

論文 92-29A-11-6

# 인공 위성 중계기용 Ku-Band 유전체 공진기 대역 통과 필터

## (Ku-Band Dielectric Resonator Bandpass Filter for Satellite Transponder)

金 相 哲,\*\* 李 燦 柱,\*\* 洪 義 錫\*

(Sang Cheol Kim, Chan Joo Lee, and Ui Seok Hong)

### 要 約

본 논문에서는 tuning screw와 spacer를 갖는 유전체 공진기를 사용하여 Ku-Band용 대역 통과 필터를 설계 및 제작 하였다. 필터의 설계 및 구현에 있어서, 두 유전체 공진기간의 결합 계수 K와 유전체 공진기를 여기 시키는데 필요한 마이크로 스트립 선로의 외부 양호도  $Q_{ex}$ 를 수치 해석적으로 계산하였다. 유전체 공진기와 마이크로 스트립 선로간의 결합은 주로 마그네틱 필드에 의해서 이루어지며 이것은 대역 통과 필터의 중요한 파라미터가 된다. 수치 해석으로 구한  $Q_{ex}$ 와 K는 필터를 제작하는데 기준이 되며 이론적으로 구한 Chebyshev 대역 통과 필터 응답은 실험 결과와 매우 유사하게 나타났다.

### Abstract

In this paper a band-pass filter using dielectric resonators with tuning screw and spacer at Ku-band is designed and constructed. For the filter design and construction, the coupling coefficient K between two resonators is numerically evaluated. The external quality factor  $Q_{ex}$  is also calculated with a microstrip line which is necessary for the field excitation of dielectric resonator. The coupling between dielectric resonator and microstrip line depends mainly upon the magnetic field and is principal parameter in band-pass filter. The  $Q_{ex}$  and K data which are evaluated by numerical analysis are practically applied to the filter construction. The theoretical Band-pass filter responses are given by Chebyshev approximation and they are nearly similar to the experimental results.

### 1. 서 론

유전체 공진기를 이용하여 마이크로 웨이브 대역에서

의 필터를 제작하는 경우 유전체 공진기의 특성상 필터의 손실이 줄어 들게 되고 동일한 주파수에서 공동 공진기 필터보다 그 크기와 부피가 작게 되며 높은 주파수 선택도(frequency selectivity)을 갖게 된다.<sup>1,2)</sup>

본 연구에서는 레이다 시스템 및 통신 위성에 필요한 Ku-band용 필터를 유전체 공진기와 마이크로 스트립 라인을 사용하여 설계·제작 하였다.

연구 내용 및 방법에 있어서는 차단 주파수 아래에서의 도파관속에 놓인 유전체 공진기의 정확한 전자계 분포를 고찰하여 이론식을 정립하고 축적에너지  $W_m$ , 마그네틱 다이폴 모멘트 M과 상호 인덕턴스  $L_m$ 을 구해서 결합

\*正會員, 光云大學校 電波工學科  
(Dept. of Radio Sci. Eng., Kwangwoon Univ.)

\*\*正會員, 光云大學校 電子通信工學科  
(Dept. of Elec. Commun. Eng., Kwangwoon Univ.)

接受日字: 1992年 7月11日

(※ 본 연구는 1991년도 체신부, 한국전기통신공사의 학술단체 육성 지원금에 의해서 수행되었음.)

계수  $K$ 와 외부 양호도  $Q_{ex}$ 을 계산하였다. 구한 각 파라미터를 이용하여 제작된 유전체 공진기 필터에 tuning screw를 장착하여 유전체 공진기와 screw의 metal plate사이의 air gap에 의한 공진 주파수의 천이(shifting)효과와 유전체 공진기 갯수를 가변시키면서 대역 통과 필터의 응답을 살폈다. 또한, 유전체 공진기 밑에 유전율이 낮은 spacer를 놓아서 이에 따른 필터 응답의 변화를 실험하였다.

II. 유전체 공진기를 이용한 필터 해석

유전체 공진기 필터를 제작하기 위해서는 먼저, MIC (Microwave Interated Circuits) 환경하에서 필드 분포를 가정하고 이 필드 분포를 이용하여 유전체 공진기와 유전체 공진기간의 결합을 나타내는 결합계수  $K$ 와 유전체 공진기와 마이크로 스트립 사이의 결합을 나타내는 외부 양호도  $Q_{ex}$ 을 계산해야 한다.

1. 유전체 공진기와 마이크로 스트립 선로간의 결합

유전체 공진기는  $TE_{01\delta}$ 모드에서 모멘트(moment)  $M$ 을 갖는 자기 쌍극자(Magnetic Dipole)로 근사화될 수 있다. 따라서 유전체 공진기의 자기 모멘트(Magnetic moment)가 마이크로스트립 평면과 수직으로 놓여지게 되면 둘 사이에는 자기적인 결합이 일어난다.

