

# 공진기의 결합 노드 위치가 바뀐 대역통과 여파기의 설계

성 규 제<sup>o</sup>  
한경대학교 전자공학과

## The Design of Bandpass Filters with Resonators Changed Coupling Nodal Point

Gyu-Je Sung  
Hankyong National Univ.  
gjsung@hnu.hankyong.ac.kr

### ABSTRACT

In this thesis, approximated design formulas for bandpass filters using changed coupling nodal point resonators are derived. The formulas take into account the arbitrary coupling node of lumped and distributed resonators. The advantage of this filter is its abilities to change freely the coupling structure between two resonators. Using the design formulas two filters were designed and simulated. Their responses verified the formulas.

### I. 서 론.

이미턴스 인버터를 이용한 여파기의 설계 이론은 1957년 S. B. Cohn[1]이 제시한 이래 마이크로파 여파기의 설계에서 폭 넓게 적용되고 있다.

여파기는 기본적으로 2-포트 회로이고 여파기를 구성하는 인버터와 공진기 역시 2-포트 회로이다. 그림 1의 J-인버터와 병렬 공진기를 이용한 대역통과 여파기의 경우 인버터는 LC 병렬 공진기의 양 끝단에 연결된다[2]. 그러나 경우에 따라서 인버터가 연결되는 공진기의 결합 노드의 위치를 조정할 필요가 있다. 최근에 많이 연구되고 있는 LTCC MLC[3][4] 여파기의 경우, 그림 2의 예와 같이 공진기 사이의 전자계 결합과 더불어 전계 결합을 만들어 주는 결합 패턴을 인버터로 사용하는 구조를 많이 사용하고 있다. 이런 구조에서 공진기 사이의 결합량을 조절하기 위해 전계 결합 패턴의 크기나 위치를 조정하게 되는데, 결합 패턴의 크기의 변화에 따른 캐패시턴스

의 변화는 쉽게 계산할 수 있으나, 결합 패턴의 위치 변화, 즉 결합 노드의 위치 변화에 따른 결합량의 변화를 고려한 설계 이론은 아직 제시된 적이 없다. 본 논문에서는 인버터가 연결되는 공진기의 결합 노드의 위치가 조정되었을 때의 인버터 설계 방법을 제시하고, 2단 여파기 설계를 통해 확인하였다.

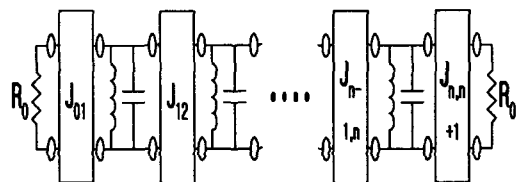


그림1. J-인버터를 이용한 대역통과 여파기

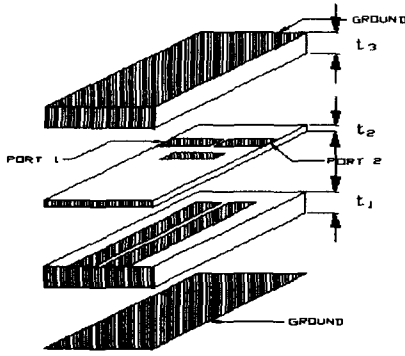


그림 2. LTCC MLC 여파기의 구조의 예

## II. 설계 이론

그림 3(a)의 2단 대역 통과 여파기는 노드 a와 노드 b 사이에  $Y_{12}$ 가 두 공진기 사이의 인피터스를 만들어 주고 있다. 공진기  $Y$ 를 직렬의  $Y_1$ 과  $Y_2$ 로 분리된 구조의 그림 3(b)에서  $Y_{12}'$ 이 그림 3(a)의  $Y_{12}$ 와 동일한 결합량을 만들어 준다면 그림 (a)와 그림 (b)의 2단 대역 통과 여파기는 동일한 주파수 특성을 갖게 된다.

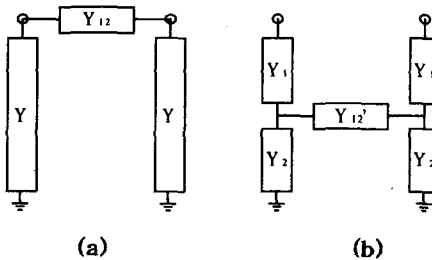


그림 3. 2단 대역 통과 여파기의 동가 모델

$Y_{12}$ 와  $Y_{12}'$ 이 같은 결합량을 만들기 위해서는 그림 3(a)와 (b)의 두 2단 대역 통과 여파기의 우모드 어드미턴스와 기모드 어드미턴스가 각각 같으면 된다.

