

일체형 유전체 대역 통과 필터의 공진기 결합용 인버터 해석

Analysis of inverters for coupling resonators of monoblock dielectric band-pass filter

강종윤*, 최지원*, 심성훈*, 윤석진*, 김현재*, 박창엽**

(C. Y. Kang, J. W. Choi, S. H. Sim, S. J. Yoon, H. J. Kim, C. Y. Park)

Abstract

Recently, with the rapid development and demand for compactness of portable communications, the requirement for compact and low-cost filter is increasing. One of the methods for reducing size and cost is to use high dielectric constant and low loss dielectric material in filter. The other is new monoblock dielectric band-pass filter (BPF) which has holes in a single dielectric body without additional coupling elements. This structure effectively reduces the size and cost of the filters. For previous conventional coaxial type dielectric BPF, dielectric substrates were used for coupling between adjacent resonators and additional input and output ports were needed. Coupling between adjacent resonators of monoblock BPF can be obtained via electrode pairs. Capacitances of electrode pair structure for coupling are intensively investigated by 3-D FEM. The BPF for PCS has been designed to have a 30 MHz pass-bandwidth with center frequency of 1855 MHz and an attenuation pole at below the passband using a commercial 3-D structure simulator.

Key Words(중요용어) : Monoblock dielectric filter(일체형 유전체 필터), FEM(유한요소법), J-inverter, Coupling

1. 서론

본 연구에서 설계하고자 하는 일체형 유전체 대역 통과 필터는 그림 1과 같이 한 쪽 개방면을 제외한 모든 면이 도체로 둘러싸여 있는 하나의 유전체 블록 내부에 도체로 도포된 복수개의 공진홀이 존재하는 구조를 갖는다. 또한 표면실장이 가능하도록 한 쪽 측면에 입출력 단자를 구성하였다. 개방단 위에는 공진기 사이 또는 공진기와 접지 사이의 커패시턴스 결합을 구현하기 위한 전극 패턴이 구성되어 있는데, 각 전극 패턴의 구조에 따른 커패시턴스 값의 규명은 이론 값과의 오차 또는 상호 간섭 등에 의해 정량적으로 그 구조를 결정하기 어렵다.

따라서 본 연구에서는 고주파 구조 시뮬레이터

HFSS (High Frequency Structure Simulator, Hewlett-Packard Co.)[1]를 이용하여 개방단 위에 구현된 결합용 커패시터의 구조에 따른 커패시턴스 값을 결정함으로써 일체형 유전체 대역 통과 필터에서 인버터의 구현 방법과 이를 이용한 필터 설계 기술을 제시하고자 한다.

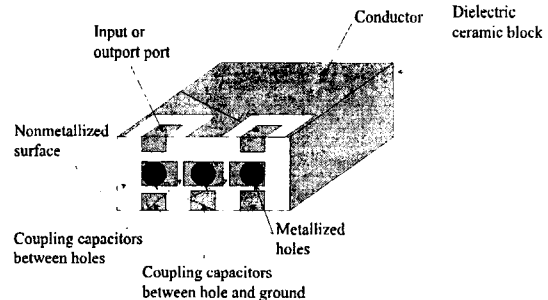


Fig. 1 Structure of monoblock dielectric band-pass filter

* : 한국과학기술연구원 박막기술연구센터

** : 연세대학교 전기·컴퓨터공학과

2. 공진기 결합용 인버터

일반적으로 대역 통과 필터의 설계는 저역 통과 프로토타입 필터를 주파수 변환하여 원하는 통과 대역을 갖는 대역 통과 필터를 구현하는데, 본 연구에서는 우수한 감쇠 특성을 갖는 체비세프형 저역 통과 프로토타입 필터를 주파수 변환하여 대역 통과 필터의 주파수 특성을 얻도록 하였다. 그러나, 이와 같이 주파수 변환하여 얻은 대역 통과 필터의 등가 회로는 병렬 공진과 직렬 공진이 혼재된 상태로, 실질적인 고주파 구조에서 구현하기에 상당한 어려움이 따르므로 인버터를 이용하여 대역 통과 필터를 설계한다. 대역 통과 필터 설계에 사용되는 인버터에는 임피던스 인버터(impedance inverter, K-inverter), 어드미턴스 인버터(admittance inverter, J-inverter) 등이 있다.

