수  
Fig. 2.7 Electric coupling coefficient by gap

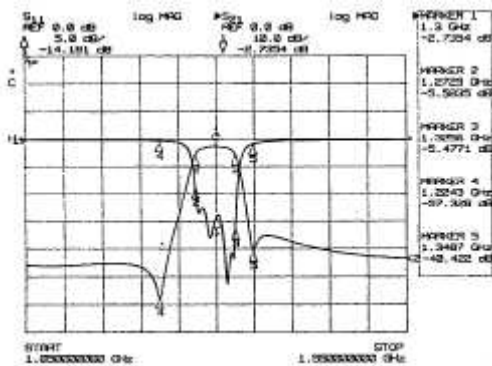


## 2.2 기존의 Open loop resonator의 주파수 특성



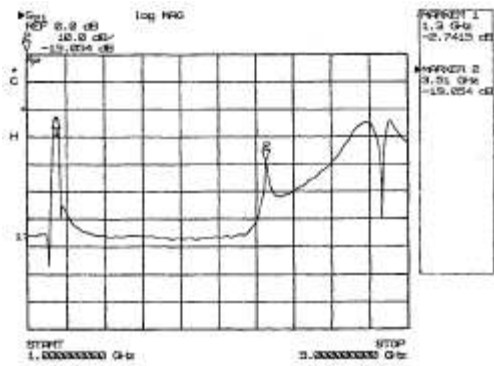
(a) 제작된 필터

(a) fabricated filter



(b) 협대역으로 본 측정 그래프

(b) narrow band measured graph



(c) 광대역으로 본 측정 그래프

(c) wide band measured graph

그림 2.8 종래의 OLR를 사용한 BPF

Fig. 2.8 Conventional BPF using OLR

그림 2.8은 2.1절에서 설명한 Open loop resonator를 기본으로 한 종래의 대역 통과 필터이다. 종래의 논문에서 사용한 특성임피던스는  $Z_0 = 50 \Omega$ ,  $Z_1 = 50 \Omega$ ,  $Z_2 = 36.5 \Omega$ ,  $Z_3 = 28.5 \Omega$ , 로 하여 제작한 필터의 측정 결과이다. 그림 2.8에서 나타난 바와 같이  $S_{21}$ 이  $1.3 \text{ GHz}$ 대역에서  $-2.735 \text{ dB}$ 정도의 투과계수 값을 가지며,  $1.27 \text{ GHz} \sim 1.32 \text{ GHz}$ 의  $50 \text{ MHz}$ 의 대역과 비교적 양호한 특성을 볼 수 있다.

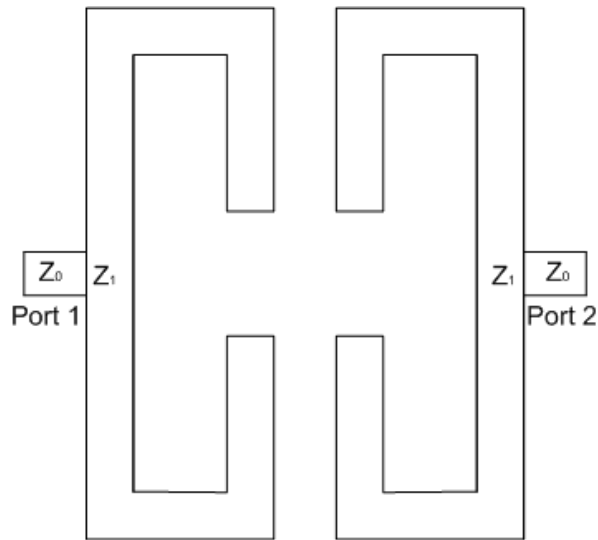


그림 2.9 종래의 설계법을 사용한 BPF

Fig. 2.9 BPF using conventional design method

그림 2.9는 종래의 설계법을 사용하여 2 pole로 구성한 대역 통과 필터이다. 이 대역 통과 필터는 아래 그림 2.10과 같이 대역특성 자체가 나타나지 않으며, 저지대역 부분의 전체적 레벨이  $-25 \text{ dB}$  정도로 나타나고 있다.

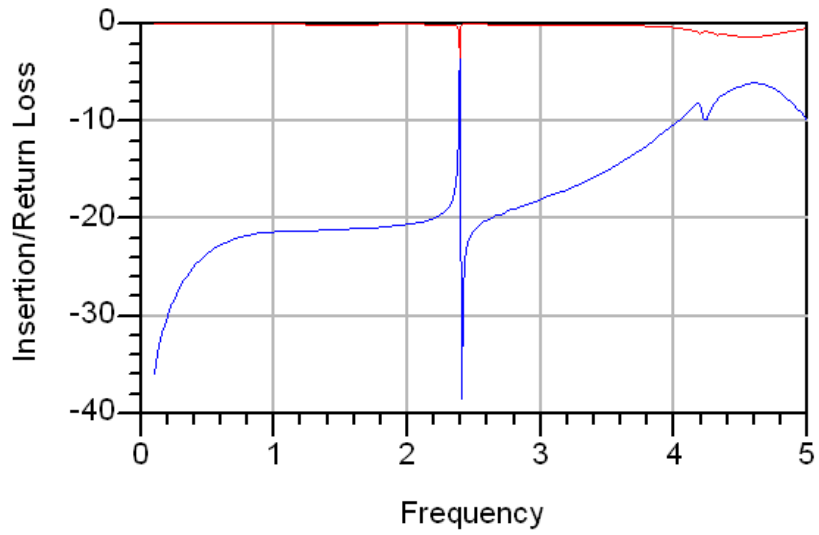


그림 2.10 종래의 설계법을 사용한 BPF의 측정 결과

Fig. 2.10 Simulated results using conventional design method

### 제 3 장 본 연구에서 제안한 Open loop resonator의 해석

#### 3.1 본 연구에서 제안한 Open loop resonator의 수식이론

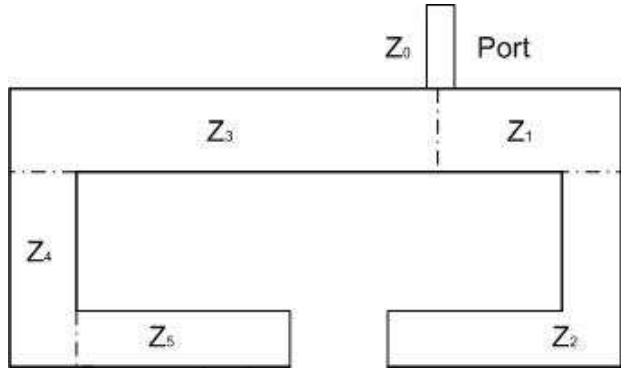


그림 3.1 제안한 Open loop resonator  
 Fig. 3.1 A proposed Open loop resonator

그림 3.1은 Open loop resonator의 필터의 구조이다. 회로 전체 구조로 볼 때 좌우 대칭이며, 가역적인 회로망이다. Port 1이 입력(Input), Port 2는 출력(Output)포트이다. 그림 3.2와 그림 3.3에서는 even, odd-mode의 등가회로를 나타내고 있으며 even, odd-mode법을 이용하여 회로의 1/2만 해석하여 중첩의 원리를 이용하면 전체회로에 대해 해석을 할 수 있다.