그림 1(a)는 유전체 공진기와 마이크로스트립 선로간의 자기적인 결합을 보여주며 그림 1(b)는 저주파 등가 회로를 나타낸다.<sup>[3]</sup> 즉, 선로와 공진기는 등가 파라미터 (equivalent parameter)를 써서  $L_r, C_r, R_r, C_1, L_1, R_1$ 으로 표현 할 수 있다. 또한, 선로와 유전체 공진기간의 결합은 상호 인덕턴스  $L_m$ 은

$$L_m = \mu_0 \cdot M [(L_r/2 \cdot W) \cdot (H/I)]^{1/2} \quad (1)$$

- 이며, 여기서  $W_m$  :  $TE_{01\delta}$  모드 공진기의 축적 에너지
- $M$  :  $TE_{01\delta}$  모드 공진기의 마그네틱 다이폴 모멘트
- $I$  : 마이크로 스트립 라인에 흐르는 전류
- $H$  : 스트립 라인에 흐르는 전류에 의한 자계

이다.

$50\Omega$ 의 특성 임피던스를 갖는 마이크로 스트립 라인과 유전체 공진기 사이의 결합을 나타내는 외부 양호도(external quality factor)  $Q_{ex}$ 는 다음과 같이 표현할 수 있다.<sup>[3]</sup>

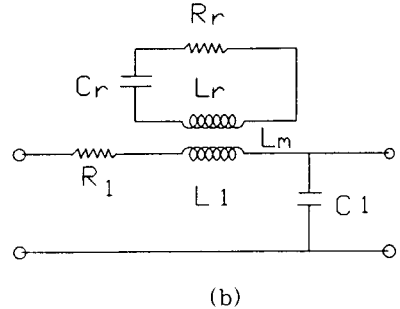
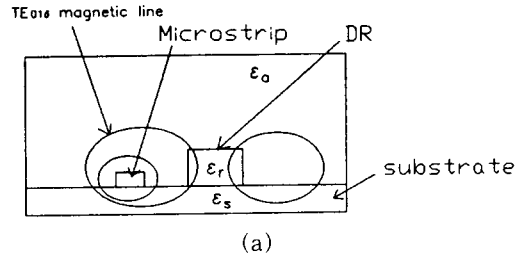


그림 1. MIC환경하에서의 유전체 공진기  
(a) 유전체 공진기와 마이크로스트립 선로의 결합  
(b) 저주파 등가 회로

Fig. 1. Dielectric resonator in a typical MIC configuration,  
(a) the coupling between an DR and a microstrip line,  
(b) Low freq. equivalent circuit.

$$Q_{ex} = \frac{4Z_0 W_m}{\omega_0 \mu_0^2 M^2} \frac{1}{(H/I)^2} \quad (2)$$

2. 유전체 공진기간의 결합

유전체 공진기간의 결합 구조는 그림 2(a)와 같고 이와 같은 구조는  $TE_{01\delta}$  모드에서 마그네틱 다이폴로 표현할 수 있으므로 등가회로는 그림 2(b)와 같다. 유전체 공진기와 유전체 공진기 사이의 결합을 나타내는 결합계수  $k$ 는 상호 인덕턴스와 자기 인덕턴스로 정의하면 식 (3)과 같이 표현되고 이 식을 유전체 공진기간의 거리로 표현하면 식 (4)와 같다.

$$K = \frac{L_m}{L} \quad (3)$$

$$= \frac{\mu_0 M^2}{2S_{AB} W_m} \left[ \sum_{m,0} \alpha_{m0} \text{Exp}(-\alpha_{m0}d) + 2 \sum_{m,n} \frac{\alpha_{m0}^2}{\alpha_{mn}} \text{Exp}(-\alpha_{mn}d) \right] \quad (4)$$

여기서  $S_{AB}$ 는 유전체 공진기가 놓여 있는 단면적이고  $d$ 는 유전체 공진기 사이의 거리이다.<sup>[5]</sup>

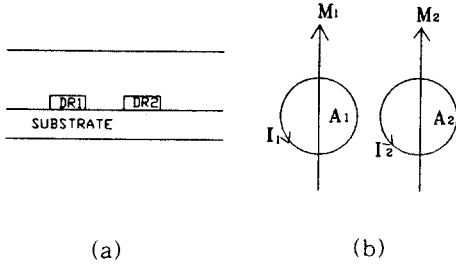


그림 2. (a) 인접한 유전체 공진기간의 결합  
(b) 전류등가 회로  
Fig. 2. (a) Coupling between two adjacent DRs,  
(b) Current equivalent loop.

