

# 감쇄극을 갖는 소형 유전체 여파기의 CAD 설계

正會員 이문규\*, 남상욱\*, 염경환\*\*, 홍성용\*\*

## CAD Design of Miniaturized Dielectric Filter with Attenuation Poles

Moon-Que Lee\*, Sangwook Nam\*, Kyung-Whan Yeom\*\*,  
Sung-Yong Hong\*\* *Regular Members*

### 요 약

본 논문에서는 단락 전송점을 갖는 소형 유전체 필터의 설계 방법을 제안한다. 이 방법은 회로망 변환을 이용하여 저지대역내에 감쇄극을 두는 방법으로 기존의 극점 합성 방법과 비교할 때 간단하면서도 빠른 설계를 할 수 있다. 또한 필터의 EM 결합 pattern의 설계의 문제점인 field simulator의 계산시간을 줄이는 효과적인 설계방법을 제안한다. 이 방법은 집중회로영역과 EM영역사이에 선형 변환함수를 이용하고 회로영역에서 최적화를 수행하여 설계시간을 대폭 절약하였다. 감쇄극 필터의 예로 1900MHz대역에서 단락전송을 갖는 협대역 필터를 설계하고 제작하였다.

### ABSTRACT

A simple iterative design method is presented for the miniaturized dielectric filter with finite transmission zeros. Circuit-network transformations are used to place transmission zeros in the stop band. This method is simple and quick compared with conventional pole-synthesis methods. The design of the coupling EM pattern of the filter needs the much computational time because its design is carried out through the field simulator. In this paper, an efficient implementation technique of coupling circuit parameters is presented. This technique uses a linear mapping function between the circuit parameter domain and EM parameter domain to save the high computational time of EM simulator. A narrow band asymmetric filter with a transmission zero is designed and fabricated through these technique in 1900 MHz band.

---

\*서울대학교  
Seoul National University

\*\*충남대학교  
Chungnam National University  
論文番號:96115-0410  
接受日字:1996年 4月 10日

## I. 서 론

최근 개인휴대통신 단말기기의 폭증으로 통신 부품시장의 규모는 매우 커져가는 추세이다. 특히 차량 및 개인 휴대용 전화기, 무선 호출기를 포함한 휴대용 컴퓨터의 접속등 고부가가치 무선 서비스를 목적으로 하는 광대역 PCS(1900MHz대역) 시스템의 연구가 활발히 진행되고 있다. 이들 부품중 MMIC가 어렵고 고부가 부품중 하나인 듀플렉서의 설계연구는 900MHz대역의 경우 많은 연구가 수행되어졌고[1][2], 현재 비교적 안정된 양산 체계를 갖추고 있다. 1900MHz대역의 필터 설계 및 구현 방법은 900MHz대역의 구현방법과 비교하여 볼 때 여러가지 문제점을 안고 있는데 그중 하나는 공진기 사이의 결합구조를 집중소자로 구현하기가 어렵고 결합계수간의 간섭이 증가하여 Field Simulator를 이용한 정확한 EM(Electromagnetic) 설계가 필요하다는 것이다. 현재 상용 EM simulator는 사용자가 사용하기에 편리한 환경을 갖추고 있지만 계산속도 면에서는 회로 simulator에 비해 더 많은 시간이 요구되므로 직접 EM simulator로 회로를 설계하는 데에는 설계의 어려움이 따른다.

또한 필터의 부피는 유전체 공진기의 크기에 의해 좌우되므로 작은 부피를 갖으면서 저지대역에서 큰 감쇄특성을 갖기 위해서는 감쇄극(attenuation pole, transmission zero)을 갖는 필터의 설계가 요구된다. 듀플렉서의 설계에서는 송신과 수신영역이 인접해 있으므로 공진기의 갯수를 줄이면서 저지대역에서 skirt 특성을 개선시키기 위해서는 SSB(Single Side Band) 특성을 갖는 대역 통과 필터의 설계가 필요하다. 또한 filter의 공정상 모든 공진기에 감쇄극을 구현하기가 용이하지 않으므로 한정된 갯수의 전송단락을 원하는 위치에 갖는 설계방법은 소형 필터를 구현하는데 있어서 매우 유용할 것이다. 일반적으로 필터에 사용되는 공진기가 동일하게 감쇄극을 갖는 경우, 주파수 mapping함수를 이용하여 통과 대역과 저지대역에서 정확하게 그 특성을 예측할 수가 있지만 한정된 갯수의 전송단락점을 갖고 대역에서의 리플과 대역 밖에서 감쇄량을 예측할 수 있는 필터설계 이론은 아직까지 확립되고있지 않는 실정이다.

본 논문에서는 한정된 감쇄극을 갖는 회로 설계이론과 이를 분포소자로 EM field simulator를 이용하

여 회로의 결합 값들을 분포소자로 구현하는 효과적인 방법을 제시하고 이 방법을 광대역 PCS 대역의 TX 필터설계에 적용하여 필터를 설계하고 제작하였다.

## II. 설계 이론

### (1) 공진기

필터의 설계에 사용되는 공진기는 제작이 수월해야하고, 높은 Q특성을 가져야한다. 또한 공진기 간의 결합을 작게 유지하기 위해서는 공진기의 특성 임피던스( $Z_o$ )는 작게 하는 것이 유리하다. 본 고에서 그림 1) 모양의 정방형 공진기의 특성 임피던스는 아래와 같다.

$$Z_o = \frac{138.0}{\sqrt{\epsilon_r}} \log(1.0787 \frac{D}{d}) \Omega \quad (1)$$

여기서  $\epsilon_r$ 은 유전체의 상대 유전율,  $D$ 는 공진기의 바깥쪽 모서리의 길이,  $d$ 는 내부 동공의 직경이다.

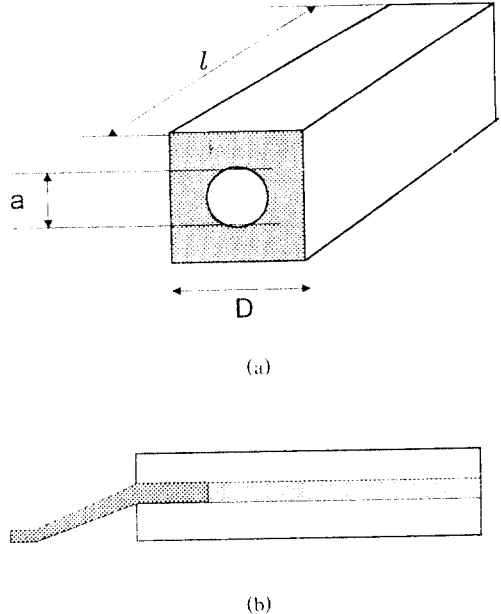


그림 1. 정방형 공진기의 모양 (a) 측면도, (b) 투시도

공진기에 진행되는 주 모드는 TEM mode이고, 상대유전율은 현재 34와 90 두 종류가 사용이 가능한데 여기서는 상대유전율 90을 이용하였고, 전송선로의 전기적인 길이는 반파장 길이( $\lambda/2$ ) 공진을 이용하고, 종단은 open상태로 이용하였다.  $\lambda/2$  open공진기는 전기적으로 병렬 공진 현상을 갖는다. 병렬 공진 회로의 등가회로값(R, L, G, C)과 Q값, 특성 임피던스 또는 어드미턴스 값( $Z_o$ ,  $Y_o$ ), admittance slope parameter( $b$ )의 관계는 아래와 같다.

$$\omega_o C = \frac{\pi}{2} Y_o, \tag{2}$$

$$Z_o = \frac{\pi}{2} \sqrt{\frac{L}{C}}, \tag{3}$$

$$G \approx Y_o \alpha l + 1/R_{rad}, \tag{4}$$

$$Q = \frac{\pi}{2\alpha l}, \tag{5}$$

$$b = \frac{\pi}{2Z_o} \tag{6}$$

여기서,  $\alpha$ 는 TEM mode의 감쇄상수,  $R_{rad}$ 는 공진기의 방사손실이다.