여기서,  $Z_{in}^e$ 는 even-mode 입력임피던스,  $Z_{in}^o$ 는 odd-mode 입력임피던스를 나타내고 있다.

(1) Even-mode 해석

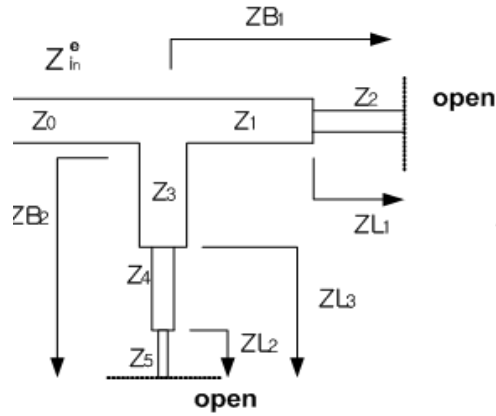


그림 3.2 Even 모드 등가회로

Fig. 3.2 Even-mode equivalent circuit

그림 3.2는 Open loop resonator의 Even 모드 등가회로를 나타내고 있다.

$$f_n = \frac{f}{f_0} \tag{3-1}$$

식 (3-1)에서  $f_n$ 은 정규화 된 주파수(normalized frequency)이며  $f_0$ 는 중심 주파수(center frequency)이다.

먼저 even-mode인 경우로, 입력임피던스  $Z_{in}^e$ 에서는 개방회로(open circuit)이며, even-mode의 입력임피던스  $Z_{in}^e$ 를 구하기 위해  $ZL_1$ 을 먼저 구하고 차례대로  $ZB_1$ ,  $ZL_2$ ,  $ZL_3$ ,  $ZB_2$ 를 구할 수 있다. 식은 다음과 같다.

$$ZL_1 = Z_2 / j \tan\left(\frac{\pi}{4} f\right) \tag{3-2}$$

$$ZB_1 = Z_1 \frac{ZL_1 + j Z_1 \tan\left(\frac{\pi}{4} f\right)}{Z_1 + j ZL_1 \tan\left(\frac{\pi}{4} f\right)} \tag{3-3}$$

$$ZL_2 = Z_5 / j \tan\left(\frac{\pi}{4} f\right) \quad (3-4)$$

$$ZL_3 = Z_4 \frac{ZL_2 + jZ_4 \tan\left(\frac{\pi}{4} f\right)}{Z_4 + jZL_2 \tan\left(\frac{\pi}{4} f\right)} \quad (3-5)$$

$$ZB_2 = Z_3 \frac{ZL_3 + jZ_3 \tan\left(\frac{\pi}{4} f\right)}{Z_3 + jZL_3 \tan\left(\frac{\pi}{4} f\right)} \quad (3-6)$$

$$Z_{in}^e = \frac{ZB_1 \cdot ZB_2}{ZB_1 + ZB_2} \quad (3-7)$$

위의 식 (3-7)에 의해 even-mode의 입력임피던스를 이용하여 다음 식 (3-8)과 같이 even-mode의 반사계수를 구할 수 있다.

$$\Gamma_e = \frac{Z_{in}^e - Z_0}{Z_{in}^e + Z_0} \quad (3-8)$$

(2) Odd-mode

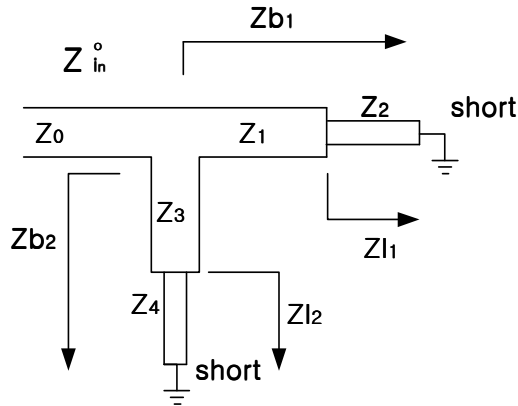


그림 3.3 Odd 모드 등가회로

Fig. 3.3 Odd-mode equivalent circuit

$$f_n = \frac{f}{f_0} \tag{3-9}$$

위의 even-mode에서와 마찬가지로  $f_n$ 은 정규화 된 주파수(normalized frequency)이며  $f_0$ 는 중심 주파수(center frequency)이다.

odd-mode에서 입력임피던스  $Z_{in}^o$ 에서는 단락회로(short circuit)이며, odd-mode의 입력임피던스  $Z_{in}^o$ 를 구하기 위해  $Z_{l1}$ 을 먼저 구하고 차례대로  $Z_{b1}$ ,  $Z_{l2}$ ,  $Z_{l3}$ ,  $Z_{b2}$ 를 구할 수 있다. 식은 다음과 같다.

$$Z_{l1} = jZ_2 \tan\left(\frac{\pi}{4} f_n\right) \tag{3-10}$$

$$Z_{b1} = Z_1 \frac{Z_{l1} + jZ_1 \tan\left(\frac{\pi}{4} f_n\right)}{Z_1 + jZ_{l1} \tan\left(\frac{\pi}{4} f_n\right)} \tag{3-11}$$

$$Z_{l2} = jZ_4 \tan\left(\frac{\pi}{4} f_n\right) \tag{3-12}$$

$$Zb_2 = Z_3 \frac{Zl_2 + jZ_3 \tan\left(\frac{\pi}{4} f_n\right)}{Z_3 + jZl_2 \tan\left(\frac{\pi}{4} f_n\right)} \quad (3-13)$$

$$Z_{in}^o = \frac{Zb_1 \cdot Zb_2}{Zb_1 + Zb_2} \quad (3-14)$$

$$\Gamma_o = \frac{Z_{in}^o - Z_0}{Z_{in}^o + Z_0} \quad (3-15)$$

위의 식 (3-14)에 의해 odd-mode의 입력임피던스를 이용하여 다음 식 (3-15)과 같이 odd-mode의 반사계수를 구할 수 있다. 식 (3-8)과 식 (3-15)의 반사계수를 사용하여 다음과 같이 S-parameter를 구할 수 있다.



### (3) S-parameter 계산

$$S_{11} = \frac{\Gamma_e + \Gamma_o}{2} \quad (3-16)$$

$$S_{21} = \frac{\Gamma_e - \Gamma_o}{2} \quad (3-17)$$

$$S_{11} = S_{22} \text{ (대칭성)} \quad (3-18)$$

$$S_{21} = S_{12} \text{ (가역성)} \quad (3-19)$$

식 (3-16)과 식 (3-17)에서와 같이 S-parameter를 구할 수 있으며 식 (3-18)과 식 (3-19)는 필터의 대칭성과 가역성을 가지는 회로임을 나타내고 있다.  $S_{11}$  과  $S_{21}$  은 다음과 같이 데시벨(dB)로 표현할 수 있다.