인버터의 개념을 이용할 경우, 연속하는 같은 구조의 병렬 또는 직렬 공진기로 대역 통과 필터의 구조를 설계할 수 있어 고주파 소자로 쉽게 구현할 수 있다. 임피던스 인버터를 사용할 경우, 직렬 공진기만으로 대역 통과 필터를 구현할 수 있으며, 어드미턴스 인버터를 이용하면 병렬 공진기만으로 대역 통과 필터를 구현할 수 있다. 실질적인 고주파 소자에서 임피던스 인버터와 어드미턴스 인버터를 구현하기 위한 가장 간단한 형태는 $\lambda/4$ 전송선이며, 이는 주로 협대역 필터에서 인버터로 사용된다. 또한 캐패시턴스 또는 인덕턴스와 같은 집중 소자로 이루어진 인버터들은 $\lambda/4$ 전송선에 비해 광대역에서 좋은 특성을 나타내는 것으로 알려져 있다. 그러나 이와 같은 구조의 인버터를 이용하여 설계할 경우 인버터 구조내의 음의 캐패시턴스 또는 인덕턴스는 주위에 존재하는 소자에 흡수시켜야 한다.

본 연구에서 설계하고자 하는 일체형 유전체 대역 통과 필터의 공진기는 각 공진기가 병렬로 연결되어 있는 구조이므로, 캐패시턴스로 이루어진 어드미턴스 인버터를 이용하여 설계하였다. 따라서 일체형 유전체 대역 통과 필터를 구성하는 각 공진기들을 캐패시턴스로 결합하여 필터를 구현하였는데, 알맞은 결합을 위한 캐패시턴스 값은 참고 문헌 [2]에 의해 구하였다.

또한, 공진기와 접지사이에 캐패시턴스를 병렬로 연결하여 인버터를 이용한 공진기 결합에 의한 음의 캐패시턴스를 흡수하도록 하여 공진기의 길이가 모두 같은 일체형 유전체 대역 통과 필터를 구현하였다. 이와 같은 방법으로 설계된 일체형 유전체 대역 통과 필터의 등가 회로를 이를 실제 구현하기

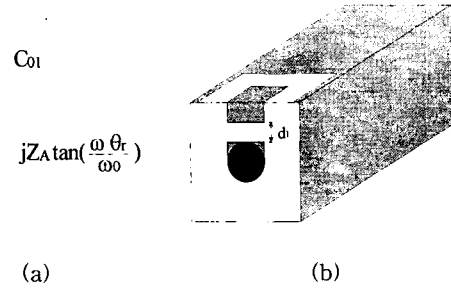


Fig. 2 C_{01} analysis model

- (a) Equivalent circuit model
- (b) Structure model

위해, 필터의 개방단 위에 형성한 결합용 캐패시터의 구조에 따른 실제 캐패시턴스 값의 고찰이 필요하다.

3. 결합 캐패시턴스 해석

3.1 입출력 결합 캐패시턴스 해석

그림 1에서와 같이 입출력단과 공진기 사이의 결합을 구현하기 위한 C_{01} 은 표면실장을 위해 측면에 구성된 전극과 유전체 필터 개방단 위에 구성된 전극으로 이루어져 있다. 측면에 구성된 전극은 공진홀과 3차원적으로 캐패시턴스 결합을 이루고, 개방단 위에 구성된 전극은 2차원적으로 결합을 이루므로, 이 둘을 통합하여 수치적으로 결합 캐패시턴스 값을 계산하기란 거의 불가능하다. 따라서 본 논문에서는 그림 2와 같은 모델을 HFSS를 이용하여 해석함으로써 C_{01} 구조에 따른 캐패시턴스를 계산하였다. 그림 2 (a)의 등가 회로에서 Z_{in} 을 구하면 식 (1)와 같다.