위의 공진기에 감쇄극을 공진 주파수 근처에 삽입하는 경우는 공진기와 직렬로  $C_s$ ,  $L_s$ 을 덧 붙여 직렬 공진을 만들면 된다. 직렬 공진과 병렬공진을 갖는 공진기의 susceptance는 다음과 같다.

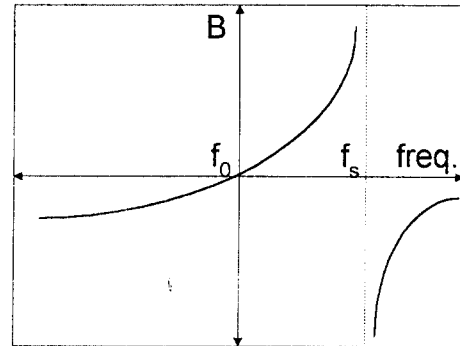
$$Y = j\omega_o C_o \frac{x}{k_i(\omega)} \tag{7}$$

여기서,  $x = \left( \frac{\omega}{\omega_o} - \frac{\omega_o}{\omega} \right) \approx \frac{2(\omega - \omega_o)}{\omega_o}$  로 서셉턴스의 주파수 의존을 표현하는 변수이고,  $k_i(\omega)$ 는 감쇄극의 위치에 따라 다음과 같이 정의 된다.

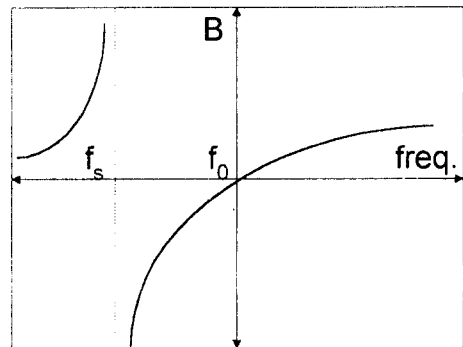
$$k_i(\omega) = 1 + \left( \frac{C_o}{C_s} \right) \left( \frac{\omega_o}{\omega} \right) x = 1 + \left\{ \frac{1}{\left( \frac{\omega_o}{\omega_s} \right)^2 - 1} \right\} \left\{ 1 - \left( \frac{\omega_o}{\omega} \right)^2 \right\} \text{ for } \omega_s < \omega_o \tag{8}$$

$$k_u(\omega) = 1 + \left( \frac{L_s}{L_o} \right) \left( \frac{\omega}{\omega_o} \right) x = 1 + \left\{ \frac{1}{\left( \frac{\omega_s}{\omega_o} \right)^2 - 1} \right\} \left\{ 1 - \left( \frac{\omega}{\omega_o} \right)^2 \right\} \text{ for } \omega_s > \omega_o \tag{9}$$

여기서,  $C_o$ 와  $L_o$ 는 공진기의 등가회로 값,  $C_s$ 와  $L_s$ 는 공진기에 직렬 공진을 만들기 위해 직렬 소자 값, 공진기의 등  $\omega_o$ 는 공진기만의 공진 각주파수,  $\omega_s$ 는 공진기에  $C_s$  또는  $L_s$ 를 덧붙였을 때 생기는 단락 전송 각주파수이다. 그림2)는 직렬과 병렬 공진을 갖는  $\lambda/2$  open공진기의 어드미턴스를 보여주는 그림이다.



(a)



(b)

그림 2. 직렬공진과 병렬공진을 갖는 공진기의 어드미턴스 (a) 위쪽 저지대역에 직렬공진을 갖는 경우, (b) 아랫 쪽 저지대역에 직렬공진을 갖는 경우

(2) 일정 리플을 갖는 비대칭 필터의 설계

일정 리플을 갖는 비대칭 필터의 설계의 설계를 위해 Chebyshev Polynomial을 변형하여 통과대역 밖에서 감쇄극을 삽입하는 연구는 여러 차례 보고 되어왔다 [3]-[11]. 문헌에 보고된 연구는 감쇄극을 삽입하기 위해 Chebyshev Polynomial을 변형하여 통과대역 밖에서 감쇄극을 갖는 식을 근사적인 수치해석방법으로 유도하고 이를 회로합성 방법으로 구현한 연구로 Chebyshev filter에 간접적으로 감쇄극을 삽입하는 경우이다. 변형된 Chebyshev 필터는 도파관[5][8][10][11], 스트립라인[6], 집중소자[2]로 구현되어왔다.

본 논문에서는 공진기에 직접 감쇄극을 삽입하는 방법을 회로의 변환을 이용하여 제시하고, 반복적인 방법으로 설계하는 방법을 제안한다.

감쇄극(직렬공진)을 갖는 공진기가 유한한 경우, 필터의 통과대역 내에서 특성과 저지대역의 특성은 주파수 mapping 함수로는 정확하게 예측할 수는 없다. 유한한 갯수의 감쇄극을 갖는 필터의 경우 대략의 감쇄특성은 다음과 같은 변형된 n차 Chebyshev polynomial에 근사할 수 있다[4].

$$C_n = \cos \left[ \left( n - \sum_1^L m_i \right) \cos^{-1} \omega + \sum_1^L m_i \cos^{-1} \left( \frac{1 - \omega \omega_i}{\omega - \omega_i} \right) \right] \quad (10)$$

여기서, L은 감쇄극의 갯수이다.

직렬공진(감쇄극)과 병렬공진이 가깝게 놓여있는 공진기의병렬 공진 근처에서 어드미턴스 경사는 선형적인 모델로 보기가 어렵다. 이 공진기의 어드미턴스 경사(b)를 비선형으로 가정하는 경우, 이 공진기와 관련된 inverter의 값은 공진기의 직렬공진으로 인한 주파수에 의존성 때문에 주파수 의존 함수가 된다.

$$\overline{J_{mn}}(\omega) = \frac{J_{mn}}{\sqrt{k_m(\omega)}} = \frac{J_{mn}}{\sqrt{1 - \left\{ \frac{\left( \frac{\omega_o}{\omega} \right)^2 - 1}{\left( \frac{\omega_s}{\omega_s} \right)^2 - 1} \right\}}} \quad (11)$$

for  $\omega_s < \omega_o$

$$\overline{J_{mn}}(\omega) = \frac{J_{mn}}{\sqrt{k_m(\omega)}} = \frac{J_{mn}}{\sqrt{1 - \left\{ \frac{\left( \frac{\omega}{\omega_o} \right)^2 - 1}{\left( \frac{\omega_s}{\omega_s} \right)^2 - 1} \right\}}} \quad (12)$$

for  $\omega_s > \omega_o$

여기서,  $\overline{J_{mn}}$ 은 비선형성을 고려했을 때 요구되는 admittance inverter의 값이고,  $J_{mn}$ 은 직렬 공진이 병렬 공진주파수에서 무한히 멀리 떨어져 있다고 가정할 때 요구되는 어드미턴스 인버터의 값이다. 그림 3)는 admittance inverter의 비선형성을 보여주는 그림이다. 이 그림으로부터 알 수 있듯이 inverter의 비선형성은 매우 크기 때문에 이 비선형성을 효과적으로 고려해야만 원하는 특성을 얻을 수 있다.