$$S_{11, dB} = 20 \log_{10} |S_{11}| \quad (3-20)$$

$$S_{21, dB} = 20 \log_{10} |S_{21}| \quad (3-21)$$

### 3.2 Open loop resonator를 사용한 필터의 해석

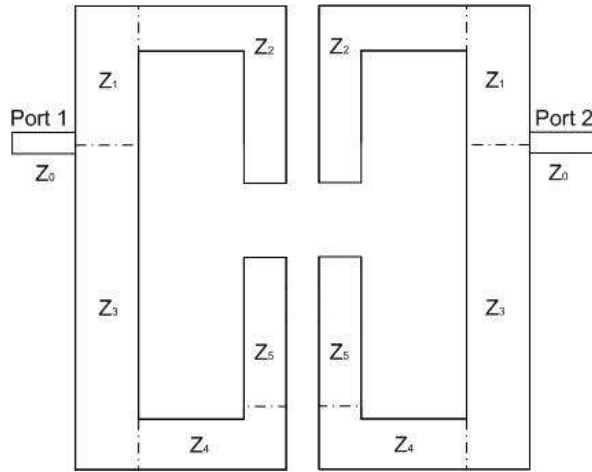


그림 3.4 Open loop resonator를 사용한 대역 통과 필터

Fig. 3.4 BPF using Open loop resonator

위의 그림 3.4는 3.1절에서 설명한 4 pole open loop resonator를 2 pole로 줄인 필터이다. 2 pole 필터 역시 3.1절에서 해석한 바와 같이 even, odd-mode 해석을 하여 회로의 1/2만 해석한 것을 중첩의 원리를 이용하면 전체회로에 대해 해석을 할 수 있다. 등가회로를 이용하여 수식을 해석한 후 전체 회로를 전달 파라미터들을 이용하여 해석할 수 있다. 다음의 Transfer Parameter들을 이용하여 식 (3-26)과 같이 Transfer matrix를 구할 수 있으며, Transfer matrix를 이용하여 대역 통과 필터의 전체  $S_{11}$  과  $S_{21}$  을 구할 수 있다.

다음의 식 (3-22)부터 식 (3-25)까지의 식은 Transfer Parameter들을 나타내고 있다.

$$T_{11} = S_{12} - \frac{S_{11} \cdot S_{22}}{S_{21}} \quad (3-22)$$

$$T_{12} = \frac{S_{11}}{S_{21}} \quad (3-23)$$

$$T_{21} = -\frac{S_{22}}{S_{21}} \quad (3-24)$$

$$T_{22} = \frac{1}{S_{21}} \quad (3-25)$$

$$T = \begin{bmatrix} T_{11} & T_{12} \\ T_{21} & T_{22} \end{bmatrix} \quad (3-26)$$

대역 통과 필터의 전체  $S_{11}$  과  $S_{21}$  을 구하기 위해 Cascade Transfer Matrix로 전체 전달함수를 구할 수 있다. 다음의 식 (3-27)은 전체 전달함수를 구하기 위한 식으로 식 (3-26)을 이용하여 전체 전달함수를 구할 수 있다. 각각의  $T_1$  ,  $T_2$  는 각각의 OLR1, OLR2의 전달함수 이다.

$$T = T_1 \times T_2 \quad (3-27)$$

$$T = \begin{bmatrix} T_{11} & T_{12} \\ T_{21} & T_{22} \end{bmatrix} \quad (3-28)$$

식 (3-28)과 같이 전체 전달함수를 4개의 파라미터의 matrix로 표현할 수 있으며 각각의 전달 파라미터들을 이용하여 식 (3-29)부터 (3-32)까지의 수식과 같이  $S_{11}$ ,  $S_{12}$ ,  $S_{21}$ ,  $S_{22}$  를 구할 수 있다.

$$S_{11} = \frac{T_{12}}{T_{22}} \quad (3-29)$$

$$S_{12} = T_{11} - \frac{T_{12} \cdot T_{21}}{T_{22}} \quad (3-30)$$

$$S_{21} = \frac{1}{T_{22}} \quad (3-31)$$

$$S_{22} = -\frac{T_{21}}{T_{22}} \quad (3-32)$$

각각의 S 파라미터  $S_{11}, S_{12}, S_{21}, S_{22}$  를 데시벨(dB)로 표현하면 다음과 같다.

$$S_{11, dB} = 20 \log_{10} |S_{11}| \quad (3-33)$$

$$S_{12, dB} = 20 \log_{10} |S_{12}| \quad (3-34)$$

$$S_{21, dB} = 20 \log_{10} |S_{21}| \quad (3-35)$$

$$S_{22, dB} = 20 \log_{10} |S_{22}| \quad (3-36)$$

# 제 4 장 최적 설계 및 계산 결과

## 4.1 Powell's Least Square Method를 이용한 최적 설계

Powell's Least Square Method는 미분을 하지 않고 극치를 찾을 수 있는 최소자승법으로서, 주어진 평가함수(parity function)를 최소로 하는 파라미터를 수치 계산적으로 구하여 이를 최적 파라미터로 하는 방법이다[7]. Open loop resonator를 최적화 하는 파라미터는 식 (4-1)과 식 (4-2)의 같은 평가함수를 써서 계산하였다.

즉  $f = 2.4 \sim 2.6 \text{ GHz}$ 의 pass band ( $f_{180} \sim f_{200}$ )에서는

$$F_2(Z_1, Z_2, Z_3, Z_4, Z_5, f_i) = \sum_{i=180}^{200} \{|S_{11}|^2 + (|S_{21}| - 1)^2\}_{f_i} \tag{4-1}$$

$f = 0.6 \sim 2.39 \text{ GHz}$  ( $f_1 \sim f_{179}$ ),  $f = 2.61 \sim 3.4 \text{ GHz}$  ( $f_{201} \sim f_{281}$ )의 stop band에서는

$$F_1(Z_1, Z_2, Z_3, Z_4, Z_5, f_i) = \sum_{i=1}^{179} \{(|S_{11}| - 1)^2 + |S_{21}|^2\}_{f_i}, \tag{4-2}$$

$$F_3(Z_1, Z_2, Z_3, Z_4, Z_5, f_i) = \sum_{i=201}^{281} \{(|S_{11}| - 1)^2 + |S_{21}|^2\}_{f_i} \tag{4-3}$$

로 하여  $F = F_1 + F_2 + F_3$ 라 놓고  $F(Z_1, Z_2, Z_3, Z_4, Z_5, f_i)$ 를 Minimum으로 하는  $Z_1 \sim Z_5$ 를 Powell's Least Square Method를 써서 구하였으며  $f_i$ 의 값은 표 4.1과 같다.

표 4.1 Powell's Square Method에서 사용한 sampling point  
Table 4.1 Sampling point using in Powell's Square Method

$f_n$	sampling point										
$f_1 \sim f_{179}$	0.60	0.61	0.62	0.63	0.64	...	2.35	2.36	2.37	2.38	2.39
$f_{180} \sim f_{200}$	2.40	2.41	2.42	2.43	2.44	...	2.56	2.57	2.58	2.59	2.60
$f_{201} \sim f_{281}$	2.61	2.62	2.63	2.64	2.65	...	3.36	3.37	3.38	3.39	3.40

