

길 상근 김 남 박 한 규
연세대학교 대학원 전자공학과

Design and Inquiry of Band-pass Fiter Using the Dielectric Resonator

Sang-Geun Gil, Nam Kim, Han-Kyu Park
Dept. of Electronics Eng. Yonsei University.

Abstract

This paper describes the design of band-pass filter using the dielectric resonator and observes the characteristic of this dielectric resonator band-pass filter. The coupling between dielectric resonator and microstrip line depends mainly upon the magnetic field and is principal parameter as band-pass filter. Because dielectric resonator band-pass filter has a very high-Q, the bandwidth of this filter is very narrow. As a result of experiment, the dielectric resonator band-pass filter has various modes central frequencies due to the mode change and good characteristic as a band-pass filter

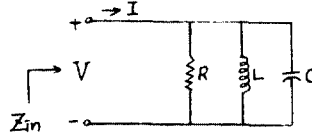
1. 서론

- 최초의 유전체공진기 : R.D Richtmeyer(1937)
- Rutile " " : Schlicke, Okscya, Barash
- 유전체 공진기 필터 : S.B. Cohn(1968)
 마이크로 필터로서의 유전체 공진기의 조건
 { 비유전율 $\epsilon_r = 100$
 손실각 $\tan\delta = 0.00005$
 근도계수 $\Delta\epsilon_r/\epsilon_r < 50 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$
- 유전체 공진기의 Circuit properties :
 Karp, Shaw, Wilson (1968)
- 마이크로파 집적회로에서의 유전체공진기 필터 :
 T.D. Iveland (1971)
- 마이크로 스트립 선로와 유전체 공진기간의 결합계수 : Komatsu, Murakami (1983)

2. 본론

(1) 마이크로파 공진회로

<그림 2-1>과 같은 LC 병렬공진회로를 고찰한다.



<그림 2-1> 병렬공진 회로

Parallel resonance circuit

입력임피던스는

$$Z_{in} = \frac{P\ell + j2\omega(Wn - We)}{\frac{1}{2} I I^*}$$

이다. 공진조건인 $Wn = We$ 에서 공진 각주파수는 $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$ 이고, Q는 다음과 같다.

$$Q = \omega_0 \frac{\text{저축되는 시간평균 에너지}}{\text{전력손}} \\ = \omega_0 \frac{W}{P\ell} = \omega_0 RC = \frac{R}{\omega_0 L}$$

여기서 R를 LC 회로에서의 전력손, R_L 를 외부회로와의 결합으로 인한 전력손에 대한 등가병렬저항 이라고 하면 부하 Q (loaded Q) Q_L 은

$$Q_L = \frac{R R_L / (R + R_L)}{\omega_0 L}$$

지금 LC가 무손실인 경우 외부회로에 의한 Q 즉 외부 Q (extevnal Q) Q_{ex} 는

$$Q_{ex} = \frac{R_L}{\omega_0 L}$$

이다. 따라서 LC 만에 의한 Q를 내부 Q

(internal Q or unloaded Q) Q_u 라 하면

$$\frac{1}{Q_L} = \frac{1}{Q_{ex}} + \frac{1}{Q_u}$$

(2) 유전체 공진기 (Dielectric Resonator)

자유공간을 경계로 하는 유전체가 여러 모우드로 공진할 수 있는 사실은 잘 알려져 왔다. 만약 유전율이 매우 크다면 주어진 공진 모우드의 전계와 자계는 공진기내에 제약될 것이고 자유공간 파장에 비해서 작은 거리에 무시할 수 있을 정도의 값으로 감쇄할 것이다. 따라서 방사손실은 매우 적고 공진기의 무부하 Q는 오직 유전체내의 손실에 의해서만 제약된다. 유전체에 있어서 투자율은 1이고 자계손실은 0이다. 전체손실은 유전체내의 유한한 손실각($\tan\delta$)의 결과로 인해 생긴다.