그림 4(a)와 (b)에서 각각의 우모드 입력 어드미턴스는

$$Y_{oc} = Y \quad (1)$$

$$Y_{oc}' = \frac{Y_1 Y_2}{Y_1 + Y_2} \quad (2)$$

그림 5(a)에서와 (b)에서 각각의 기모드 입력 어드미턴스는

$$Y_{sc} = Y + 2Y_{12} \quad (3)$$

$$Y_{sc}' = \frac{Y_1(Y_2 + 2Y_{12})}{Y_1 + Y_2 + 2Y_{12}} \quad (4)$$

$Y_{oc} = Y_{oc}'$  이고  $Y_{sc} = Y_{sc}'$  이 되기 위해서는

$$Y_{12} = \frac{Y_1^2 Y_2'}{Y_1 + Y_2 + 2Y_{12}'} \quad (5)$$

또는,

$$Y_{12}' = \frac{(Y_1^2 + Y_2)^2 Y_{12}}{Y_1^2 - 2(Y_1 + Y_2)Y_{12}} \quad (6)$$

을 만족해야 한다.

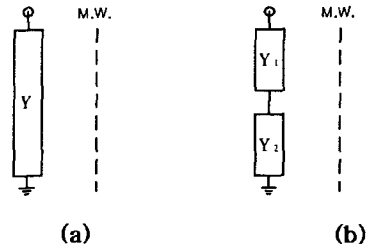


그림 4. 우모드 어드미턴스

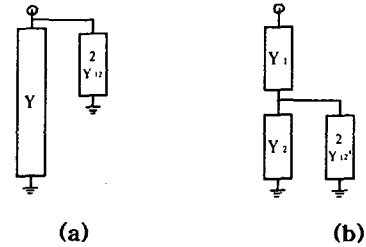


그림 5. 기모드 어드미턴스

평행 결합선로를 이용한 2단 대역통과 여파기에서도 같은 방법으로 부가 결합구조의 위치를 바꾼 변형된 2단 대역통과 여파기를 설계할 수 있다.

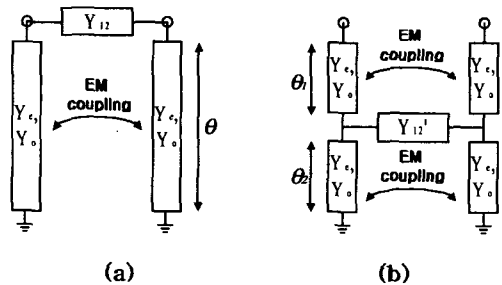


그림 6. 평행 결합선로의 동가 모델

그림 6(a), (b)의 평행 결합 선로 중앙에 자계 벡이 있는 경우, 각각의 우모드 입력 어드미턴스는

$$Y_{oc} = -jY_e \cot \theta \quad (7)$$

$$Y_{oc}' = -jY_e \cot(\theta_1 + \theta_2) \quad (8)$$

여기서,  $\theta = \theta_1 + \theta_2$  이다.

그림 6(a), (b)의 평행 결합 선로 중앙에 전계 벡이 있는 경우, 각각의 기모드 입력 어드미턴스는

$$Y_{sc} = -jY_o \cot \theta + 2Y_{12} \quad (9)$$

$$Y_{sc}' = Y_o \frac{Y_2 + jY_o \tan \theta_1}{Y_o + jY_2 \tan \theta_1} \quad (10)$$

여기서,

$$Y_2 = -jY_o \cot \theta_2 + 2Y_{12}' \quad (11)$$

이다.

따라서,  $Y_{oc} = Y_{oc}'$  이고  $Y_{sc} = Y_{sc}'$  이 되기 위해서는

$$b_{12} = \frac{Y_o b_{12}' (\tan \theta_1 + \cot \theta_1)}{(\cot \theta_1 + \cot \theta_2) (Y_o (1 + \cot \theta_2 \tan \theta_1) - 2b_{12}' \tan \theta_1)} \quad (12)$$

또는

$$b_{12}' = \frac{Y_o b_{12} (\cot \theta_1 + \cot \theta_2) (1 + \cot \theta_2 \tan \theta_1)}{Y_o (\tan \theta_1 + \cot \theta_1) + 2b_{12} \tan \theta_1 (\cot \theta_1 + \cot \theta_2)} \quad (13)$$

을 만족해야 한다. 여기서,  $Y_{12} = jb_{12}$  이고  $Y_{12}' = jb_{12}'$  이다.