## 4.2 최적 파라미터를 이용한 계산 결과

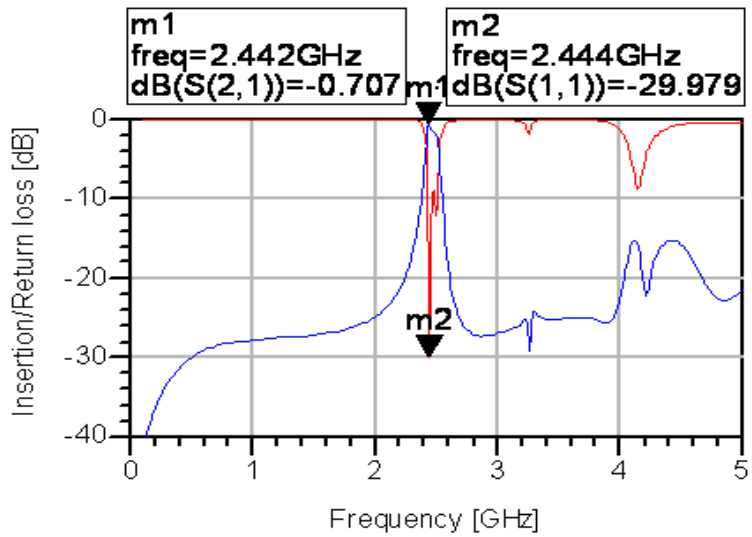
위의 Powell's Least Square Method의 수식을 사용하여 계산한 결과 회로 파라미터는 표 4.2와 같으며, 표 4.2의 특성임피던스를 이용하여 제작한 대역 통과 필터는 기존의 4 pole의 특성을 가지면서 2 pole로 구현되었다.

표 4.2 Powell's Least Square Method에 의해 구해진 파라미터  
Table 4.2 Parameters obtained by Powell's Least Square Method.

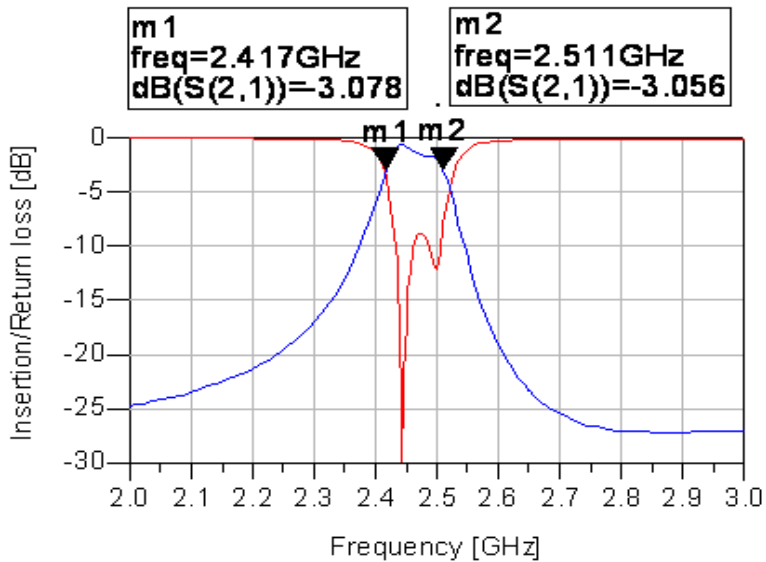
	특성임피던스	두께	$l$
$Z_1$	67.1773 $\Omega$	1.62 mm	16 mm( $\lambda_g/4$ )
$Z_2$	69.129 $\Omega$	1.5 mm	16 mm( $\lambda_g/4$ )
$Z_3$	67.1773 $\Omega$	1.62 mm	16 mm( $\lambda_g/4$ )
$Z_4$	71.495 $\Omega$	1.4 mm	8 mm( $\lambda_g/8$ )
$Z_5$	75 $\Omega$	1.3 mm	8 mm( $\lambda_g/8$ )

그림 4.1은 표 4.2의 파라미터들을 사용하여  $S_{21}$ 과  $S_{11}$ 의 주파수 특성을 시뮬레이션을 수행한 결과이다.  $\lambda/4$ 의 선로를 기본으로 한 open loop resonator의 각 부분을 Powell's Least Square Method의 수식으로 구한 임피던스를 적용한 것이다.

2 pole로 사이즈를 줄인 결과 아래 그림 4.1과 같이 중심주파수 2.512 GHz 그리고 삽입 손실이 -3 dB가 되는 대역폭이 2.482 GHz ~ 2.563 GHz로 약 80 MHz가 되어 중심주파수의 4% 정도의 대역이 확보되었다.



(a)



(b)

그림 4.1 최적 파라미터를 사용한 대역 통과 필터의  $S_{21}$  및  $S_{11}$ 의 시뮬레이션 결과

(a) 대역을 넓게 잡은 주파수 특성

(b) 대역을 좁게 잡은 주파수 특성

Fig. 4.1 Simulated results of  $S_{21}$  and  $S_{11}$  by using optimized parameter.

(a) characteristics shown by wide band

(b) characteristics shown by narrow band

## 제 5 장 Open loop resonator를 사용한 대역통과 필터의 제작 및 측정

### 5.1 Open Loop Resonator를 사용한 BPF의 제작

다음의 그림 5.1은 본 논문에서 직접 제작한 대역 통과 필터이다.

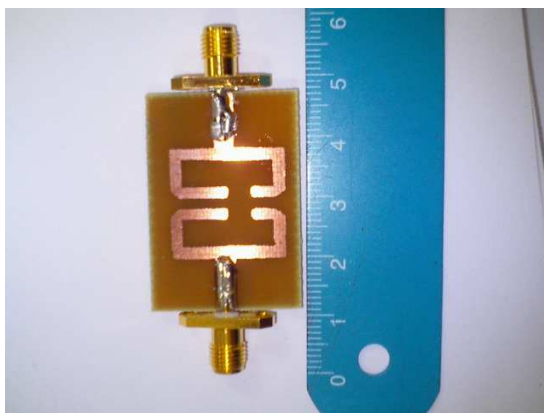


그림 5.1 제작한 대역 통과 필터  
Fig. 5.1 Manufactured bandpass filter

직접 제작한 대역 통과 필터를 네트워크 아날라이저로 측정한 결과를 그림 5.2에 나타내었다. 그림 5.2는  $S_{21}$ 과  $S_{11}$ 의 측정 결과를 나타내고 있다. 위의 계산 결과와 비교하였을 때  $S_{21}$ 은 통과 대역에서 시뮬레이션 결과와 매우 흡사한 특성임을 알 수 있으며  $S_{11}$ 역시 시뮬레이션 결과와 흡사한 특성임을 보이고 있다.