만약 공진 모우드의 모든 전계에너지가 유전체내에 저장되었다고 하면 그리고 외부장에 의한 손실이 없다고 하면 무부하 Q는 다음과 같이 주어진다.

$$Q_u \approx \frac{1}{\tan\delta}$$

비교유전율(ϵ_r)이 유한한 경우에는 주위 금속막에서 방사손실 또는 열손실과 같은 외부손실이 항상 존재한다. 이러한 손실은 Q_u 를 감소시킨다. 반면에 외부전기적 저장에너지는 Q_u 를 증가시킨다. 그러나 ϵ_r 이 100 이상이 되면 이러한 효과는 매우 작고 $Q_u \approx 1/\tan\delta$ 로 근사시킬 수 있다. 실제적으로 유전체공진기의 $\tan\delta$ 의 값은 약 0.0001에서 0.0002이고 따라서 Q_u 는 약 5,000에서 10,000까지의 값이 예상될 수 있다.

(3) 유전체 공진기의 성질

• 유전체 공진기와의 결합계수를 해석하는데 있어서 기본적인 파라미터; 기본 모우드에서의

- 1) 공진 주파수
- 2) 장 분포
- 3) 저장 에너지
- 4) 자기 쌍극자 모멘트

• 무부하 Q $Q_u = 1/\tan\delta$

• 유전체 공진기의 공진 주파수

$$f_0 = \frac{c}{\lambda_0} \quad (c : \text{광속도})$$

$$\beta_d \tan \frac{\beta_d L}{2} = \alpha_n$$

여기서

$$\beta_d = 2\pi \sqrt{\frac{\epsilon_r}{\lambda_0^2} - \frac{0.586}{D^2}}$$

$$\alpha_n = 2\pi \sqrt{\frac{0.586}{D^2} - \frac{1}{\lambda_0^2}}$$

(D : 유전체 공진기의 지름 L : 높이)

• 유전체 공진기의 원형전계

$$E_\theta = \begin{cases} E_0 f(z) \frac{J_1(k_c r)}{J_1(P_{01})} & (0 \leq r \leq a_0) \\ 0 & (r > a_0) \end{cases}$$

여기서 $k_c = \frac{2\pi}{\lambda_c} = \frac{P_{01}}{a_0} = \frac{2P_{01}}{D}$ ($P_{01}=2.405$)

$$f(z) = \begin{cases} \cos \beta_d z & \left(-\frac{L}{2} \leq z \leq \frac{L}{2}\right) \\ \cos \frac{\beta_d L}{2} e^{-\alpha_n \left(|z| - \frac{L}{2}\right)} & \left(|z| \geq \frac{L}{2}\right) \end{cases}$$

• 자기 쌍극자 모멘트 벡터

$$M = \frac{1}{2} \int_V R \times I \, dv$$

$$= \frac{\pi D^3 L \epsilon_r E_0}{240 (P_{01})^2 \lambda} \left[\frac{2 \sin \beta_d L}{\beta_d L} + \frac{2 \cos \beta_d L}{\epsilon_r \alpha_n L} \right]$$

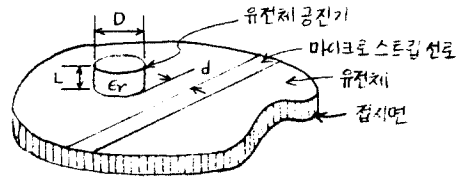
여기서 (R : 임의로 정해진 점으로부터 벡터거리
I : 전류분포

• 저장에너지

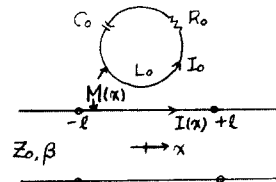
$$W_m = W_e = \frac{1}{8} \epsilon_0 \epsilon_r \pi D^2 L E_0^2$$

$$\times \left[\frac{1}{2} \left(1 + \frac{\sin \beta_d L}{\beta_d L} \right) + \frac{\cos^2(\beta_d L/2)}{\alpha_n L \epsilon_r} \right]$$

(4) 마이크로 스트립 선로와 유전체 공진기 사이의 결합계수



< 그림 2-2 > 마이크로 스트립 선로와 결합된 유전체 공진기 Dielectric Resonator coupled with Microstrip line.