III. 수치 해석

필터를 설계하기 위한 각 파라메타 값을 찾기 위해서는 유전체 공진기의 필드 분포를 정확하게 계산하여야 한다. 이전의 Magnetic-Wall method에서는 유전체 공진기의 영역과 공진기의 위·아래 영역에서의 필드만을 고려하여 마그네틱 다이폴 모멘트  $M$ 과 자기 축적 에너지  $W_m$ 을 구하여 결합계수  $k$ 와 외부 양호도  $Q_{ex}$ 를 계산하였으나, 본 연구의 수치 해석에서는 문헌 (6)을 참고하여 그림 3과 같이 유전체 공진기의 옆 영역과 대각선 방향의 위·아래 영역으로 세분화하여 각 영역에서의 필드 분포를 가정하고 마그네틱 다이폴 모멘트  $M$ 과 자기 축적 에너지  $W_m$ 을 구했다. 먼저 각 영역에서의 field 분포는 다음과 같이 가정할 수 있다.

$$\begin{aligned}
 H_{z1} &= H_0 J_0(k, \rho) \{ \cos \beta Z + A_{21} \sin \beta Z \} \\
 H_{z2} &= 2H_0 J_0(k, \rho) A_{31} \exp\{- (h_a + h_r/2)\} \sinh \alpha_a (h_a + h_r/2 - Z) \\
 H_{z3} &= 2H_0 J_0(k, \rho) A_{41} \exp\{- (h_s + h_r/2)\} \sinh \alpha_s (h_s + h_r/2 + Z) \\
 H_{z4} &= H_0 K_0(k_a \rho) A_{51} \{ \cos \beta Z + A_{61} \sin \beta Z \} \\
 H_{z5} &= 2H_0 K_0(k_a \rho) A_{81} \exp\{- (h_a + h_r/2)\} \sinh \alpha_a (h_s + h_r/2 - Z) \\
 H_{z6} &= 2H_0 K_0(k_a \rho) A_{71} \exp\{- (h_s + h_r/2)\} \sinh \alpha_s (h_s + h_r/2 - Z)
 \end{aligned}$$

여기서,  $J_0$ ,  $K_0$ 는 제 1차 및 2차 Bessel 함수이고  $A_i$ 는 경계조건과 유전체 공진기에서의 연속조건을 만족시

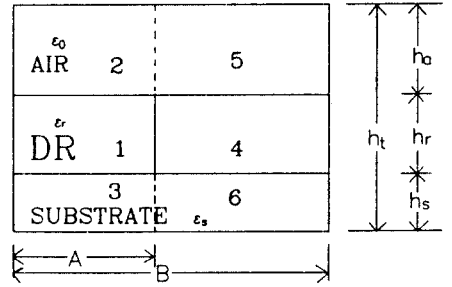


그림 3. 필드 분포를 위한 영역의 구분  
Fig. 3. Divided regions for the field distribution.

키기 위한 상수항으로

$$A_{21} = \frac{\alpha_s - \beta \tanh\{\alpha_s(D_1 - H/2)\} \tan(\beta H/2)}{\alpha_s - \tan(\beta H/2) + \beta \tanh(D_1 - H/2)} = A_{65}$$

$$A_{31} = \frac{\cos(\beta H/2) + A_{21} \sin(\beta H/2)}{2 \exp(-\alpha_a D_3) \sinh(\alpha_a(D_3 - H/2))}$$

$$A_{41} = \frac{\cos(\beta H/2) + A_{21} \sin(\beta H/2)}{2 \exp(-\alpha_s D_1) \sinh(\alpha_s(D_1 - H/2))}$$

$$A_{51} = \frac{J_0(K_a a)}{K_0(K_a a)}$$

$$A_{71} = A_{41} A_{51}$$

$$A_{81} = A_{41} A_{31}$$

이고, 여기서

$$\beta^2 = \omega^2 \mu_0 \epsilon_0 \epsilon_r - k^2$$

$$\alpha_a^2 = k^2 - \omega^2 \mu_0 \epsilon_0 \epsilon_a$$

$$\alpha_s^2 = k^2 - \omega^2 \mu_0 \epsilon_0 \epsilon_s$$

$$k^2 = \omega^2 \mu_0 \epsilon_0 \epsilon_r - \beta^2$$

$$k_a^2 = \beta^2 - \omega^2 \mu_0 \epsilon_0 \epsilon_a$$

이다.