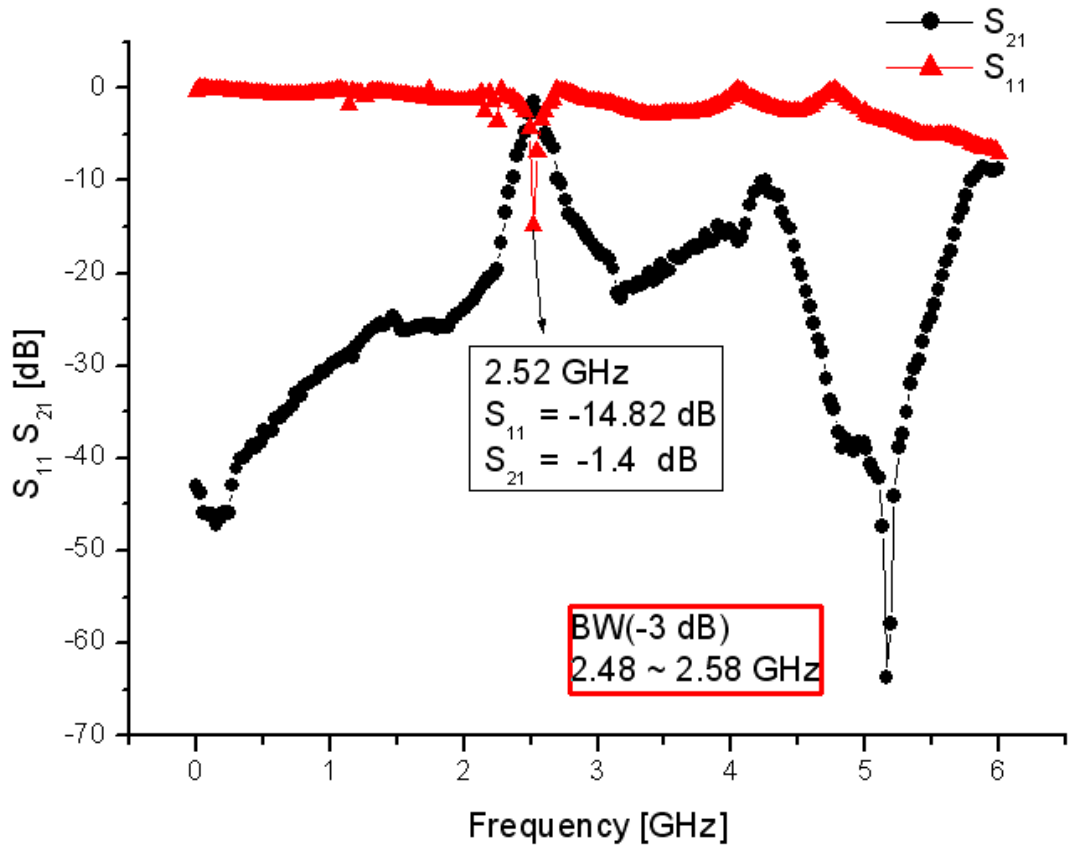


그림 5.2  $S_{11}$ ,  $S_{21}$ 의 측정 결과  
 Fig. 5.2 measured result of  $S_{11}$ ,  $S_{21}$ .

## 제 6 장 결 론

본 논문에서는 대역통과 필터의 소형화를 위해서 기존의 open loop resonator의 4 pole 구성을 2 pole로 구성하였으며 open stub를 결합해서 고조파를 없애기 위한 필터를 제작하였다. open loop resonator를 5 구역으로 나누고 Powell의 미분을 필요로 하지 않는 최소자승법으로 구한 수치로 최적화하여 파라미터  $Z_1, Z_2, Z_3, Z_4, Z_5$ 의 선로의 폭을 다르게 하여 제작, 측정하였다. 기존의 논문에서는  $\lambda/4$  선로를 기본으로 사용하여 4 pole로 구성한 대역통과 필터의 메커니즘을 증명하였으나 전기 결합과 자기 결합에 의한 필터의 구성에서 그 크기가 1 파장 정도였기에 실제 회로에서 적용하기는 힘들다고 생각했다. 그래서 본 논문에서는 위의 문제점을 해결하기 위하여 기존의 4 pole 구조의 대칭형 설계법에서 탈피하여  $\lambda/4$  선로를 기본으로 하는 ISM 기기용 필터를 설계하였고 Powell's Least Square Method와 비대칭형 회로를 사용하여 그 크기를 줄였음을 증명하였다.

## 참 고 문 헌

- [1] Jia-Sheng Hong, Lancaster, M.J., *"Theory and experiment of novel microstrip slow-wave open loop resonator filters"*, IEEE Trans. MTT on vol 45, pp.2358-2365, 1997.
- [2] Jia-Sheng Hong, Lancaster, M.J., *"Aperture-coupled microstrip open loop resonators and their applications to the design of novel microstrip bandpass filters"*, IEEE Trans. MTT on vol 47, pp.1848-1855, 1999.
- [3] David M. Pozar, *초고주파공학*, 대영사, Mar. 1994.
- [4] M. J. D. Powell, *"A method for minimizing a sum of squares of non-linear functions without calculating derivatives"*, Computer J., vol. 7, pp.303-307, 1965

## 발 표 논 문

- [1] 최윤석, 김동일, 제승훈, 최창목, 이제현, “Carbon을 이용한 X-band 레이더용 적층형 전파흡수체 개발에 관한 연구”, 2006년도 추계 마이크로파 및 전파 학술대회 논문집, Vol. 29, No 2, pp 351-354, 2006, 9
- [2] 제승훈, 김동일, 최윤석, 이제현, “Al(OH)<sub>3</sub> 혼합에 의한 전파흡수성능 향상에 관한 연구”, 2006년도 한국전자파학회 종합학술발표회 논문집, Vol. 16, No. 1, pp.373-376
- [3] 이제현, 김동일, 제승훈, 송영만, “전파천문 기기용 BPF의 개발에 관한 연구”, 2006년도 한국항해항만 학회지, Vol. 30, No. 5, pp.363-376

## 부록 Powell's LSM program

### ◆ Powell's method

```
clear all;
global Z S
%
%   itmax = maximum number of iterations
%   N     = number of design variables
%
itmax = 10;
N = 5; % various
%
%   initial guess for vector of design variables
z0 = [Z1 Z2 Z3 Z4 Z5]';
Z = z0;
%
%   initial set of search directions grouped into a
%   matrix (each column is a search direction). For
%   Powell's method this matrix is the identity matrix
%
H = eye(N);
%
n = N;
%
%   main iteration loop (n minimizations plus minimization
%   along new conjugate direction)
%
for iter = 1:1:itmax
    iter
    %
    %   perform n unidimensional minimizations
    %
    S_new = zeros(n,1);
    H
    for k=1:1:n
        k
        S = H(:,k)
        alpha_star = fminbnd('fun2', -0.05,0.05);
        F = fun2(alpha_star);
        Z = Z + alpha_star*S;
        S_new = S_new + alpha_star*S;
    end
    %
    %   generate new search direction, and minimize along it
    %
```

```

S = S_new;
alpha_star = fminbnd('fun2', -0.1, 0.1);
F = fun2(alpha_star)
Z = Z + alpha_star*S
%
% substitute one of the initial directions with the new one
%
for ic=1:1:n-1
    H(:,ic) = H(:,ic+1);
end
H(:,n) = S_new;
end

```

### ◆ fun2

```

function y = fun2(alpha)
global Z S
Z1 = Z(1) + alpha*S(1);
Z2 = Z(2) + alpha*S(2);
Z3 = Z(3) + alpha*S(3);
Z4 = Z(4) + alpha*S(4);
Z5 = Z(5) + alpha*S(5);

```

% This is the objective function F to be minimized

```

segma1 = 0;
for f = 0.6:0.01:2.39