감쇄극을 갖는 공진기에 이웃의 어드미턴스 인버터 값인 음의 소자값을 합해주기 위해서는 공진기를 표 1)과 같이 쌍극변환(dipole transformation)[16]을 하고 여기에 어드미턴스 값을 더해줄 수가 있다. 어드미턴스의 음의 값을 직, 병렬 공진을 갖는 공진기에 더해준 다음에는 다시 원래의 모양으로 쌍극변환을 하여 감쇄극을 갖는 공진기와 결합소자만으로 대역 통과 필터를 둘 수가 있다.

현실적으로 주어진 공진기에 감쇄극을 삽입하기 위해 inductor를 직렬로 두는 것은 매우 어렵다. capacitor의 경우에는 MIM의 형태로 공진기의 단자로 집속이 가능하지만 inductor의 경우에는 구현이 곤란하

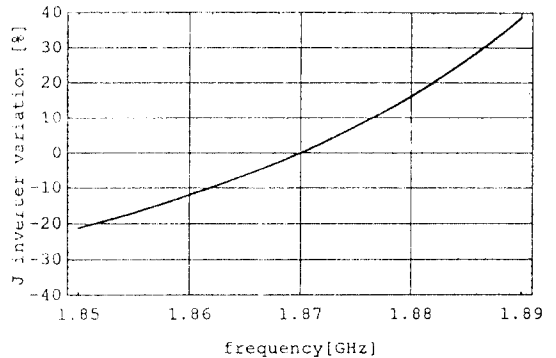
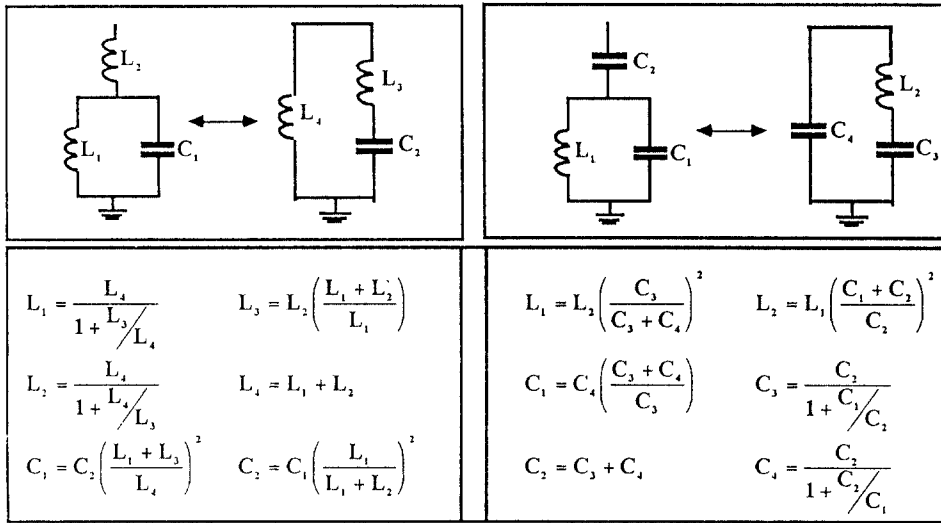


그림 3. 감쇄극을 갖는 공진기 양옆의 어드미턴스 인버터  $\overline{J_{mn}}$ 의 비선형성(감쇄극이 위쪽 저지대역에 놓인 경우)

표 1. 쌍극변환(dipole transformation)의 등가회로 값

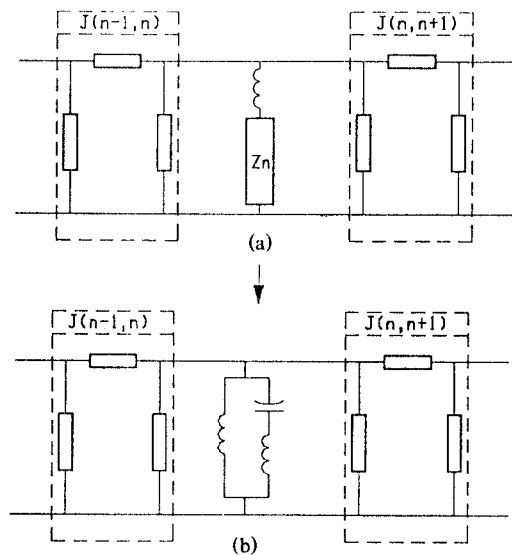


므로 T-Δ 변환을 하여 직렬로 연결된 소자를 결합 값으로 바꾸어 구현하는 것이 좋다. 그림 4)는 대역통과 필터의 회로 합성 과정을 보이고 있다.

감쇄극을 갖는 공진기의 어드미턴스 경사는 대역 내에서 크게 변하고 어드미턴스 인버터는 거의 선형성을 갖으므로 공진기의 중심주파수(center frequency)에서 어드미턴스 인버터를 설계하면 통과대역내에서 리플은 일그러지게 된다. 이것은 어드미턴스 인버터의 값이 공진기의 공진 주파수 부근에서 급격하게 변하게 되는데 실제로 우리가 구현할 인버터는 공진기 간의 직렬 커패시턴스나 인덕턴스로 구현이 가능하므로 급격하게 변하는 인버터의 값중 한 점을 선택하여 구현할 수밖에 없다. 따라서 이로부터 통과대역내에서 리플 오차가 발생하게 된다. 이것을 보정하기 위해서는 어드미턴스 경사를 중심주파수에서 감쇄극 쪽으로 offset을 두어서 설계를 해야한다. 그림 5)는 감쇄극을 갖는 공진기가 존재할 때 offset주파수(필터 설계의 중심 주파수)와 통과대역내에서의 리플의 일그러짐을 보여준다. 보통 offset양은 대략 BW/4정도를 잡는다.

감쇄극이 없는 대역통과 필터를 설계할 때에는 어드미턴스 인버터의 값은 비교적 작아서 인버터의 음의 소자값을 공진기에 더해줄 때 공진기의 특성 임피던스 값은 처음 공진기의 값에서 크게 벗어나지 않는

다. 따라서 이러한 설계는 한번의 설계로 대역통과 필터의 설계를 할 수 있지만 감쇄극을 갖는 공진기의 경우 어드미턴스 경사 기울기의 비선형성 때문에 어드미턴스 인버터의 값을 더해주면 공진기의 특성 임피던스는 처음 값에서 크게 벗어나게 되므로 초기설계에서 특성 임피던스의 값을 작거나 크게 가정하여 반복적으로 설계해야한다. 그림 6)은 감쇄극을 갖는