< 그림 2-3 > 전송선로와 결합된 도선폐루우프의 등가회로

Equivalent Circuit of < Fig 2-2 >

• 전송선도의 미분방정식

$$\frac{d^2 I(x)}{dx^2} = -\omega^2 LC \left(I(x) + \frac{M(x) I_0}{L} \right)$$

$$\therefore I(x) = \left[A - \frac{\beta \eta (A+B)}{r+j\beta \delta} \int_{-\ell}^x M(x) e^{j\beta x} dx \right] \exp(-j\beta x) \\ + \left[B + \frac{\beta \eta (A+B)}{r+j\beta \delta} \int_{-\ell}^x M(x) e^{j\beta x} dx \right] \exp(j\beta x)$$

여기서 $r = \frac{LL_0}{G} \times \frac{\omega_0}{\omega}$ $\eta = \int_0^\ell M(x) \cos(\beta x) dx$

$$\delta = \int_{-\ell}^{\ell} \left(\int_{-\ell}^x M(x) \sin(\beta x) dx \right) M(x) \cos(\beta x) dx \\ - \int_{-\ell}^{\ell} \left(\int_{-\ell}^x M(x) \cos(\beta x) dx \right) M(x) \sin(\beta x) dx$$

$$G = \frac{Q_0}{1 + jQ_0 (\omega/\omega_0 - \omega_0/\omega)}$$

• 2-port 회로의 $x=0$ 에서의 산란행렬

$$[S]_0 = \begin{bmatrix} \frac{2\beta\eta^2}{r+j\beta\delta} & 1 \\ 1 + \frac{2\beta\eta^2}{r+j\beta\delta} & 1 + \frac{2\beta\eta^2}{r+j\beta\delta} \\ 1 & \frac{2\beta\eta^2}{r+j\beta\delta} \\ 1 + \frac{2\beta\eta^2}{r+j\beta\delta} & 1 + \frac{2\beta\eta^2}{r+j\beta\delta} \end{bmatrix}$$

• $x=0$ 에서의 직렬임피던스

$$Z = \frac{4\beta\eta^2}{r+j\beta\delta}$$

• 새로운 변수들로 쓴 직렬임피던스

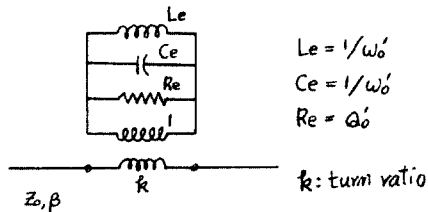
$$Z = \frac{4k\beta Q_0'}{1 + j2Q_0' \Delta\omega'/\omega'}$$

여기서

$$k\eta = \frac{\eta}{\sqrt{LL_0/\beta}} \quad \Delta\omega' = \omega - \omega_0'$$

$$\omega_0' = \omega_0 \left(1 - \frac{k\eta^2\delta}{2\eta^2} \right), \quad Q_0' = \frac{Q_0}{1 + \frac{k\eta^2\delta}{2\eta^2}}$$

• 위 임피던스를 직렬로 갖는 병렬공진 등가회로



< 그림 2-4 > 유전체 공진기의 병렬공진 등가회로
Parallel resonance equivalent
Circuit of dielectric resonator

• 결합강도

$$k^2 = 4k\eta^2 Z_0 = 4\omega \left(\int_0^\ell M(x) \sqrt{L_0} \cos(\beta x) dx \right)^2 \\ = \frac{2\omega}{W} \left(\int_0^\ell Ex \sqrt{j\omega} \cos(\beta x) dx \right)^2$$

여기서 $Ex = -j\omega M(x) I_0$

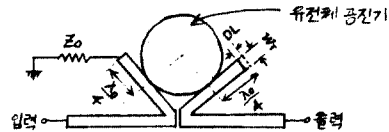
$$W = L_0 I_0^2 / 2$$

• 결합계수

$$C_c = \frac{Q_0}{Q_{ex}} = \frac{Q_0 k^2}{2Z_0} = 2k\eta^2 Q_0$$

$$= \frac{2\omega Q_0}{Z_0} \times \left(\int_0^\ell M(x) \sqrt{L_0} \cos(\beta x) dx \right)^2$$

(5) 실험필터의 설계



< 그림 2-5 > 유전체 공진기 대역통과 여파기

Dielectric resonator band-pass filter

• 실험 필터에 사용된 유전체 공진기의 특성

$$\begin{cases} \text{지름 } D = 5.5 \text{ mm} \\ \text{두께 } L = 2.42 \text{ mm} \\ \text{비유전율 } \epsilon_r = 37.7 \\ \text{무부하 } Q \quad Q_u = 5880 \\ \text{주파수안정도 } \Delta\epsilon_r/\epsilon_r = 3.4 \text{ ppm/}^\circ\text{C} \\ \text{공진주파수 } f_0 = 8.6 \text{ GHz} \end{cases}$$