```

```

    s11
    =
    1/2*(Z1*(-i*Z2/tan(1/4*pi*f)+i*Z1*tan(1/4*pi*f))/(Z1+Z2)*Z3*(Z4*(-2*i*Z5/tan(1/4*pi*f)+i*Z4*tan(1/4*pi*f))/(Z4+2*Z5)+i*Z3*tan(1/4*pi*f))/(Z3+i*Z4*(-2*i*Z5/tan(1/4*pi*f)+i*Z4*tan(1/4*pi*f))/(Z4+2*Z5)*tan(1/4*pi*f))/(Z1*(-i*Z2/tan(1/4*pi*f)+i*Z1*tan(1/4*pi*f))/(Z1+Z2)+Z3*(Z4*(-2*i*Z5/tan(1/4*pi*f)+i*Z4*tan(1/4*pi*f))/(Z4+2*Z5)+i*Z3*tan(1/4*pi*f))/(Z3+i*Z4*(-2*i*Z5/tan(1/4*pi*f)+i*Z4*tan(1/4*pi*f))/(Z4+2*Z5)*tan(1/4*pi*f))-50)/(Z1*(-i*Z2/tan(1/4*pi*f)+i*Z1*tan(1/4*pi*f))/(Z1+Z2)*Z3*(Z4*(-2*i*Z5/tan(1/4*pi*f)+i*Z4*tan(1/4*pi*f))/(Z4+2*Z5)+i*Z3*tan(1/4*pi*f))/(Z3+i*Z4*(-2*i*Z5/tan(1/4*pi*f)+i*Z4*tan(1/4*pi*f))/(Z4+2*Z5)*tan(1/4*pi*f))/(Z1*(-i*Z2/tan(1/4*pi*f)+i*Z1*tan(1/4*pi*f))/(Z1+Z2)+Z3*(Z4*(-2*i*Z5/tan(1/4*pi*f)+i*Z4*tan(1/4*pi*f))/(Z4+2*Z5)+i*Z3*tan(1/4*pi*f))/(Z3+i*Z4*(-2*i*Z5/tan(1/4*pi*f)+i*Z4*tan(1/4*pi*f))/(Z4+2*Z5)*tan(1/4*pi*f))+50)+1/2*(Z1*(i*Z2*tan(1/4*pi*f)+i*Z1*tan(1/4*pi*f))/(Z1-Z2*tan(1/4*pi*f)^2)*Z3*(i*Z4*tan(1/4*pi*f)+i*Z3*tan(1/4*pi*f))/(Z3-Z4*tan(1/4*pi*f)^2)/(Z1*(i*Z2*tan(1/4*pi*f)+i*Z1*tan(1/4*pi*f))/(Z1-Z2*tan(1/4*pi*f)^2)+Z3*(i*Z4*tan(1/4*pi*f)+i*Z3*tan(1/4*pi*f))/(Z3-Z4*tan(1/4*pi*f)^2))-50)/(Z1*(i*Z2*tan(1/4*pi*f)+i*Z1*tan(1/4*pi*f))/(Z1-Z2*tan(1/4*pi*f)^2)*Z3*(i*Z4*tan(1/4*pi*f)+i*Z3*tan(1/4*pi*f))/(Z3-Z4*tan(1/4*pi*f)^2)+50);

```

```

    s21
    =
    1/2*(Z1*(-i*Z2/tan(1/4*pi*f)+i*Z1*tan(1/4*pi*f))/(Z1+Z2)*Z3*(Z4*(-2*i*Z5/tan(1/4*pi*f)+i*Z4*tan(1/4*pi*f))/(Z4+2*Z5)+i*Z3*tan(1/4*pi*f))/(Z3+i*Z4*(-2*i*Z5/tan(1/4*pi*f)+i*Z4*tan(1/4*pi*f))/(Z4+2*Z5)*tan(1/4*pi*f))/(Z1*(-i*Z2/tan(1/4*pi*f)+i*Z1*tan(1/4*pi*f))/(Z1+Z2)+Z3*(Z4*(-2*i*Z5/tan(1/4*pi*f)+i*Z4*tan(1/4*pi*f))/(Z4+2*Z5)+i*Z3*tan(1/4*pi*f))/(Z3+i*Z4*(-2*i*Z5/tan(1/4*pi*f)+i*Z4*tan(1/4*pi*f))/(Z4+2*Z5)*tan(1/4*pi*f))+50);