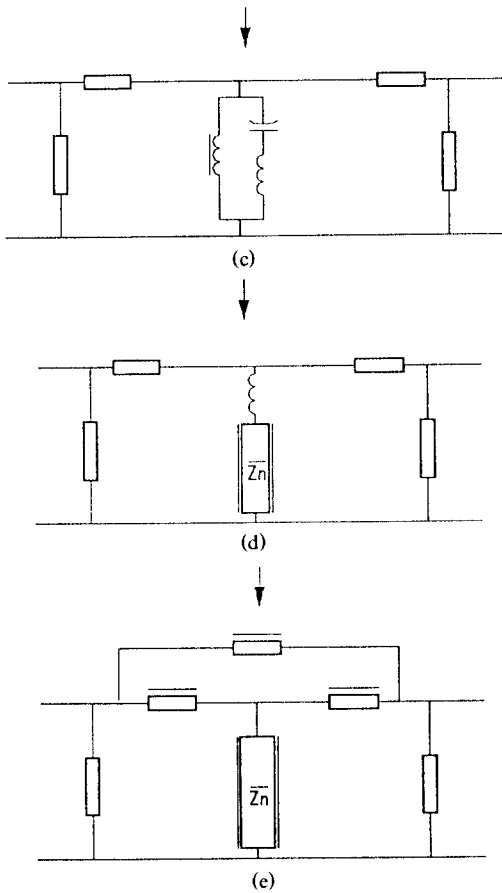


그림 4. 대역통과 필터의 회로 합성 과정(저지대역 위쪽에 감쇄극이 있는 경우)

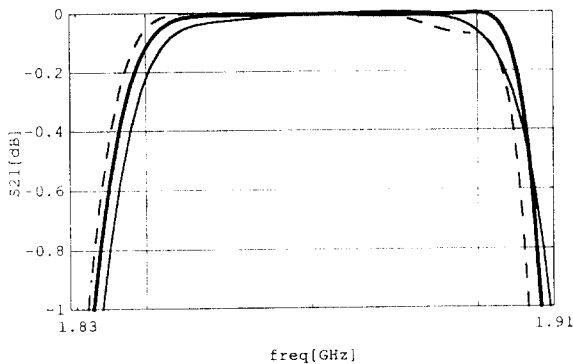


그림 5. offset 주파수와 통과대역에서 리플의 일그러짐 (a) 저지대역 위쪽에 감쇄극이 있는 경우, (b) 저지대역 아래쪽에 감쇄극이 있는 경우

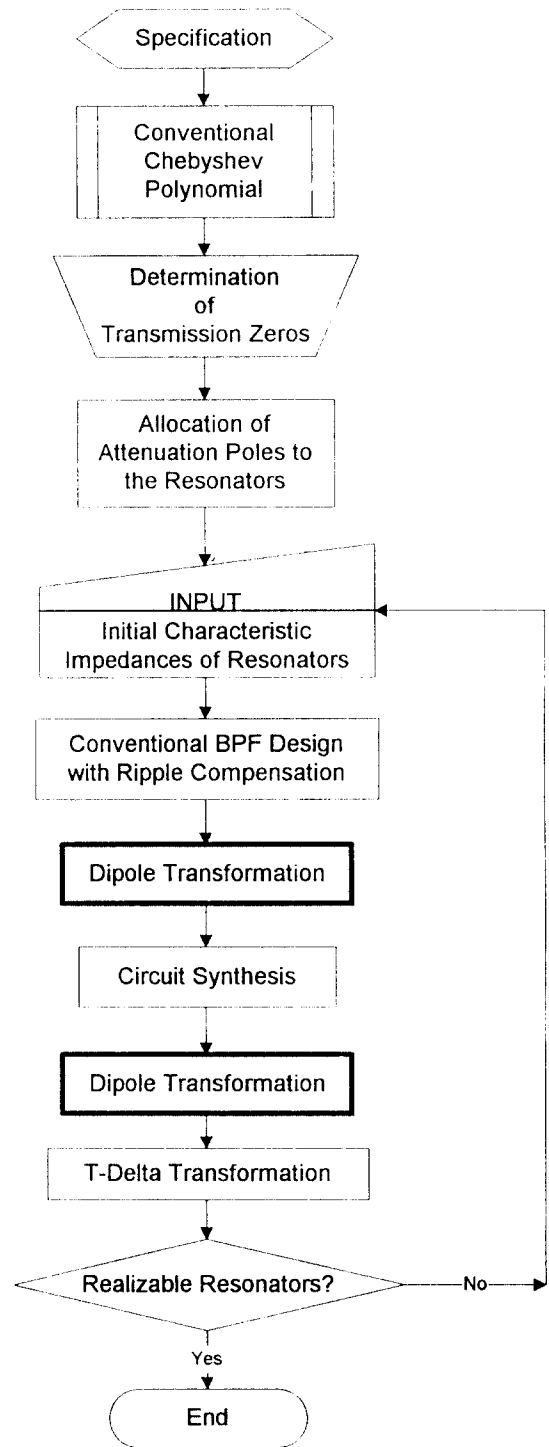


그림 6. 감쇄극을 갖는 대역통과 필터의 설계의 흐름도

대역통과 필터 설계의 흐름도를 보여준다. 최종적으로 이루어지는 설계는 그림 6)에서 T- $\Delta$  변환후에 계산되는 공진기의 특성 임피던스의 값이 구현 가능한 범위안으로 들어올 때까지 반복하여 계산한다. 이 과정은 유전체 필터의 공진기의 특성 임피던스는 처음 설계에서 정해지게 되는데 반하여 감쇠극을 통과대역 근처에 두게되면 공진기의 어드미턴스 기울기가 커져 인버터의 값이 증가하게 되고, 그 임피던스 값은 이웃 공진기와와의 합성에서 공진기의 값을 초기 특성 임피던스에서 크게 벗어나게 하므로 초기 특성 임피던스 값을 적절하게 주어야 한다.

본 논문에서 설계한 유전체 필터의 경우 초기 공진기의 특성 임피던스와 인버터를 회로적으로 합성한 이후 얻게 되는 값의 변화는 초기 설계를 감쇠극이 예상되는 공진기의 특성 임피던스를  $28\Omega$  정도로 하여야 구현하려는  $7.3\Omega$  정도가 되어 실제 구현 가능한 적절한 설계가 된다.

### III. EPO를 이용한 EM 결합 pattern 설계

II 장에서는 단락전송점을 갖는 필터의 설계에서 결과값으로 공진기의 공진주파수와 공진기간의 결합량의 집중소자값을 구하였다. 이 결합소자는 주파수가 높은 필터에서는 집중소자로 정확하게 구현하기가 어렵기 때문에 결합량에 해당하는 회로소자의 값을 적층형 기판으로 구현하는 것이 제작측면에서 유리하

다. 집중소자를 분포소자로 정확히 구현하기 위해서는 평면 위에 구현되는 pattern에 대해 field simulator를 이용한 정확한 해석이 선행 되어져야한다. 이때의 문제점은 회로의 구현을 위해 사용되는 EM 해석은 집중회로를 해석하는데 소요되는 시간에 비해 많은 시간과 노력이 요구된다는 점이다. 이러한 문제의 해결을 위해 최근에 공간변환(Space Mapping, SM) 개념을 이용하여 EM 공간상에서 집중소자를 최적화하여 설계하듯 최적화 설계가 제안되었다[12]-[15]. 본 논문에서 제안하는 방법인 EPO(Error Parameter Optimization)[12]는 EM 영역과 집중회로영역사이를 공간(SM) 변환을 이용하여 최적의 EM pattern을 적은 시행 횟수로 빠르게 설계하는 방법이다. EM pattern의 최적화를 위해 EM 해석의 결과에 대해 집중회로영역에서 error parameter vector를 정의하고 이 vector를 집중회로영역에서 최적화를 수행하여 최적화의 계산 속도를 절약하였고, error parameter vector를 EM 영역에서 선형 변환함수로 구현하였다. 그림 7)은 EPO에 대한 블록도로 EPO는 EM 영역과 회로 영역을 오가며, 최종적으로 집중소자로 표현되는 회로의 응답을 EM 영역에서 구현하는 방법이다.