$$Z_{in} = \frac{1}{j\omega C_{01}} + jZ_A \tan\left(\frac{\omega \theta_r}{\omega_0}\right) \quad (1)$$

노치 주파수 (ω_n) 에서 $Z_{in}=0$ 이므로, C_{01} 은 식 (2)과 같이 계산된다.

$$C_{01} = \frac{1}{\omega_n Z_A \tan\left(\frac{\omega_n \theta_r}{\omega_0}\right)} \quad (2)$$

따라서, 그림 2 (b)와 같은 C_{01} 해석을 위한 모델에서 d_1 의 변화에 따른 각 노치 주파수를 그림 3과 같이 HFSS에 의해 구한 후, 식 (2)을 이용하여 C_{01}

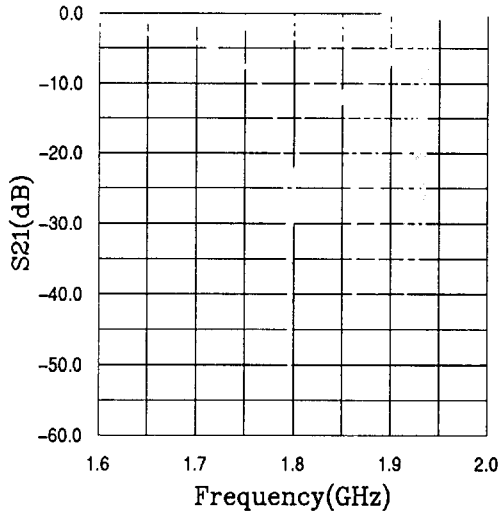


Fig. 3 Frequency transmission characteristics with d_1 variations

을 계산함으로써, d_1 에 따른 C_{01} 의 변화를 그림 4와 같이 구할 수 있다. 그림 4에서 C_{01} 간격이 커짐에 따라 캐패시턴스는 지수적으로 감소함을 알 수 있다. 여기서, C_{01} 해석 모델은 3×3 mm의 단면적과 1 mm 직경의 공진홀을 갖는 6.25 mm 길이의 구형 동축 공진기를 택하였고, 이 때 공진기의 유전율은 38이고, 공진기의 특성 임피던스는 식 (3)에 의해 11.428 Ω 으로 계산되었으며, $\lambda/4$ 공진 주파수는 1.945 GHz이다. 또한 입출력 캐패시터 C_{01} 의 폭을 1 mm로 고정하고 전극 간격만 변화시켜 해석하였다.

$$Z_A = \frac{376.7}{2\pi\sqrt{\epsilon_r}} \ln(1.07861 \times \frac{s}{d}), \quad d/s \geq 0.5 \quad (3)$$

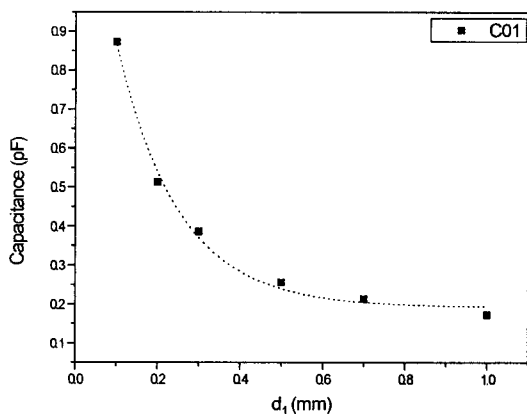


Fig. 4 Capacitance as a function of d_1

3.2 공진기와 접지 사이의 캐패시턴스 해석

그림 1과 같은 대역 통과 필터의 등가회로에서 공진기와 접지 사이에 연결된 캐패시턴스 C_R 는 대역 통과 필터의 개방단 위의 공진홀과 옆면 접지 사이에 전극을 구성하여 이차원 캐패시턴스를 구현하였다. C_R 를 해석하기 위한 등가 회로 및 3 차원 모델을 그림 5와 같이 설정하였다.