```



```

+i*Z3*tan(1/4*pi*f))/(Z3-Z4*tan(1/4*pi*f)^2))+50);
segma2 = segma2 +(1-abs(s21))+(abs(s11));
end

segma3 = 0;
for f = 2.86:0.01:3.4
    s11 =
        1/2*(Z1*(-i*Z2/tan(1/4*pi*f)+i*Z1*tan(1/4*pi*f))/(Z1+Z2)*Z3*(Z4*(-2*i*Z5/tan(1/4*pi*f)+i*Z4*tan(
1/4*pi*f))/(Z4+2*Z5)+i*Z3*tan(1/4*pi*f))/(Z3+i*Z4*(-2*i*Z5/tan(1/4*pi*f)+i*Z4*tan(1/4*pi*f))/(Z4+
2*Z5)*tan(1/4*pi*f))/(Z1*(-i*Z2/tan(1/4*pi*f)+i*Z1*tan(1/4*pi*f))/(Z1+Z2)+Z3*(Z4*(-2*i*Z5/tan(1/
4*pi*f)+i*Z4*tan(1/4*pi*f))/(Z4+2*Z5)+i*Z3*tan(1/4*pi*f))/(Z3+i*Z4*(-2*i*Z5/tan(1/4*pi*f)+i*Z4*ta
n(1/4*pi*f))/(Z4+2*Z5)*tan(1/4*pi*f))-50)/(Z1*(-i*Z2/tan(1/4*pi*f)+i*Z1*tan(1/4*pi*f))/(Z1+Z2)*Z
3*(Z4*(-2*i*Z5/tan(1/4*pi*f)+i*Z4*tan(1/4*pi*f))/(Z4+2*Z5)+i*Z3*tan(1/4*pi*f))/(Z3+i*Z4*(-2*i*Z5
/tan(1/4*pi*f)+i*Z4*tan(1/4*pi*f))/(Z4+2*Z5)*tan(1/4*pi*f))/(Z1*(-i*Z2/tan(1/4*pi*f)+i*Z1*tan(1/4*
pi*f))/(Z1+Z2)+Z3*(Z4*(-2*i*Z5/tan(1/4*pi*f)+i*Z4*tan(1/4*pi*f))/(Z4+2*Z5)+i*Z3*tan(1/4*pi*f))/(Z
3+i*Z4*(-2*i*Z5/tan(1/4*pi*f)+i*Z4*tan(1/4*pi*f))/(Z4+2*Z5)*tan(1/4*pi*f))+50)+1/2*(Z1*(i*Z2*ta
n(1/4*pi*f)+i*Z1*tan(1/4*pi*f))/(Z1-Z2*tan(1/4*pi*f)^2)*Z3*(i*Z4*tan(1/4*pi*f)+i*Z3*tan(1/4*pi*f))
/(Z3-Z4*tan(1/4*pi*f)^2)/(Z1*(i*Z2*tan(1/4*pi*f)+i*Z1*tan(1/4*pi*f))/(Z1-Z2*tan(1/4*pi*f)^2)+Z3*(
i*Z4*tan(1/4*pi*f)+i*Z3*tan(1/4*pi*f))/(Z3-Z4*tan(1/4*pi*f)^2))-50)/(Z1*(i*Z2*tan(1/4*pi*f)+i*Z1*
tan(1/4*pi*f))/(Z1-Z2*tan(1/4*pi*f)^2)*Z3*(i*Z4*tan(1/4*pi*f)+i*Z3*tan(1/4*pi*f))/(Z3-Z4*tan(1/4*p
i*f)^2)/(Z1*(i*Z2*tan(1/4*pi*f)+i*Z1*tan(1/4*pi*f))/(Z1-Z2*tan(1/4*pi*f)^2)+Z3*(i*Z4*tan(1/4*pi*f)
+i*Z3*tan(1/4*pi*f))/(Z3-Z4*tan(1/4*pi*f)^2))+50);
    s21 =
        1/2*(Z1*(-i*Z2/tan(1/4*pi*f)+i*Z1*tan(1/4*pi*f))/(Z1+Z2)*Z3*(Z4*(-2*i*Z5/tan(1/4*pi*f)+i*Z4*tan(
1/4*pi*f))/(Z4+2*Z5)+i*Z3*tan(1/4*pi*f))/(Z3+i*Z4*(-2*i*Z5/tan(1/4*pi*f)+i*Z4*tan(1/4*pi*f))/(Z4+
2*Z5)*tan(1/4*pi*f))/(Z1*(-i*Z2/tan(1/4*pi*f)+i*Z1*tan(1/4*pi*f))/(Z1+Z2)+Z3*(Z4*(-2*i*Z5/tan(1/
4*pi*f)+i*Z4*tan(1/4*pi*f))/(Z4+2*Z5)+i*Z3*tan(1/4*pi*f))/(Z3+i*Z4*(-2*i*Z5/tan(1/4*pi*f)+i*Z4*ta
n(1/4*pi*f))/(Z4+2*Z5)*tan(1/4*pi*f))-50)/(Z1*(-i*Z2/tan(1/4*pi*f)+i*Z1*tan(1/4*pi*f))/(Z1+Z2)*Z
3*(Z4*(-2*i*Z5/tan(1/4*pi*f)+i*Z4*tan(1/4*pi*f))/(Z4+2*Z5)+i*Z3*tan(1/4*pi*f))/(Z3+i*Z4*(-2*i*Z5
/tan(1/4*pi*f)+i*Z4*tan(1/4*pi*f))/(Z4+2*Z5)*tan(1/4*pi*f))/(Z1*(-i*Z2/tan(1/4*pi*f)+i*Z1*tan(1/4*
pi*f))/(Z1+Z2)+Z3*(Z4*(-2*i*Z5/tan(1/4*pi*f)+i*Z4*tan(1/4*pi*f))/(Z4+2*Z5)+i*Z3*tan(1/4*pi*f))/(Z
3+i*Z4*(-2*i*Z5/tan(1/4*pi*f)+i*Z4*tan(1/4*pi*f))/(Z4+2*Z5)*tan(1/4*pi*f))+50)-1/2*(Z1*(i*Z2*ta
n(1/4*pi*f)+i*Z1*tan(1/4*pi*f))/(Z1-Z2*tan(1/4*pi*f)^2)*Z3*(i*Z4*tan(1/4*pi*f)+i*Z3*tan(1/4*pi*f))
/(Z3-Z4*tan(1/4*pi*f)^2)/(Z1*(i*Z2*tan(1/4*pi*f)+i*Z1*tan(1/4*pi*f))/(Z1-Z2*tan(1/4*pi*f)^2)+Z3*(
i*Z4*tan(1/4*pi*f)+i*Z3*tan(1/4*pi*f))/(Z3-Z4*tan(1/4*pi*f)^2))-50)/(Z1*(i*Z2*tan(1/4*pi*f)+i*Z1*
tan(1/4*pi*f))/(Z1-Z2*tan(1/4*pi*f)^2)*Z3*(i*Z4*tan(1/4*pi*f)+i*Z3*tan(1/4*pi*f))/(Z3-Z4*tan(1/4*p
i*f)^2)/(Z1*(i*Z2*tan(1/4*pi*f)+i*Z1*tan(1/4*pi*f))/(Z1-Z2*tan(1/4*pi*f)^2)+Z3*(i*Z4*tan(1/4*pi*f)
+i*Z3*tan(1/4*pi*f))/(Z3-Z4*tan(1/4*pi*f)^2))+50);
    segma3 = segma3 +(abs(s21))+(1-abs(s11));
end

y = segma1+segma2+segma3;

```



◆ OLR Filter

```

%%%%%%%%%% ORL 1 %%%%%%%%%%

clear;
Z0=50;
Z1=55.0685;
Z2=54.8630;
Z3=132.2052;
Z4=132.2731;

SS1=[];SS2=[];SS3=[];SS4=[];f0=2.0;SSdB=[];SSnum=[];

for f=0.5:0.01:3.5

%%%%%%%%%% Z5_1=24.6 %%%%%%%%%%
Z5_1=24.2429;
%% Even-mode %%

ZL1_1=Z2/(j*tan((pi/4)*(f/f0)));
ZB1_1=Z1*(ZL1_1+j*Z1*tan((pi/4)*(f/f0)))/(Z1+j*ZL1_1*tan((pi/4)*(f/f0)));
ZL2_1=2*Z5_1/(j*tan((pi/2)*(f/f0)));
ZL3_1=Z4*(ZL2_1+j*Z4*tan((pi/4)*(f/f0)))/(Z4+j*ZL2_1*tan((pi/4)*(f/f0)));
ZB2_1=Z3*(ZL3_1+j*Z3*tan((pi/4)*(f/f0)))/(Z3+j*ZL3_1*tan((pi/4)*(f/f0)));
Zine_1=(ZB1_1*ZB2_1)/(ZB1_1+ZB2_1);
Se_1=(Zine_1-Z0)/(Zine_1+Z0);

%% Odd-mode %%

Zl1_1=j*Z2*tan((pi/4)*(f/f0));
Zb1_1=Z1*(Zl1_1+j*Z1*tan((pi/4)*(f/f0)))/(Z1+j*Zl1_1*tan((pi/4)*(f/f0)));
Zl2_1=j*Z4*tan((pi/4)*(f/f0));
Zb2_1=Z3*(Zl2_1+j*Z3*tan((pi/4)*(f/f0)))/(Z3+j*Zl2_1*tan((pi/4)*(f/f0)));
Zino_1=(Zb1_1*Zb2_1)/(Zb1_1+Zb2_1);
So_1=(Zino_1-Z0)/(Zino_1+Z0);

%% Reflection coefficient %%

s11_1=(Se_1+So_1)/2;
s12_1=(Se_1-So_1)/2;
s21_1=(Se_1-So_1)/2;
s22_1=(Se_1+So_1)/2;

T11_1=s12_1-s11_1*s22_1/s21_1;
T12_1=s11_1/s21_1;
T21_1=-s22_1/s21_1;
T22_1=1/s21_1;
T1=[T11_1,T12_1;T21_1,T22_1];

```

```

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% Z5_2=40 %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
Z5_2=39.6429;
%% Even-mode %%

```

```

ZL1_2=Z2/(j*tan((pi/4)*(f/f0)));
ZB1_2=Z1*(ZL1_2+j*Z1*tan((pi/4)*(f/f0)))/(Z1+j*ZL1_2*tan((pi/4)*(f/f0)));
ZL2_2=2*Z5_2/(j*tan((pi/2)*(f/f0)));
ZL3_2=Z4*(ZL2_2+j*Z4*tan((pi/4)*(f/f0)))/(Z4+j*ZL2_2*tan((pi/4)*(f/f0)));
ZB2_2=Z3*(ZL3_2+j*Z3*tan((pi/4)*(f/f0)))/(Z3+j*ZL3_2*tan((pi/4)*(f/f0)));
Zine_2=(ZB1_2*ZB2_2)/(ZB1_2+ZB2_2);
Se_2=(Zine_2-Z0)/(Zine_2+Z0);