주어진 field로 부터 Maxwell 방정식을 이용하여  $E$ 와  $H_r$ 을 구하는데  $E$ 는 자기 축적 에너지( $W_m$ )과 마그네틱 다이폴 모멘트( $M$ )을 구하는데 쓰이고,  $H_r$ 은 적분값(integral value)를 구하는 Maxwell-flux method에 쓰인다.  $W_m$ 과  $M$ 을 정의하면

$$W_m = 1/2\epsilon_0\epsilon_i\int_{v_i} E_i \cdot E_i^* dv_i \quad (5)$$

$$M = 1/2j\omega\epsilon_0\epsilon_i\int_{v_i} r \times E_i dv_i \quad (6)$$

이며, 여기서  $\epsilon_i$ 는 영역 i의 비유전율,  $E_i$ 는 영역 i의 전계 벡터,  $r$ 는 거리 벡터(distance vector),  $v_i$ 는 영역 i의 체 적이고  $\epsilon_i = \epsilon_a, \epsilon_s, \epsilon_r$ 이다. 위의 정의식에 앞서 구했던 필드 분포를 대입하여 얻은 마그네틱 다이폴 모멘트 M과 축적 에너지  $W_m$ 을 구하게 된다. 또한, 식 (1)로 표현된 상호 인덕턴스의 (H/I)는 식 (7)과 같이 표현된다.

$$\frac{H}{I} = \ln \frac{(d+W/2)^2+(H/2)^2}{(d-w/2)^2+(H/2)^2} - (1/3)\ln \frac{(d+3W/2)^2+(h_s+H/2)^2}{(d-3W/2)^2+(h_s+H/2)^2} \quad (7)$$

위와 같은 필드 분포의 가정으로 구할 수 있는 축적 에너지  $W_m$ 과 마그네틱 다이폴 모멘트 M을 식 (2)와 식 (4)에 대입하면 외부 양호도  $Q_{ex}$ 와 결합계수 K는 각각 유전체 공진기와 마이크로 스트립 라인, 유전체 공진기와 유전체 공진기사이의 거리에 대한 함수로 표현된다.

IV. 유전체 공진기 대역 통과 필터 설계 및 제작

Ku-Band용 유전체 공진기 제작시 사용된 기판 (substrate)은 Teflon을 사용 했고 유전체 공진기는 TEKELEC의 E2336 유전체 공진기를 사용했다. 유전체 공진기 필터의 제원은 표 1과 같다.

표 1. 유전체 공진기 필터의 제원  
Table 1. Specification fo dielectric resonator band-pass filter.

|              |   |
|--------------|---|
| substrate    | (Teflon) $\epsilon_r$ : 2.45<br>높이( $h_s$ ) : 0.7874 mm   |
| 유전체 공진기      | (TEKELEC E2336)<br>dimension diameter : 4mm<br>thickness : 2mm<br>temperature coeff. (ppm/°C) : 2.7<br>Q-factor : > 3350<br>$\epsilon_r$ : 36.9 |
| tuning screw | (Trans-Tch DTC250 tuner)<br>metal plate diameter : 6.35mm   |
| spacer       | diameter : 2.75mm<br>thickness : 1.4mm  |
| connector    | SMA connector   |

유전체 공진기를 이용한 대역 통과 필터를 구현하기 위해서는 2장과 3장에서 언급한 수치해석적인 방법을 이용하여 유전체 공진기와 마이크로 스트립 라인, 유전체 공진기와 유전체 공진기간의 거리를 결정하게 된다.

본 논문에서 제작하고자 하는 유전체 공진기 대역 통과 필터의 성능은 다음과 같다.

- ① center frequency : 13 GHz
- ② response : Chebyshev
- ③ ripple level : 0.2 dB
- ④ bandwidth : 40 MHz (0.3%)
- ⑤ filter section : 3

위와 같은 설계 데이터를 참고로 하여 먼저 필터의 양단이  $50\Omega$ 로 정합되고 리플 레벨 0.2dB, n=3인 Chebyshev 응답을 갖는 저역 통과 표준형 필터의 g값을 구하고 대역 통과 필터의 외부 양호도  $Q_{ex}$ 와 결합계수 K를 계산하면

$$(Q_{ex})_{in} = 410.21 \quad (Q_{ex})_{out} = 410.21$$

$$K_{01} = 0.0482 \quad K_{12} = 0.00249$$

$$K_{23} = 0.00249 \quad K_{34} = 0.0482$$

와 같다.<sup>[67]</sup> 위와 같이 구한 외부 양호도와 결합 계수의 값은 유전체 공진기와 마이크로 스트립 라인, 유전체 공진기와 유전체 공진기간의 결합을 수치 해석으로 구한 값과 비교하게 된다. 공진기 대역 통과 필터의 중심 주파수를 13GHz로 하고 통과 대역의 폭을 40MHz, 0.2dB 리플 레벨(ripple level)을 갖는 Chebyshev 응답 특성 곡선은 그림 4와 같으며 이 결과는 다음 장에서의 실험치와 비교하게 된다.