그림 5 (a)의 등가회로에서 서셉턴스 B_1 을 구하면, 식 (4)와 같다.

$$B_1 = -\frac{1}{Z_A \tan\left(\frac{\omega\theta_r}{\omega_0}\right)} + \omega C_g \quad (4)$$

공진 주파수에서($\omega = \omega_0$) 서셉턴스 $B_1 = 0$ 이므로, 식 (4)로부터 C_R 는 아래와 같이 계산된다.

$$C_g = \frac{1}{\omega_0 Z_A \tan \theta_r} \quad (5)$$

따라서, 그림 5 (b)와 같은 C_R 해석을 위한 모델에서 d_2 의 변화에 따른 공진 주파수를 그림 6과 같이 HFSS에 의해 구한 후, 식 (5)을 이용하여 C_R 를 계산함으로써, d_2 에 따른 C_R 의 변화를 그림 7와 같이 구할 수 있다. C_{01} 해석에서와 마찬가지로 C_R 간격이 커짐에 따라 캐패시턴스는 지수적으로 감소함을 알 수 있다. 또한, C_R 해석 모델은 C_{01} 해석 모델과 같은 형태의 구형 동축 공진기를 택하였고, 따라서, 공진기의 특성 임피던스는 11.428 Ω 이며, 공진기의 여기를 위한 입출력 캐패시터 C_{01} 의 전극 구조는 폭 1 mm, 전극 사이 간격 0.2 mm로 고정하여 해석하였다. 이와 같이 계산된 캐패시터의 구조에 따른 캐패시턴스는 이차원 평면 캐패시터 구조이므로

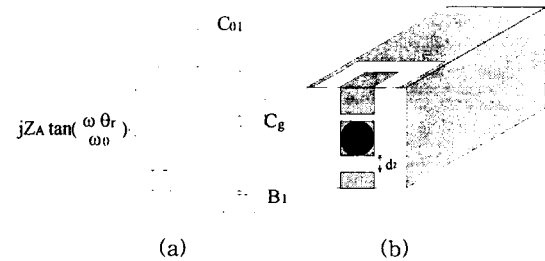


Fig. 5 C_R analysis model

(a) Equivalent circuit model

(b) Structure model

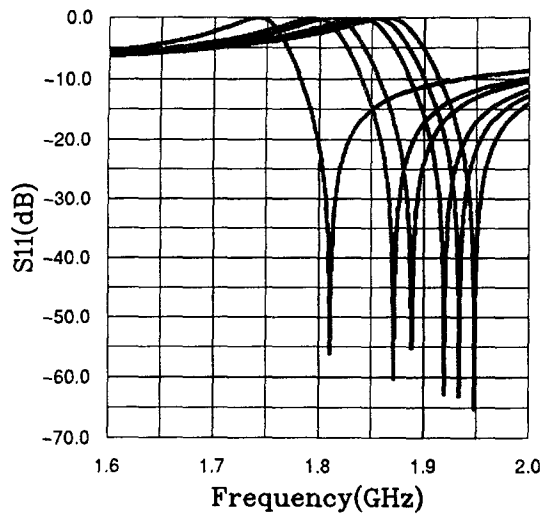


Fig. 6 Frequency transmission characteristics with d_2 variations

로, 공진기와 접지사이에 구현된 캐패시턴스와 더불어 공진기 사이에 구현된 이차원 캐패시터 구조에도 적용하여 필터의 초기 모델 설계에 사용되었다.