그림 8)은 소형 유전체 필터의 조감도와 회로도도를 보여주는 그림이다. EM 영역에서 결합계수를 적층형 구조로 정확히 구현하는 것은 전체 필터의 특성을 얻는데 필수적이다. 그림 9)는 EP(Error Parameter)를 보여주는 것으로 EP는 각 단자마다 정의가 되고, 이

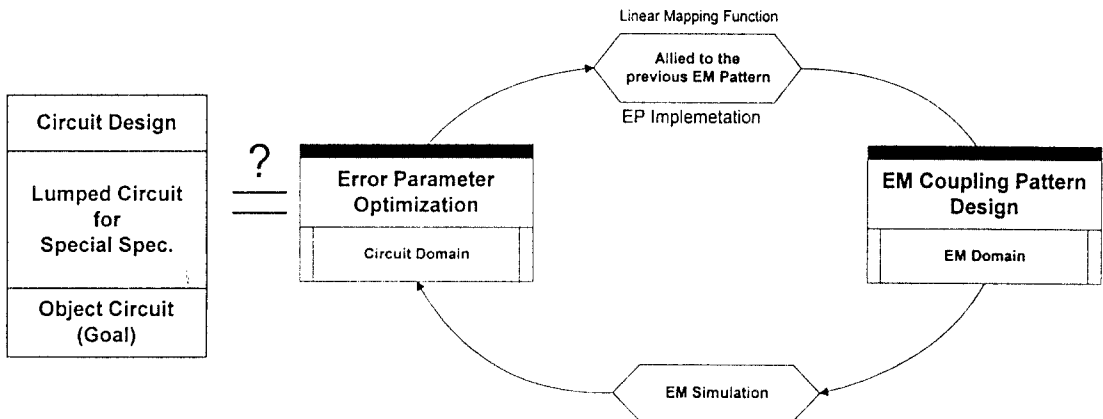


그림 7. EPO의 블록도

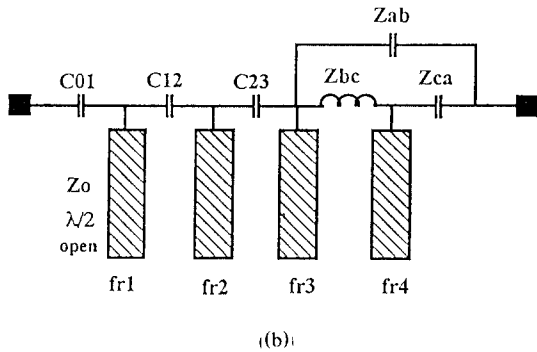
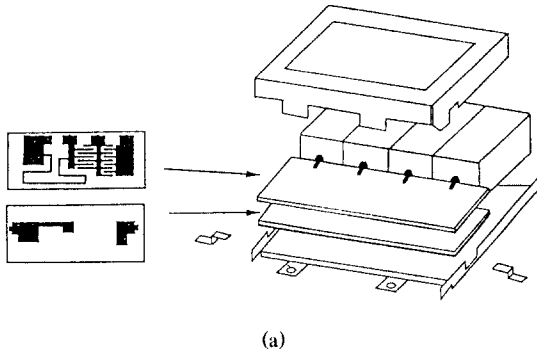


그림 8. 소형 유전체 필터의 (a)조감도 (b)등가회로

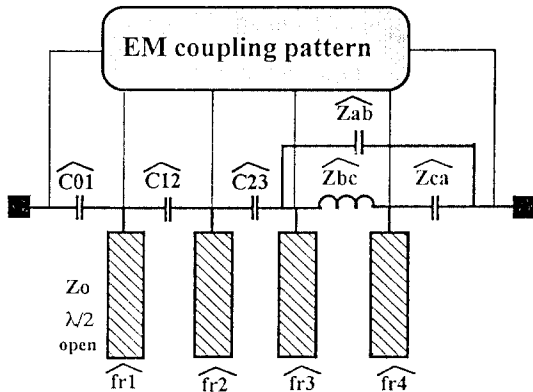


그림 9. 회로 영역에서의 소형 유전체 대역통과 필터의 Error Parameter

EP vector를 회로의 경사 최적화 기법(gradient based optimization)으로 구해내게 되고 이 vector는 EM영역에서 기존 pattern을 수정하는 vector로 작용하게 된다. 회로의 최적화 결과가 다음 번 EM pattern의 새로운 목적함수가 된다. 그림 10)은 제한한 EPO의 흐름도이다. EPO의 순서는 먼저 처음 EM pattern,  $X_{EM}^i$ 를 간략화된 식으로부터 초기 설계를 한다. 초기 EM pattern의 EM 해석 결과를 회로 영역에서 다음 식이 수렴할 때까지 회로영역에서 최적화를 수행하여  $E_{opt}^i$ 을 찾아낸다.

$$\forall x_c, \sum_{f_{sum}} \|R_C(X_C) - R_C(R_{EM}^i, E_{opt}^i, F_C^i)\| \leq \epsilon \quad (13)$$

여기서  $R_C(\cdot)$ 은 주어진 회로에 대한 회로 해석 함수,  $R_{EM}(\cdot)$ 은 EM영역에서 pattern의 EM 해석 함수,  $X_C$ 는 설계된 집중회로소자를 나타내는 vector,  $X_{EM}^i$ 는 i 번째 EM pattern을 나타내는 vector,  $E_{opt}^i$ 는 EPO에서 i 번째 최적화 결과를 나타내는 error parameter vector,  $F_C^i$ 는 EPO에서 i 번째 최적화 결과 후 공진기의 공진주파수를 나타내는 vector.

식 (13)에서  $R_{EM}(X_{EM}^i)$ 는 i 번째 EM pattern에 대한 EM 해석 결과를 나타내는  $n \times n$ 의 회로망행렬이다. 최적화는 회로(집중회로 영역)영역에서 수행되므로  $E_{opt}^i$ 와  $F_C^i$ 는 집중회로의 값들로 최적화 결과이다.  $E_{opt}^i$ 를 이전의 EM pattern인,  $X_{EM}^i$  위에 구현하기 위해서는 EM pattern을 몇가지의 모델로 나눈다. 즉  $E_{opt}^i$ 가  $\Delta C_{EA}^i$ (MIM 캐패시터),  $\Delta C_{EL}^i$ (interdigital 캐패시터),  $\Delta L_{EL}^i$ (line 인덕터)로 구성되어있다고 하면, 이 error 값들은 회로영역에서 최적화를 거친 후 EM영역에서 다음과 같은 선형변환함수로 기존의 pattern을 변형시킨다.

$$\text{MIM 캐패시터 형태에 대해, } \Delta A_C^{i+1} = \frac{\Delta C_{EA}^i}{C_{CA} - \Delta C_{EA}^i} A_C^i \quad (14)$$

interdigital 캐패시터 형태에 대해,

$$\Delta L_C^{i+1} = \frac{\Delta C_{EL}^i}{\Delta C_{CL} - \Delta C_{EL}^i} L_C^i \quad (15)$$