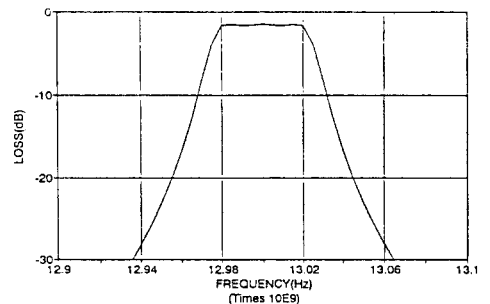


그림 4. Chebyshev 근사식을 이용한 대역 통과 필터의 응답  
Fig. 4. The theoretical band-pass filter response using chebyshev approximation.

그림 5와 그림 6은 3장에서 고려한 수치해석을 통해서 얻은 외부 양호도  $Q_{ex}$ 와 결합계수  $K$ 를 도식적으로 나타낸 것이다. 따라서 시뮬레이션으로 구한  $Q_{ex}$ 와  $K$ 값을 그림 5, 그림 6과 비교해 보면 유전체 공진기와 마이크로 스트립 라인, 유전체 공진기와 유전체 공진기간의 간격은 각각 2.9mm와 8.6mm가 됨을 알 수 있다.

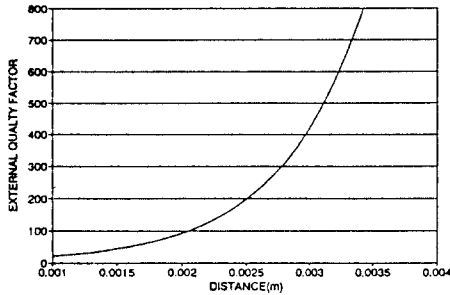


그림 5. 거리에 따른 외부 양호도  $Q_{ex}$   
 Fig. 5. External Q-factor  $Q_{ex}$  as a function of the distance.

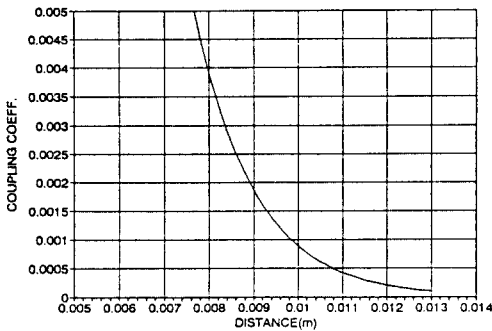
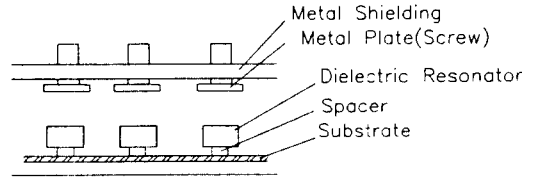


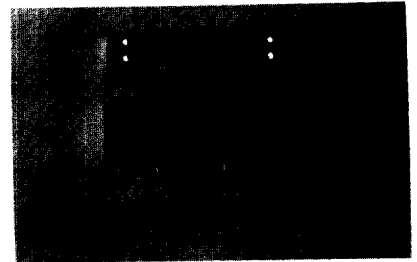
그림 6. 거리에 따른 결합 계수  $K$   
 Fig. 6. Coupling coefficient  $K$  as a function of the distance.

V. 실험 및 결과

제작된 13GHz 유전체 공진기 대역통과필터의 특성측정에는 Hewlett Packard 8150C Network Analyzer를 사용하였고, 측정결과는 4장의 그림 4에서 얻은 이론적인 데이터와 비교하였다. 그림 7은 3개의 유전체 공진기를 이용한 대역 통과 필터의 구조를 나타내며 Shielding box는 차단 주파수가 15GHz 10mm×7mm×50mm로 제작하였다.



(a)



(b)

그림 7. 유전체 공진기 대역 통과 필터  
 Fig. 7. The Dielectric Resonator band-pass filter.  
 (a) Cross section of the dielectric resonator filter,  
 (b) Photograph of the dielectric resonator filter.

그림 8(a)는 유전체 공진기를 놓지 않은 경우 shielding box의 고역 통과 필터(High-pass Filter)특성을 나타낸다. 이 구조에서 14.5GHz이하의 신호들은 차단 주파수 이하이므로 통과할 수 없고 단지 유전체 공진기의 결합 구조를 이용하여 13GHz의 신호만이 통과할 수 있다.

그림 8(b)는 shielding box의 입력단 쪽에 유전체 공진기를 1개 놓았을 때의 응답특성으로 유전체 공진기가 마이크로 스트립 라인 사이에 위치해 있으므로 차단 주파수이하의 신호가 미약하지만 통과하고 있음을 보여주고 있다.

그림 8(c)는 마이크로 스트립 라인으로 제작된 입력단과 출력단 각각 1개씩의 유전체 공진기를 위치하였을 때의 응답특성으로 12.9GHz에서 손실은 -16.6dB이다. 그러나 4장에서 시뮬레이션한 거리에 비해 유전체 공진기간의 간격이 크므로 상대적으로 자기적 결합이 약해서 많은 손실이 생기게 된다.