그림 7은 우모드 임피던스,  $Z_e = 60 \Omega$ , 기모드 임피던스,  $Z_o = 25 \Omega$  인  $\lambda/4$  평행 결합선로를 공진기로 사용하고 커패시터를 부가 결합소자로 사용한 경우, 동일한 인버터 값을 만들기 위해 필요한 결합량의 변화를  $\theta_2$ 에 대한 함수로 보여주고 있다.

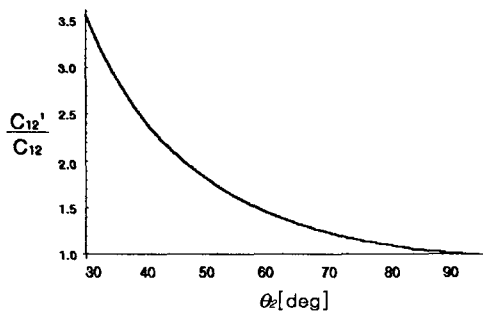


그림 7. 동일한 인버터 값을 만들어 주는 결합량의 결합 위치에 따른 변화

### III. 설계

앞 절의 설계 이론을 검증하기 위해 먼저, 2단의 LC 공진기를 이용한 대역통과 여파기를 아래의 사양에 따라 설계하였다.

- 중심주파수 = 985 MHz
- 대역폭 = 70 MHz
- 리플 = 0.1 dB

그림 8은 2단 대역통과 여파기 회로이고, 여기서 계산된 결합 커패시터  $C_{12} = 0.67 \text{pF}$  이었고, 이 회로의 공진기를 구성하는 커패시터 C를 2개의 커패시터  $C_1, C_2$ 로 분리하여 그 사이에서  $C_{12}'$ 로 결합시켰을 때, 식(6)에 의해  $C_{12}' = 3.7 \text{pF}$ 이 된다. 그림 9, 10는 각 경우의 설계 결과로 동일한 주파수 특성을 보여주고 있다.

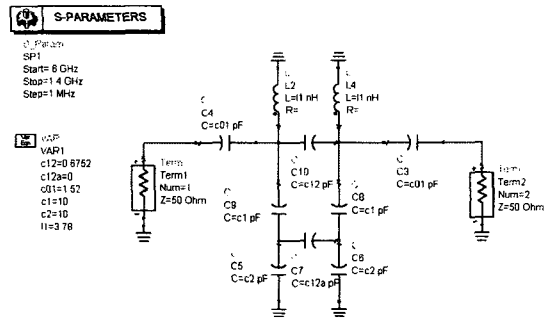


그림 8. LC 공진기를 이용한 대역통과 여파기

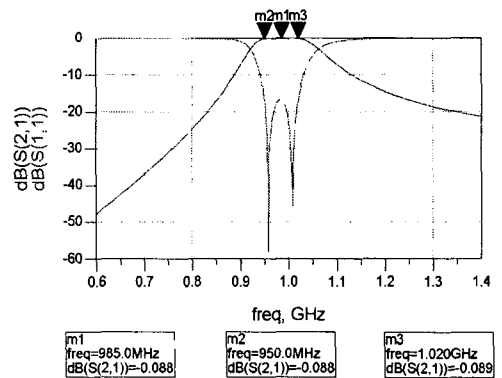


그림 9. LC 공진기를 이용한 대역통과 여파기 주파수 특성( $C_{12} = 0.6752 \text{pF}$ )

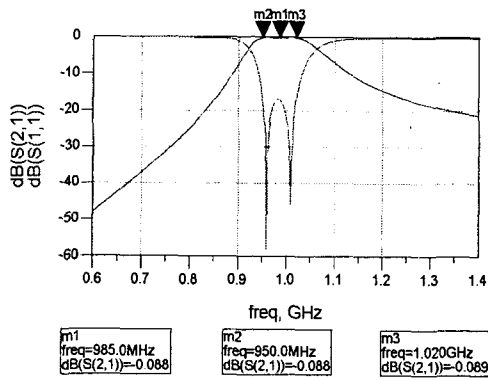


그림 10. LC 공진기를 이용한 대역통과 여파기 주파수 특성( $C_{12}'=3.7\text{pF}$ )

두 번째로, 2단의 평행 결합선로 대역통과 여파기를 설계하였다. 설계 사양은 LC 공진기를 이용한 대역통과 여파기와 동일하다.

그림 11은 설계 회로이고, 여기서 계산된 결합 캐패시터  $C_{12}=0.71\text{pF}$  이었고, 이 회로의 공진기를 구성하는 평행 결합선로의 단락점으로부터 전기적 길이  $\theta_2=55.5^\circ$  인 지점으로 결합 캐패시터의 위치를 변경했을 때, 식(13)에 의해  $C_{12}'=0.912\text{pF}$ 이 된다. 그림 12, 13은 각 경우의 설계 결과로 통과대역에서 동일한 주파수 특성을 보여 주고 있다.