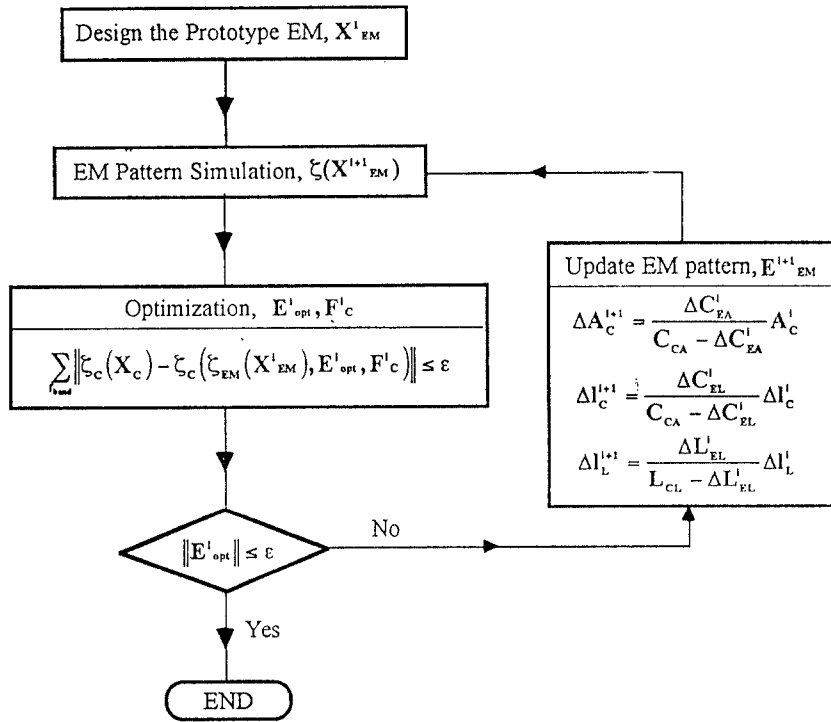


그림 10. 제안한 EPO의 흐름도

line 인덕터 형태에 대해,  $\Delta L_L^{i+1} = \frac{\Delta L_{EL}^i}{L_{CL} - \Delta L_{CL}^i} L_L^i$  (16)

여기서  $\Delta A_C^i$ 는  $i$ 번째 EM pattern위에 덧붙여질 MIM 캐패시터 형태의 면적,  
 $\Delta L_C^i$ 는  $i$ 번째 EM pattern에 덧붙여질 interdigital 캐패시터 형태의 결합길이,  
 $\Delta L_L^i$ 는  $i$ 번째 EM pattern에 덧붙여질 line 인덕터 형태의 길이.

EM pattern의 설계는  $\|E_{opt}^i\|$ 이 적당히 작은 양의 상수보다 작을 때까지 반복하여 최적화를 수행한다.

그림 8-b)는 비대칭 4극 대역통과 필터의 결합구조를 본 고에서 제안한 방법으로 설계한 그림이다. 결합구조는 위쪽의 저지대역에 단락전송점을 갖는 구조로 모든 구조는 2-layer로 구현된다. 입력과 출력의 결합 캐패시터인,  $C_{01}$ ,  $Z_{ca}$ ,  $Z_{ab}$ 는 MIM 형태의 캐패시터이고, 공진기간의 결합 캐패시터인  $C_{12}$ ,  $C_{23}$ 는 interdigital 캐패시터,  $Z_{bc}$ 는 line 인덕터이다.

그림 11)는 초기 EM model로부터 최적화과정을 보여 주는 그림이다. 회로영역에서 최적화과정은 공진기의 공진 주파수들과 error parameter들을 찾아내는 과정이다. EM 해석은 공진기간의 결합 pattern이 복잡한 구조를 갖고, pattern을 그릴 수 있는 면적이 제한되어 이웃하는 pattern에 많은 영향을 받게 되고 특히 감쇄극을 삽입하는 결합 구조는 layer의 층이 다르므로 특히 조심하여 설계를 하여야한다. 그림 11) EPO의 과정을 살펴보면 처음 3번 정도의 과정으로 만족할 만한 EM설계의 결과를 얻어짐을 알 수 있다. 표 2)는 최적화의 과정을 정리한 표로 처음 2번의 최적화 결과 오차가 급격히 줄어들음을 볼 수 있다. 여기서 소자의 값들은 에러소자의 최적화 결과를 나타내는 값이고, 에러의 계산은 집중소자 값에 대한 EM simulation 후에 회로 영역에서 최적화한 error parameter 값의 백분율로 계산하였다.