그림 8(d)는 앞 장에서 시뮬레이션한 값에 근거하여 유전체 공진기와 마이크로 스트립 거리는 2.9mm로 유전체 공진기간의 거리를 8.6mm로 배열한 경우의 응답이다. 이 구조에서 유전체 공진기는 spacer위에 놓여 있고 공진기와 box의 upper conductor plate간의 간격은

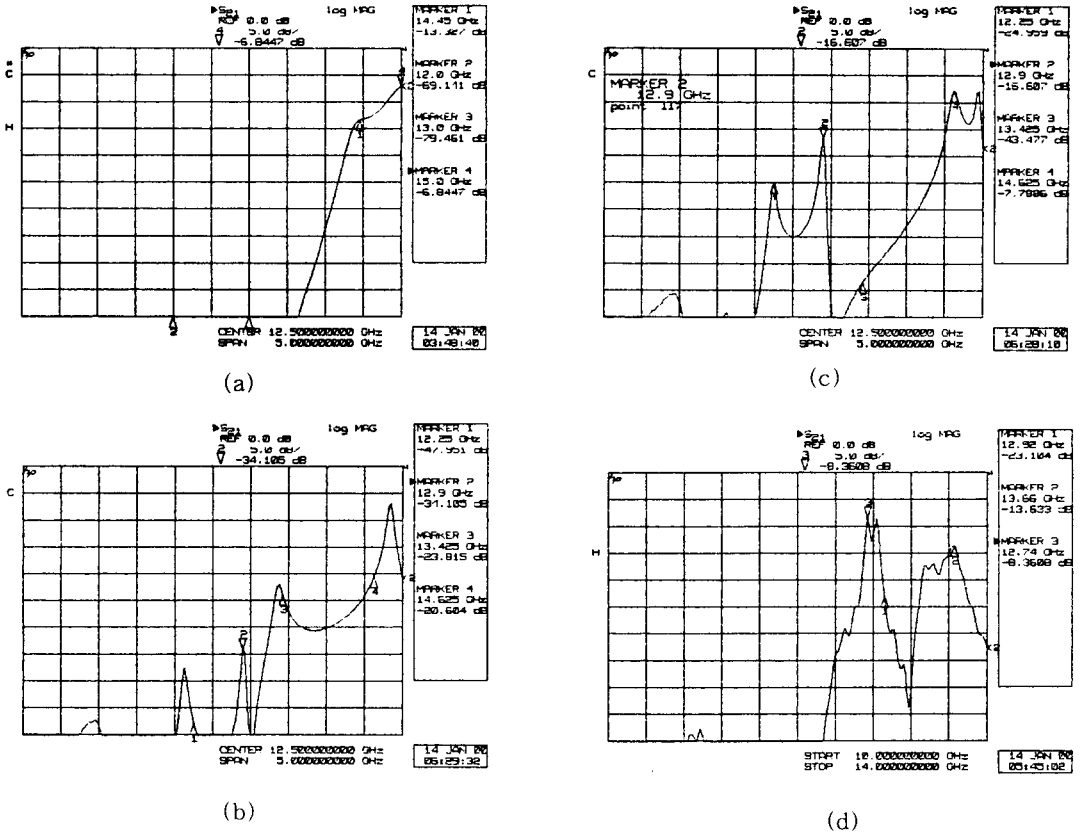


그림 8. 필터 응답 특성

- (a) shielding box의 고역 통과 필터 특성
- (b) 공진기 1개 (c) 공진기 2개 (d) 공진기 3개

Fig. 8. Filter response characteristic.  
- 5.72mm distance between DR and Metal Plate.

- (a) High-pass filter characteristic of the shielding box,
- (b) one Dielectric resonator, (c) two Dielectric resonators,
- (d) three Dielectric resonators.

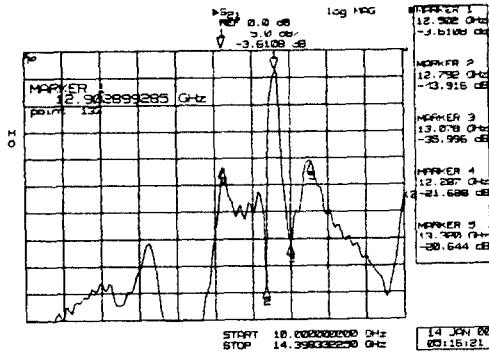
72mm이며 tuning screw에 의한 조정은 하지 않았다.