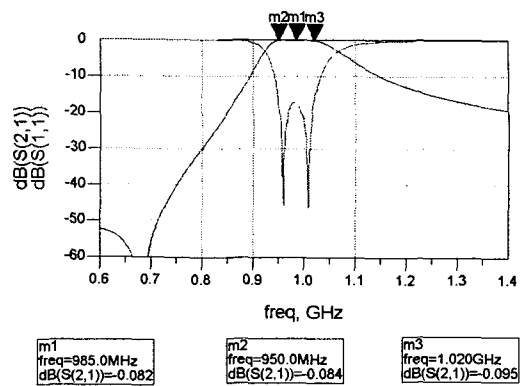


그림 12. 평행 결합선로를 이용한 대역통과 여파기의 주파수 특성( $C_{12}=0.71\text{pF}$ )

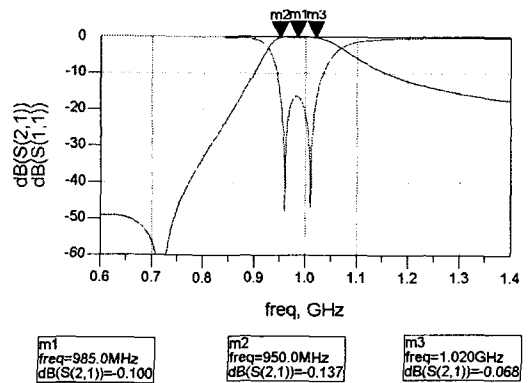


그림 13. 평행 결합선로를 이용한 대역통과 여파기의 특성 주파수 특성( $C_{12}'=0.912\text{pF}$ )

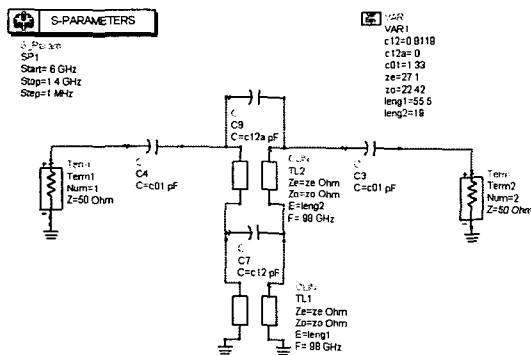


그림 11. 평행 결합선로를 이용한 2단 대역통과 여파기

#### IV. 결론

본 논문에서는 공진기의 결합 노드 위치가 바뀌었을 때, 동일한 결합량을 만들어 주는 인버터의 설계에 대한 이론을 제시하였다. 집중소자 공진기 및 분포소자 공진기에 대해 각각의 결합량 변환 식을 유도하였고, 2단의 대역통과 여파기의 설계를 통해 검증하였다. 이 결과는 평행 결합선로로 구성된 다양한 형태의 인버터를 이용한 대역통과 여파기의 설계에 적용하여 새로운 형태의 변형된 대역통과 여파기를 만들 수 있다. 그뿐만 아니라 저역통과 여파기에도 같은 개념을 적용하여 결합노드의 위치가 변경된 인버터를 이용한 여파기 회로를 구성할 수 있다.

## 참고문헌

- [1] S. B. Cohn, "Direct-Coupled Resonator Filters," Proc. IRE, Vol. 45, pp.187-196, Feb. 1957.
- [2] R. Levy, "Theory of Directed-Coupled-Cavity Filters," IEEE Trans. on Microwave Theory Tech., Vol. MTT-15, No. 6, pp.340-347, June 1967.
- [3] T. Ishizaki, "A Very Small Dielectric Planar Filter for Portable Telephones," IEEE Trans. on Microwave Theory Tech., Vol. MTT-42, No. 11, pp.2017-2022, Nov. 1994.
- [4] J. Sheen, "LTCC-MLC Duplexer for DCS -1800," IEEE Trans. on Microwave Theory Tech., Vol. MTT-47, No. 9, pp.1833-1890, Sept. 1999.
- [5] G. L. Matthaei, "Comb-line Band-Pass Filters of Narrow or Moderate Bandwidth," Microwave J., Vol. 6, pp.82-96, Aug. 1963.
- [6] G. Matthaei, L. Young, and E. M. T. Jones, Microwave Filters, Impedance Matching Networks, McGraw Hill, 1980.
- [7] G. L. Matthaei, "Interdigital BandPass Filters," IRE. Trans. on Microwave Theory Tech., Vol. MTT-10, pp.479-491, Nov. 1962.