4. 결과 및 고찰

그림 8과 같이 설계된 대역 통과 필터의 등가 회로에서 각 결합용 캐패시턴스를 구현하기 위해 그림 4와 그림 7에서 얻어진 결과를 이용하여 필터의 구조를 설계하였다. 필터의 개방단 위에 구현된 각 결합용 캐패시터는 상호 간섭이 존재하므로 HFSS를 이용하여 필터 특성을 최적화한 후, 설계에 따라 ZST계 세라믹스를 이용하여 실제 제작하여 측정한

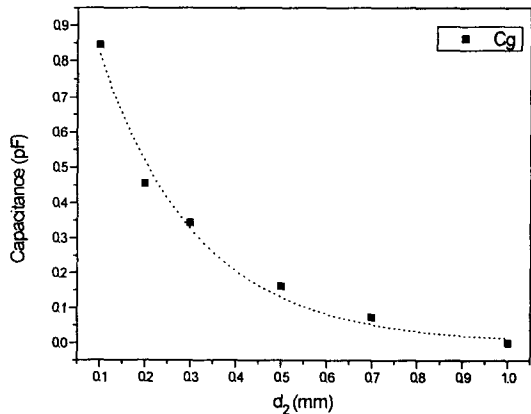
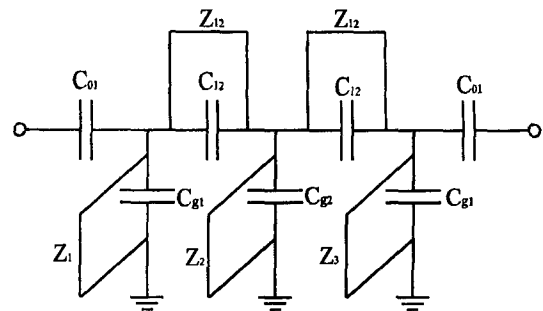


Fig. 7 Capacitance as a function of d_2



$Z_1=Z_3=14.10 \Omega$, $Z_2=18.38 \Omega$, $Z_{12}=67.12 \Omega$
 $C_{g1}=0.00133 \text{ pF}$, $C_{g2}=0.20137 \text{ pF}$,
 $C_{01}=0.41914 \text{ pF}$, $C_{12}=0.18600 \text{ pF}$
 공진기의 전기적 길이= 85.752° ($f_0=1855 \text{ MHz}$)

Fig. 8 Equivalent circuit of monoblock BPF

주파수 전달특성은 그림 9와 같다.

공진기 사이의 결합에 이용된 C_{12} 에 의해 통과 대역 아래쪽 저지 대역에 감쇠극이 존재하였고, 통과 대역은 1840~1870 MHz였으며, 삽입손실은 2.5 dB 이하, 반사 손실은 10 dB 이상으로 PCS용 대역 통과 필터로 응용 가능한 주파수 특성을 나타냈다.

참고 문헌

- [1] HP High-Frequency Structure Simulator Users Reference, Hewlett-Packard, 1998
- [2] 강종윤 외 4인 "유한요소법에 의한 1.9 GHz대 유전체 일체형 필터의 설계" 전기전자재료학회 논문지, vol.12, no.10, 1999

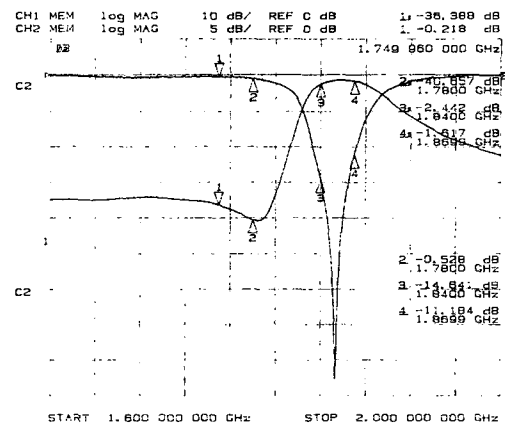


Fig. 9 Frequency response