• Wheeler의 공식

$$\frac{b}{a} = \frac{1}{4} e^{h'} - \frac{1}{2} e^{-h'}$$

여기서 $h' = \left(\frac{\epsilon_r + 1}{2} \right)^{1/2} \frac{Z_0}{60} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left(0.226 + \frac{0.12}{\epsilon_r} \right)$

(a: 스트립 폭의 1/2, b: 유전체의 두께)

• Schneider의 실험식

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \frac{1}{(1 + 5h'/t)^{1/2}}$$

• 가장자리 정전용량 Cf' 때문에 짧아지는 DL

$$DL = 0.412h \frac{(\epsilon_{eff} + 0.3)}{(\epsilon_{eff} - 0.258)} \frac{(W_T/h + 0.264)}{(W_T/h + 0.8)}$$

• 개구면의 용량 Cf'

$$Cf' = \frac{DL \times \sqrt{\epsilon_{eff}}}{CZ_0}$$

• computer에 의한 설계치

$$\lambda_0 = 0.0989837 \text{ mm}$$

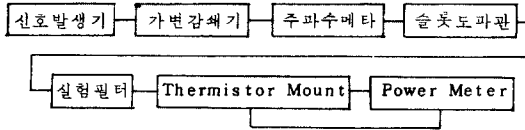
$$\epsilon_{eff} = 5.71106$$

$$W_T = 0.69\text{mm}$$

$$D_L = 0.2\text{mm}$$

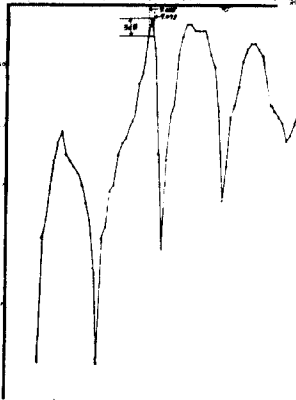
(6) 실험 및 고찰

· 이득 측정 실험 장치 시스템



< 그림 2-6 > 이득 측정 실험 장치 시스템

Block diagram to measure the gain



< 그림 2-7 > Gain 비교 그래프

Graph of gain characteristic

· 그래프 해석

- 측정된 중심주파수: 9.05 GHz
- 밴드패스 주파수 대역폭: 9.025GHz~9.075GHz
(BW=0.05 GHz)
- 유전체 공진기의 모드 변환에 기인한 여러 중 중심주파수가 나타남
- 유전체 공진기와 스트립선로의 결합으로 인해 중심주파수가 약간 증가되어 나타남
(주요 스트립 기판의 비유전율 ϵ_r 과 스트립 선로의 구리막의 두께 t 에 의해 결정됨)

3. 결론

- 유전체 공진기의 공진주파수는 유전체 공진기 자체의 유전율, 모양 그리고 경계조건의 함수로써 주어진다.
- YIG 와 같은 magnetized ferrimagnetic 물질의 근처에 유전체 공진기를 놓아 공진주파수를 변화시킬 수 있다.
- 앞으로 온도에 대해 안정하고 높은 투자율과 낮은 손실을 갖는 재료로 만든 유전체 공진기가 제작 된다면 좀 더 좋은 밴드패스 필터를 만들 수 있다.
- 유전체 공진기 밴드패스 필터의 응용

- band-pass filter, band-reject filter
- multichannel filter
- filter bank
- YIG tunable filter
- oscillator feedback element
- millimeterwave communication
- Radar system

참고문헌

1. 박한규, "초고주파 공학", 서울, 청문각, 1980.
2. K.C.Gupta, "Microwave integrated circuits", John Willey, Ch. 2,3, 1974.
3. J.Frey, "Microwave Integrated circuits", Artech House Inc., Ch.2, 1975.
4. Matthaei, "Microwave filters, impedance-matching network and coupling structure", New York, McGraw-Hill, Ch.4,5,8,9, 1964.
5. S.B.Cohn "Microwave bandpass filters containing high-Q dielectric resonator", IEEE Trans. on MTT, No.4, April, 1968, pp.218~227.
6. Kamatsu and Murakami "Coupling coefficient between microstrip line and dielectric resonator" IEEE. Trans. on MTT, No.1 January 1983, pp.34~40.