그림 9(a)는 그림 8(d)의 특성을 갖는 유전체 공진기 필터를 tuning screw를 사용하여 tuning했을 때의 응답이며 그림 9(b)는 40MHz 통과 대역에서의 응답을 나타낸다. 측정결과는 중심 주파수 12.902GHz에서 -3.5dB의 손실을 가지며 차단 주파수에서는 각각 -4.2dB와 -4.1dB의 손실을 나타낸다. 이 경우에서 유전체 공진기와 tuning screw의 metal plate간의 간격은 3.86mm로 조정 되었다. 측정결과를 이론적인 데이터와 비교해 볼때 ripple의 특성은 거의 없었으나 통과 대역에서 중심 주파수와 차단 주파수 사이에 손실량은 약 1dB의 차를 가졌으며 이론적인 응답의

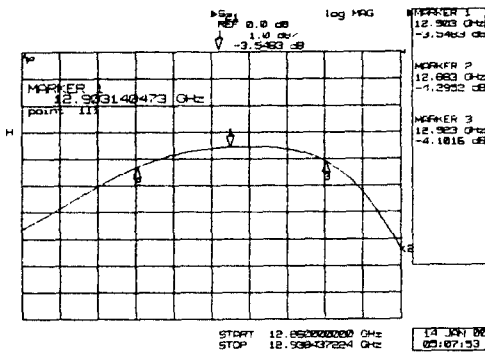
중심 주파수 13GHz에 비해 실험치의 중심 주파수는 9GHz로 약 0.1GHz의 오차가 발생했다.

실험 결과 중심 주파수 12.9GHz에서 -3.5dB의 손실을 가졌는데 이러한 손실은 connector와 마이크로 스트립 라인의 불연속(transition), 차폐 구조물의 벽면 손실 등에 기인한 것으로 사료된다. 통과 대역에서 손실을 최소화하기 위하여 정확한 transition의 설계 및 차폐 구조의 제작, 그리고 벽면 손실을 없애기 위한 흡수체의 사용 등이 요구된다.

Metal plate의 높이에 따른 응답의 변화를 보다 더 정확히 살펴보기 위해 유전체 공진기와 metal plate간의 간격을 9mm로 한 경우 중심 주파수는 12.902GHz에서



(a)



(b)

그림 9. 필터의 응답(tuning 후)

Fig. 9. Filter response(after Tuning)  
 - 3.86mm distance between DR and tuning screw plate.  
 (a) Wideband Response,  
 (b) Narrowband Response.

12.85GHz로 52MHz 내려 갔다. 이 경우 9mm간격을 조절하기 위해 box의 upper conductor plate를 본체에서 3mm정도 띄웠기 때문에 차폐상태가 불완전해져 많은 손실을 가져왔다.

그림 10은 실험을 통해서 알 수 있는 바와 같이 유전체 공진기와 metal plate간의 거리에 따른 공진 주파수의 천이(shift)효과를 나타낸 것으로 공진기와 metal plate의 간격이 줄어들수록 공진 주파수는 높아짐을 확인할 수 있었다.<sup>[8,9]</sup>

그림 11은 유전체 공진기를 4개 사용했을 때의 응답특성으로 이 구조에서는 설계된 간격보다 유전체 공진기가 더 조밀하게 배치되므로 유전체 공진기간의 결합량이 많아지게 되어 필터의 응답이 광대역(broad band)이 된다. 이같은 현상은 유전체 공진기를 5개 사용했을 때에도 관찰할 수 있었다.

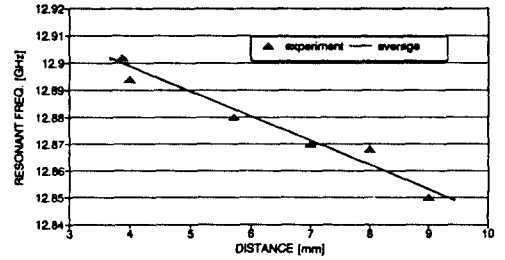


그림 10. tuning screw에 의한 공진 주파수의 변화  
 Fig. 10. Frequency variation with tuning screw.

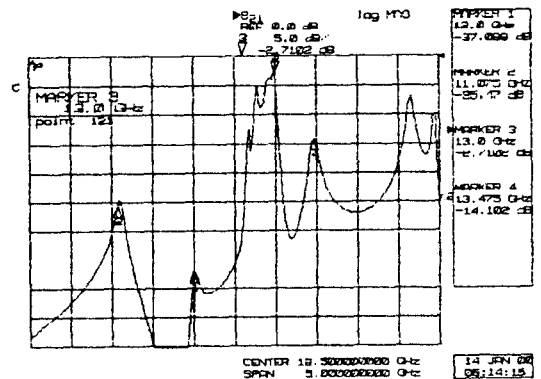


그림 11. 필터의 응답특성(공진기 4개)

Fig. 11. Filter Response using four DRs

## VI. 결 론

본 연구에서는 개선된 magnetic-wall method를 이용하여 마이크로 웨이브 집적 회로에서 유전체 공진기의 필드 분포를 정확하게 해석하였다. 즉, 세분화된 필드 영역 구분을 사용하여 자기 축적 에너지와 마그네틱 다이폴 모멘트를 계산하여 유전체 공진기와 마이크로 스트립 라인 간의 간격, 유전체 공진기와 유전체 공진기 간의 거리를 결정하였다.