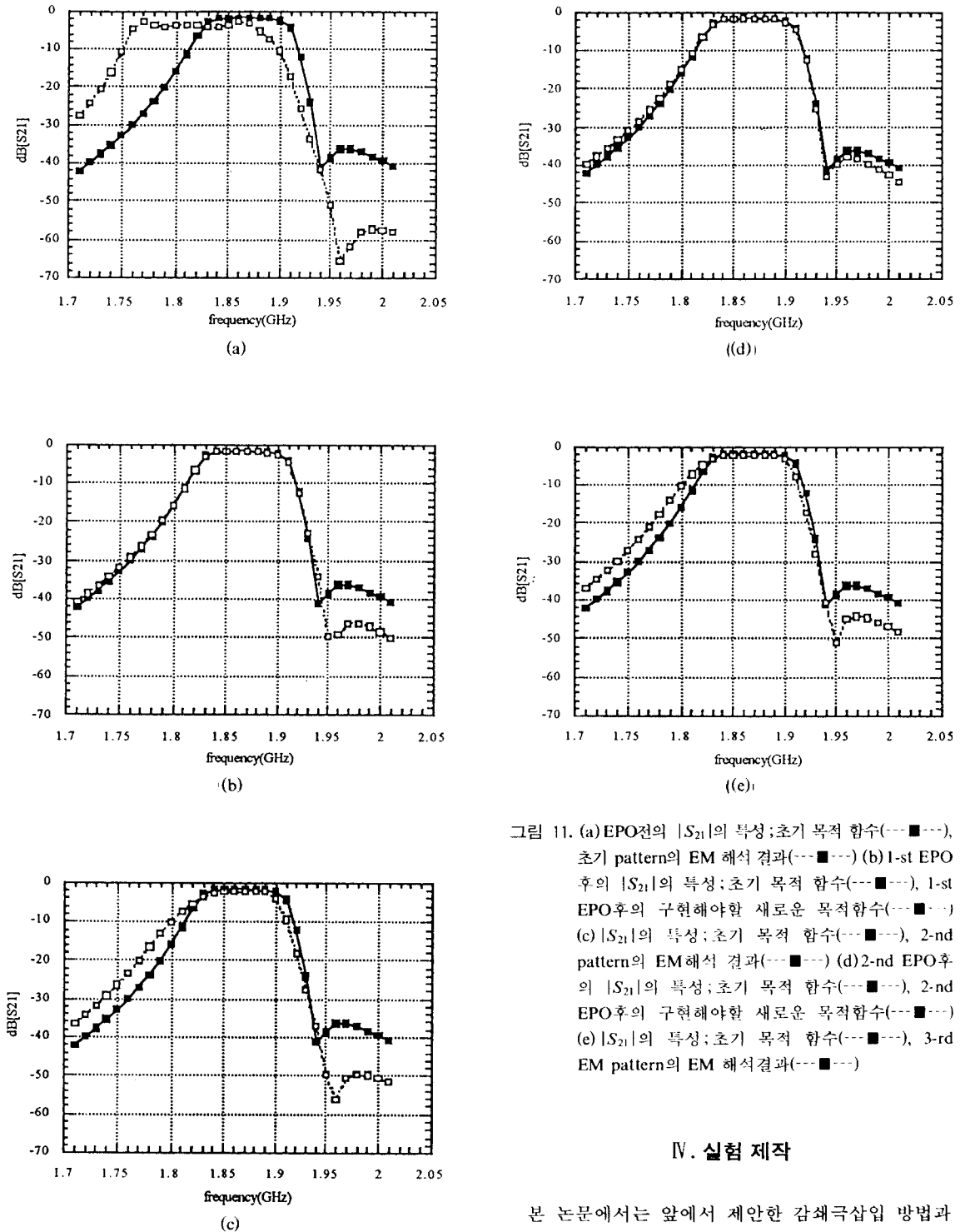


그림 11. (a) EPO전의  $|S_{21}|$ 의 특성; 초기 목적 함수(---■---), 초기 pattern의 EM 해석 결과(---■---) (b) 1-st EPO 후의  $|S_{21}|$ 의 특성; 초기 목적 함수(---■---), 1-st EPO 후의 구현해야할 새로운 목적함수(---■---) (c)  $|S_{21}|$ 의 특성; 초기 목적 함수(---■---), 2-nd pattern의 EM 해석 결과(---■---) (d) 2-nd EPO 후의  $|S_{21}|$ 의 특성; 초기 목적 함수(---■---), 2-nd EPO 후의 구현해야할 새로운 목적함수(---■---) (e)  $|S_{21}|$ 의 특성; 초기 목적 함수(---■---), 3-rd EM pattern의 EM 해석결과(---■---)

#### IV. 실험 제작

본 논문에서는 앞에서 제안한 감쇄극삽입 방법과 결합구조의 구현 방법을 대역통과필터 설계에 적용

하여 1.9GHz 대역의 PCS송신용 필터를 설계하고 제작하였다. 제작에 사용한 공진기는 유전율 90, 단면적  $2.8 \times 2.8 \text{mm}^2$ ,  $\lambda/2$  길이의 종단면에 개방된 구조이고, 측정으로 구한 공진기의 특성 임피던스는  $8.75\Omega$ 로 식 1)으로 계산한  $6.98\Omega$ 과는 다소 차이가 발생하였다. 이것은 공진기의 입력단자의 연결모양과 공진기의 종단 모양이 개방형으로 인한 직렬 커패시턴스의 영향으로 생각된다. 공진기의 Loaded Quality Factor는 2 GHz에서 150-180 정도로 다소 낮았는데 이것은 공진기의 종단면에서 발생하는 방사 저항의 증가와 유전체 분말의 손실에 기인한 것으로 생각된다. 결합구조는 2-layer 구조로 구현하였는데 첫 번째 기판은 상대 유전율 9.8, layer 두께는 25 mil인 알루미늄 기판을 사용하였고, 두 번째 기판은 유전율 9.8, layer 두께는 10 mil인 알루미늄 기판을 사용하였다. 결합구조의 EM설계는 Sonnet™을 사용하였고, 회로 영역에서 최적화 방법은 gradient based optimization을 사용하였다. 전체 필터의 크기는  $12 \times 3 \times 12 \text{mm}^3$ 이다. 필터의 설계사양은 다음과 같다.

- 중심 주파수 ; 1890 MHz
- 대역폭 ; 50 MHz
- 리플 ; 0.1 dB
- 삽입 손실 ; 3 dB
- 감쇄량 ; 40 dB @ 1940 MHz
- 감쇄극의 위치 ; 1940 MHz

위의 사양중 EM pattern을 구현하기 위해 EPO를 수행하면서 감쇄극의 위치는 1950 MHz로 변하였다. 그림 12)은 적층형 알루미늄 기판 위의 결합구조 pattern을 그린 그림으로 알루미늄 기판위에 EPO를 이용하여 설계한 도면이고, 그림 12)은 시험제작하여 전송에 대한 응답을 측정할 그림이다. 제작 후에 공진기의 공진주파수의 post-tuning은 가하지 않았다. 여기서 통과대역내의 loss는 처음 설계보다 증가한 결과를 보이는 데 이는 필터의 입력과 출력단의 transition의 특성과 공진기의 방사손실이 주된 원인으로 생각되고, 2.05GHz의 감쇄극은 종단이 개방된 공진기간의 결합과 pattern의 단자와 다른 공진기 간의 결합으로 생각된다. 이것은 EM simulator의 해석에서 고려되지 않은 영향이다. 또한 1.8 GHz 근처에서  $|S_{21}|$

이 약간 증가하는 것으로 나타나는 데 이것의 원인은 공진기의 종단이 개방된 경우 원하지 않는 공진현상이 복잡하게 나타나는 데 원인이 있는 것으로 생각된다. 이러한 경향은 1.8GHz에서 약하게 나타나고 그 이하의 주파수에서는 결합특성의 영향이 주로 나타나 감쇄특성이 단조 감소하는 경향으로 나타났다. 이러한 특성을 고려할 때 본 연구에서 제작에 사용한 공진기인  $\lambda/2$ 형태의 개방형 공진기를 실제 제작에 사용하기 위해서는 상당한 주의를 기울이거나 종단이 단란된 구조를 이용하는 것이 유리하리라 생각된다.

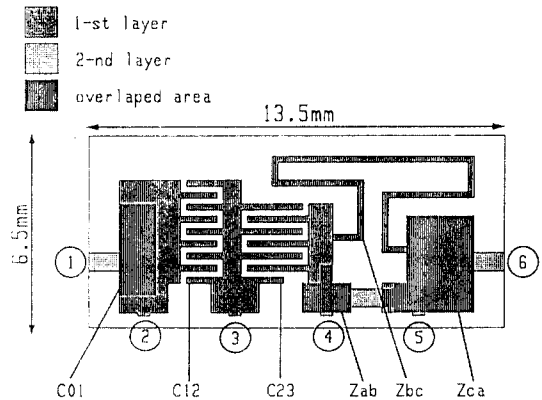


그림 12. 알루미늄 기판 위의 pattern 모양. 구조는 2-layer의 알루미늄 기판으로 구성되어있다. 여기서 C01, Zab는 MIM구조의 캐패시터이고, C12, C23, Zca는 interdigital 형태의 캐패시터, Zbc는 line형태의 인덕터이고, 1번과 6번은 I/O 포트이고, 나머지 포트는 공진기가 연결되는 단자이다.

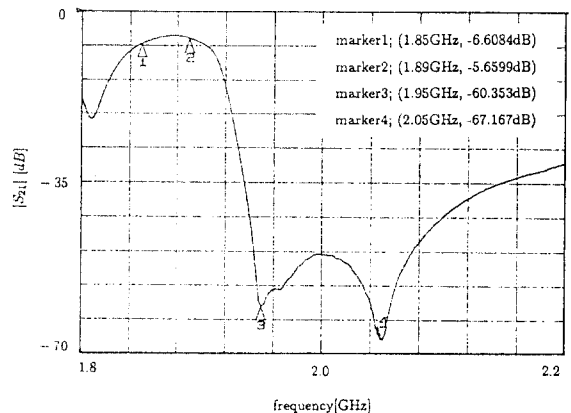


그림 13. 제작된 세라믹 유전체 필터의 측정 결과

표 2. EPO(Error Parameter Optimization)을 비대칭 필터에 적용하여 설계한 예

error parameters		Prototype design		after 1-st optimization		after 2-nd optimization	
parameter	circuit model	error value	percentage	error value	percentage	error value	percentage
C01[pF]	1.3	0.61	46 %	0.02	1.5 %	0.01	0.8 %
C12[pF]	0.5	-0.26	52 %	-0.04	8 %	-0.03	6.0 %
C23[pF]	0.45	-0.14	31 %	0.01	2.2 %	0.003	0.7 %
Zab[pF]	1.5	-0.02	1.3 %	0.54	36 %	0.14	9.3 %
Zbc[pF,nH]	5.8 nH	0.21 pF	17.5 %	0.09	7.5 %	0.19	15.8 %
Zca[PF]	2.7	1.04	39 %	-0.04	1.5 %	-0.02	0.7 %
fr1[MHz]	1954	1991.5		1997.0		1992.9	
fr2[MHz]	1924	1967.3		1963.1		1966.3	
fr3[MHz]	1874	1922.3		1931.0		1924.3	
fr4[MHz]	1907	1951.2		1966.3		1960.4	