```

```

%% Odd-mode %%

```

```

Zl1_2=j*Z2*tan((pi/4)*(f/f0));
Zb1_2=Z1*(Zl1_2+j*Z1*tan((pi/4)*(f/f0)))/(Z1+j*Zl1_2*tan((pi/4)*(f/f0)));
Zl2_2=j*Z4*tan((pi/4)*(f/f0));
Zb2_2=Z3*(Zl2_2+j*Z3*tan((pi/4)*(f/f0)))/(Z3+j*Zl2_2*tan((pi/4)*(f/f0)));
Zino_2=(Zb1_2*Zb2_2)/(Zb1_2+Zb2_2);
So_2=(Zino_2-Z0)/(Zino_2+Z0);

```

```

%% Reflection coefficient %%

```

```

s11_2=(Se_2+So_2)/2;
s12_2=(Se_2-So_2)/2;
s21_2=(Se_2-So_2)/2;
s22_2=(Se_2+So_2)/2;

```

```

T11_2=s12_2-s11_2*s22_2/s21_2;
T12_2=s11_2/s21_2;
T21_2=-s22_2/s21_2;
T22_2=1/s21_2;
T2=[T11_2,T12_2;T21_2,T22_2];

```

```

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% Z5_3=50 %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
Z5_3=49.6429;
%% Even-mode %%

```

```

ZL1_3=Z2/(j*tan((pi/4)*(f/f0)));
ZB1_3=Z1*(ZL1_3+j*Z1*tan((pi/4)*(f/f0)))/(Z1+j*ZL1_3*tan((pi/4)*(f/f0)));
ZL2_3=2*Z5_3/(j*tan((pi/2)*(f/f0)));
ZL3_3=Z4*(ZL2_3+j*Z4*tan((pi/4)*(f/f0)))/(Z4+j*ZL2_3*tan((pi/4)*(f/f0)));
ZB2_3=Z3*(ZL3_3+j*Z3*tan((pi/4)*(f/f0)))/(Z3+j*ZL3_3*tan((pi/4)*(f/f0)));
Zine_3=(ZB1_3*ZB2_3)/(ZB1_3+ZB2_3);
Se_3=(Zine_3-Z0)/(Zine_3+Z0);

```

```

%% Odd-mode %%

Zl1_3=j*Z2*tan((pi/4)*(f/f0));
Zb1_3=Z1*(Zl1_3+j*Z1*tan((pi/4)*(f/f0)))/(Z1+j*Zl1_3*tan((pi/4)*(f/f0)));
Zl2_3=j*Z4*tan((pi/4)*(f/f0));
Zb2_3=Z3*(Zl2_3+j*Z3*tan((pi/4)*(f/f0)))/(Z3+j*Zl2_3*tan((pi/4)*(f/f0)));
Zino_3=(Zb1_3*Zb2_3)/(Zb1_3+Zb2_3);
So_3=(Zino_3-Z0)/(Zino_3+Z0);

%% Reflection coefficient %%

s11_3=(Se_3+So_3)/2;
s12_3=(Se_3-So_3)/2;
s21_3=(Se_3-So_3)/2;
s22_3=(Se_3+So_3)/2;

T11_3=s12_3-s11_3*s22_3/s21_3;
T12_3=s11_3/s21_3;
T21_3=-s22_3/s21_3;
T22_3=1/s21_3;
T3=[T11_3,T12_3;T21_3,T22_3];

%%%%%%%%% cascade transfer matrix %%%%%%%%%

T=T1*T2*T3;

T11=T(1,1);
T12=T(1,2);
T21=T(2,1);
T22=T(2,2);
%%%%%%%%% Reflection parameter %%%%%%%%%

s11=T12/T22;
s12=T11-T21*T12/T22;
s21=1/T22;
s22=-T21/T22;
s=(abs(s11))^2+(abs(s21))^2;

S11=20*log10(abs(s11));
S12=20*log10(abs(s12));
S21=20*log10(abs(s21));
S22=20*log10(abs(s22));
%S=20*log10(abs(s));

SS1=[S11];
SS2=[S12];
SS3=[S21];
SS4=[S22];

```

```
%SSdB=[SSdB:S];
%SSnum=[SSnum:s];

end

figure(1)
clf;
x=0.5:0.01:3.5;
plot(x,SS1,x,SS2);
axis([0.5 3.5 -50 5]);
legend('S11,S21')
grid on
xlabel('FREQUENCY');
ylabel('|S11| and |S21| (dB)')
title('Responses of the |S11|(dB) and |S21| versus frequency')
```

## 감사의 글

2005년 초 부푼 꿈을 가지고 실험실에 몸을 담았지만 시간은 어느덧 2년이 흘러 졸업을 앞두고 있습니다. 아직도 다하지 못한 공부가 많기에 저의 부족한 모습에 아쉬움과 후회가 많이 남습니다. 본 논문이 있기까지 시종 일관 세심한 지도와 관심으로, 부족한 저를 이끌어 주신 지도교수 김동일 스승님께 깊은 감사를 드립니다. 그리고 부족한 저의 논문이지만 깊은 관심으로 논문심사를 맡아주신 윤 영 교수님과 정지원 교수님께 감사를 드립니다. 아울러 조형래 교수님, 김기만 교수님, 민경식 교수님께도 감사를 드립니다.

까마득한 후배들에게 좋은 말을 하기위해 먼 길도 달려와 주신 큰형님과 같은 PSB 원영수 국장님과 인자하신 KBS 박우근 부장님께도 감사의 말씀을 올립니다. 2년 동안 동고동락하면서 많은 것을 가르쳐줬던 동한이형, 창묵이형, 그리고 대학원 생활이 힘들 때만 찾아갔지만 언제나 반갑게 맞아주던 이동통신 연구실 동식이형에게도 감사의 마음을 전합니다. 또한 같이 생활하며, 많은 것을 가르쳐주었던 선생님 같았던 친구인 루이에게도 감사하며, 저에게 EMC라는 새로운 분야에 대한 길을 닦아준 도연이형님께 진심으로 고마운 마음을 전합니다. 처음에는 서먹했지만 이젠 형제 같은 내 동기 승훈이와 윤석이형 아울러 이제 연구실을 이끌어 가게 될 영만이와 대회, 연구실 행정업무로 바쁜 와중에도 여러모로 도와준 연구실 살림꾼 상미에게도 고마운 마음을 전하며 마이크로파 연구실 모든 식구들의 앞날에 무궁한 발전을 기원합니다.

언제나 뒤에서 힘이 되어준 고등학교 한돌림 친구들과 해양대학교 전파 공학과 친구들에게도 고마운 마음을 전합니다. 특히 같이 공부한 총렬이형, 영배형, 동환이, 경식이, 세영이, 그리고 여러 후배들에게도 감사의 말을 전합니다.

마지막으로 무엇보다 제가 여기까지 오는데 묵묵히 뒷바라지 해주시고 항상 힘이 되어주신 사랑하는 부모님께 이 작은 결실을 바칩니다.

2007년 2월

이 제 현