이러한 결과를 이용하여 마이크로 스트립 라인 결합 구조와 tuning screw, spacer등을 이용한 Ku-Band (13GHz) 대역통과필터를 제작하였다.

실험 결과 중심 주파수가 실험치와 약 0.7%의 오차를 가졌으며 이 오차는 유전체 공진기간의 거리를 더욱 정확하게 시뮬레이션하여 제작하면 적어지게 될 것이다. 통과 대역에서 손실을 줄이기 위해서는 정밀한 차폐구조와 connector와 마이크로 스트립 라인 사이의 불연속 설계

에 주의가 요구된다. 이러한 필터 구조는 마이크로 집적 회로에 응용될 수 있으며, 무게 및 부피가 문제되는 기존의 공동 공진기 필터를 대체할 수 있을 것이다.

### 参 考 文 献

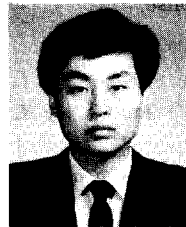
- [1] J. K. Plourde and Chang-Li Ren, "Application of Dielectric Resonators in Microwave Components," *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, vol. MTT-29 no. 8, pp. 754-770, August, 1981.
- [2] Tor Dog Iveland, "Dielectric Resonator Filters for Applications in Microwave Integrated Circuits," *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, vol. MTT-19 no. 7, pp. 643-652, July, 1971.
- [3] D. Kajfez and P. Guillon, *Dielectric resonator*. Dedham, Artec House, 1986.
- [4] P. Guillon and S. Mekerta, "Microstrip bandstop filter using a dielectric resonator," *IEEE Proc., Microwave Theory and Tech.*, vol. 128, no. 3, pp. 151-154, June, 1981.
- [5] S. B. Cohn, "Microwave Bandpass filters Containg High-Q Dielectric Resonators," *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, vol. MTT-16 no. 4, pp. 218-227, April, 1968.
- [6] P. Guillon, B. Byzery and M. haubet, "Coupling Parameters Between a Dielectric Resonator and a Microstripline," *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, vol. MTT-33 no. 3, pp. 222-226, March, 1985.
- [7] G. Matthaei, L. Young and E. M. T. Jones, *Microwave Filters, Impedance-Matching Networks, and Coupling Structures*. Dedham MA, Artec House, 1980.
- [8] F. H. Gil, "Analysis of Dielectric Resonators with Tuning Screw and Supporting Structure," *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, vol MTT-33 no. 12, pp. 1453-1457, December, 1985.
- [9] U. S. Hong, "Numerical Analysis of Shielded Dielectric Resonator Including Substrate, Support Disc and Tuning Post," *Electronics Letters 11th, vol 18, no. 23, pp. 1000-1002, November, 1982.*

### 著 者 紹 介



洪 義 錫 (正會員)

1968년 2월 광운대학교 전자통신공학과 졸업(공학사). 1973년 9월 연세대학교 대학원 전기공학과 졸업(공학석사). 1982년 11월 독일 Aachen공대 전자공학과 졸업(공학박사). 1973년 9월~1976년 5월 광운대학교 응용전자공학과 전임강사. 1976년 10월~1982년 12월 독일 Aachen공대 초고주파연구소 연구원. 1983년 1월~1986년 2월 광운대학교 전자통신공학과 부교수. 1986년 2월~1987년 2월 미국 University of Texas (Austin) 객원교수. 1987년 3월~1992년 2월 광운대학교 전자통신공학과 교수. 1992년 2월~현재 광운대학교 전파공학과 학과장. 1989년 1월~1991년 12월 대한전자공학회 편집위원. 1984년 3월~현재 한국통신학회 상임이사. 1991년 1월~현재 한국전자파기술학회 평의원. 주 관심분야는 MIC 및 MMIC 소자, Wave propagation 등임.



李 燦 柱 (正會員)

1987년 2월 광운대학교 전자통신공학과 졸업(공학사). 1989년 8월 광운대학교 대학원 전자통신공학과 졸업(공학석사). 1989년 9월~현재 광운대학교 대학원 박사과정.



金 相 哲 (正會員)

1991년 2월 동신대학교 전자공학과 졸업(공학사). 1992년 3월~현재 광운대학교 대학원 전자통신공학과 석사과정.