### V. 결 론

본 논문은 일정 리플을 갖는 Chebyshev 필터에 유한개의 감쇄극을 삽입하는 방법과 각 결합계수를 분포소자로 효과적으로 구현하는 방법을 제시하였다. 본 논문에서 제시한 유한개의 감쇄극을 갖는 대역통과 필터의 설계방법은 기존의 인버터 이론을 이용한 대역통과 필터 이론을 그대로 이용하면서 공진기의 직렬공진을 쌍극변환과  $T-\Delta$  변환을 이용하여 구현하기 때문에 손쉽게 감쇄극을 삽입할 수 있는 장점이 있다. 분포소자형식의 적응형 결합구조의 설계는 그 구조가 복잡하고 결합계수간의 간섭으로 EM 설계를 하는데 많은 어려움이 있으나 본 논문에서 제시한 EPO 방법을 이용하면 EM 최적화 형식으로 2-3번의 EM 해석으로 만족할 만한 EM pattern 설계를 얻을 수 있었다. 마지막으로 상기의 방법을 이용하여 현재 PCS 대역의 송신단 필터를 유전체 공진기를 이용하여 실험적으로 설계하고 2-layer의 알루미늄 기판으로 제작하고 실험하였다.

### 참 고 문 헌

1. Toshio Nishikawa, "RF front end circuit components miniaturized using dielectric resonators for cellular portable telephones", *IEICE Trans.*, vol. E74, No.6, June 1991, pp.1556-1562.

2. Haruo Matumoto et al, "Miniaturized duplexer using rectangular coaxial dielectric resonators for cellular portable telephone", *IEICE Trans.*, vol. E74, No.5, May, 1991, pp.1214-1225
3. J. D. Rhodes and S. A. Alseyab, "The generalized Chebyshev low-pass prototype filter," *Int. J. Circuit Theory Appl.*, vol.8, 1985, pp.113-125.
4. David S. G. Chambers and John David Rhodes, "A low-pass prototype network allowing the placing of integrated poles at real frequencies," *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, vol.31, 1983, pp. 40-45.
5. R. Levy, "Filters with Single Transmission Zeros at Real or Imaginary Frequencies," *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, Vol.24 No.4, April, 1976, pp.172-181.
6. K. Jokela, "Narrow-Band Stripline Filters with Transmission Zeros at Finite Frequencies," *Circuit Theory and Application*, John Wiley and Son, Vol. 7, 1979, pp.445-461.
7. David S. G. Chambers and John David Rhodes, "A Low-Pass Prototype Network Allowing the Placing of Integrated Poles at Real Frequencies", *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, Vol.31, 1983, pp.40-45.

8. J. David Rhodes and Richard J. Cameron, "General Extracted Pole Synthesis Technique with Applications to Low-Loss TE<sub>011</sub> Mode Filter", *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, Vol.28, No.9, September, 1980, pp.1018-1028.
9. J.D. Rhodes and S.A. Aloseyab, "The Generalized Chebyshev Low-Pass Prototype Filter", *Circuit Theory and Application*, Jhon Wiley and Son, Vol.8, 1990, pp.113-125.
10. I. C. Hunter, S. R. Chandler, D. Young, and A. Kennerley, "Miniature microwave filters for communication systems", *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, Vol.43, No.7, July, 1995, pp. 1751-1757.
11. Isam H. Zabalawi, "A Generalized Channelizing Filter", *Circuit Theory and Application*, Jhon Wiley and Son, Vol.13, 1985, pp.37-45.
12. Moon-Que Lee and Sangwook Nam, "Efficient coupling patterns design of miniaturized dielectric filter using EM simulator and EPO technique," *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, 1996, pp.737-740.
13. J.W. Bandler, R.M. Biernacki, S.H. Chen, P.A. Grobelny and R.H. Hemmers, "Space mapping technique for electromagnetic optimization," *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, vol.42, 1994, pp.2536-2544.
14. J.W. Bandler, R.M. Biernacki, S.H. Chen, R.H. Hemmers and K. Madsen, "Aggressive space mapping for electromagnetic design," *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, 1995, pp.1455-1458.
15. J.W. Bandler, R.M. Biernacki, S.H. Chen, R.H. Hemmers and K. Madsen, "Electromagnetic Optimization Exploiting Aggressive Space Mapping," *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, vol.43, 1995, pp.2874-2882.
16. Anatol I. Zverev, *Handbook of filter synthesis*, New York: John Wiley & Sons, 1967.
17. G.L.Mattaei, L. Young, and E.M.T.Jones, *Micro-wave Filter, Impedance-Matching Network, and Cou-pling Structures*, New York: McGraw-Hill, 1964.



**이 문 규(Moon-Que Lee)** 정회원  
 1969년 5월 24일생  
 1988년~1992년: 한국과학기술원  
 전기 및 전자공학과 학사  
 1992년~1994년: 서울대학교 전자  
 공학과 석사  
 1994년~현재: 서울대학교 전자공  
 학과 박사과정 재학  
 ※주관심분야: 마이크로파 수동 및 능동회로 설계, 마  
 이크로파 측정

**남 상 욱(Sangwook Nam)** 정회원  
 1959년 2월 2일생  
 1981년 2월: 서울대학교 전자공학과 학사  
 1983년 2월: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 석사  
 1989년: University of Texas, Au-stin 전기공학과 박사  
 1990년~현재: 서울대학교 전기공학부 교수  
 ※주관심분야: 전자파 수치해석, 안테나 및 고주파 회  
 로설계

**염 경 환(Kyung-Whan Yeom)** 정회원  
 1976년~1980년: 서울대학교 전자공학과 학사  
 1980년~1982년: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과  
 석사  
 1982년~1988년: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과  
 박사  
 1988년 3월: 금성전기(주) 소재부품연구소 선임연구원  
 (MIC팀 팀장)  
 1990년 3월: 금성전기(주) 소재부품연구소 책임연구원  
 1991년 5월: 금성정밀(주) 기술연구소 연구1실 책임연  
 구원  
 1991년 8월: (주) LTI 연구원  
 1995년 10월: 충남대학교 전파공학과 조교수

**홍 성 욱(Sung-Yong Hong)** 정회원  
 1985년 2월: 충남대학교 전자공학과(공학사)  
 1988년 2월: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과(공학  
 석사)  
 1994년 8월: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과(공학  
 박사)  
 1994년 2월~1996년 8월: 한국생산전기 연구소장  
 1996년 9월~현재: 충남대학교 전파공학과 전임강사  
 ※주관심분야: 이동통신용 고주파 부품, 위성통신 시  
 스템