

$\lambda/4$ Hair-pin 공진기를 이용한 LTCC MLC 대역통과 여파기의 설계

성 규 제^{*}, 여동훈^{*}
한경대학교 전자공학과, (주)한원마이크로웨이브^{*}

The Design of LTCC MLC Bandpass Filters Using $\lambda/4$ Hair-pin Resonators

Gyu-Je Sung, Dong-Hoon Yeo^{*}
Hankyong National Univ., KFM^{*}

ABSTRACT

In this thesis, a $\lambda/4$ hair-pin resonator is proposed to reduce the size of resonators. A LTCC MLC bandpass filter is designed using the $\lambda/4$ hair-pin resonators. The electromagnetic coupling structure between two planar resonators is analysed. The equivalent circuit is derived to explain the behavior of the LTCC MLC bandpass filter using $\lambda/4$ hair-pin resonators. A design procedure is also described. The simulated and measured results of 2-pole bandpass filter are presented.

I. 서 론.

이동통신 단말기의 기능이 다양화되고 복잡적이 되면서 단말기 부품의 소형화가 꾸준히 진행되고 있다. 최근 LTCC를 응용한 부품의 개발은 부품 소형화 및 모듈화에 크게 기여하고 있다[1][2]. 또한 다층 설계가 가능해짐에 따라 보다 다양한 회로 설계가 가능해지고 있다. 따라서 LTCC MLC 여파기는 기존 단말기의 모노블록 형태나 TEM 공진기를 이용한 여파기를 지속적으로 대체해 가고 있다. 본 논문에서는 LTCC MLC 여파기 설계에 있어 제한된 단면적 내에서 공진기의 배치 면적을 줄이고, 입출력 단자의 방향을 조정하기 위해 $\lambda/4$ 공진기를 헤어핀 형태로 변형시킨 공진기를 이용하여 대역통과 여파기를 설계하였다. $\lambda/4$ hair-pin 공진기는 공진기 사이의 결합을 위하여 전체 길이의 일부만을 평행 결합선로의 구조로 만들게 되므로 기존의 Comb-line 여파기의 설계 이론[3]에 의해 설계가 불가능하다. 또한, 공진기의 선폭의 변화가 없는 경

우에도, 증가적으로 공진기의 특성 임피던스가 변화하는 SIR 형태가 된다. MLC 여파기의 설계는 공진기 사이의 결합량을 조절하기 위하여 결합 패턴을 공진기 끝단이 아닌 임의의 위치에 배치하게 되는데 이를 고려한 설계를 해야 한다. 본 논문에서는 위의 두 가지 문제를 고려하여 1.8GHz 대역의 2단 LTCC MLC 대역통과 여파기를 $\lambda/4$ hair-pin 공진기를 이용하여 설계, 제작하였다.

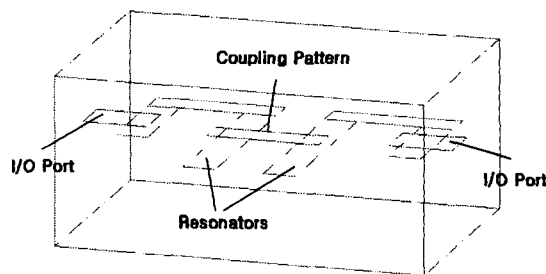


그림 1. $\lambda/4$ hair-pin 공진기를 이용한
LTCC MLC 대역통과 여파기 구조

II. 회로 해석

그림 1의 $\lambda/4$ hair-pin 공진기를 이용한 2단 대역통과 여파기의 등가회로는 그림 2와 같다.

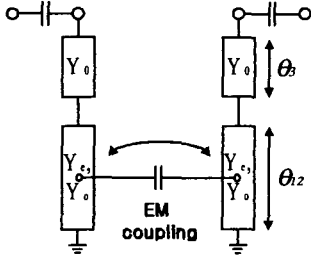


그림 2. $\lambda/4$ hair-pin 공진기를 이용한 대역통과 여파기의 등가회로

그림 2의 등가 회로에서 평행 결합선로는 대칭면을 전개벽, 혹은 자계벽으로 놓고 이분법 이론을 통해 해석할 수 있다. 그림 3에서 대칭면 A가 전개벽일 경우, 각 단자의 입력 임피던스는

$$Z_1 = jZ_o \tan \theta \quad (1)$$

이다. Z_o 는 평행 결합선로의 기모드 특성 임피던스이다. 자계벽일 경우의 입력 임피던스는

$$Z_2 = jZ_e \tan \theta \quad (2)$$

이다. Z_e 는 평행 결합선로의 우모드 특성 임피던스이다. 따라서 평행 결합선로의 임피던스 행렬의 성분은

$$\begin{aligned} Z_{11} &= \frac{1}{2}(Z_1 + Z_2) = j(Z_e + Z_o) \frac{\tan \theta}{2} \\ Z_{21} &= \frac{1}{2}(Z_1 - Z_2) = j(Z_e - Z_o) \frac{\tan \theta}{2} \end{aligned} \quad (3)$$

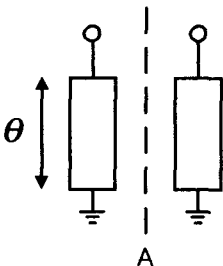


그림 3. 평행 결합선로

이 되고, 평행 결합선로가 손실이 없고 가역성이면 임피던스 행렬은

$$[Z] = \begin{bmatrix} j(Z_e + Z_o) \frac{\tan \theta}{2} & j(Z_e - Z_o) \frac{\tan \theta}{2} \\ j(Z_e - Z_o) \frac{\tan \theta}{2} & j(Z_e + Z_o) \frac{\tan \theta}{2} \end{bmatrix} \quad (4)$$

이 된다. 이를 이용하여 어드미턴스 행렬을 구하면

$$[Y] = \begin{bmatrix} -j \frac{Y_o + Y_e}{2} \cot \theta & j \frac{Y_o - Y_e}{2} \cot \theta \\ j \frac{Y_o - Y_e}{2} \cot \theta & -j \frac{Y_o + Y_e}{2} \cot \theta \end{bmatrix} \quad (5)$$

이 된다. 이를 그림 4의 π 등가회로로 변환하면 각 소자값은

$$\begin{aligned} Y_1 &= Y_2 = Y_{11} + Y_{21} = -j Y_e \cot \theta \\ Y_3 &= -Y_{21} = -j \frac{Y_o - Y_e}{2} \cot \theta \end{aligned} \quad (6)$$

이다.

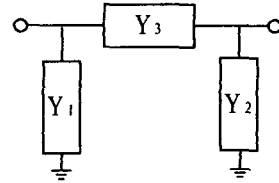


그림 4. 평행 결합선로의 π 등가회로

따라서 그림 2의 $\lambda/4$ hair-pin 공진기를 이용한 2단 대역통과 여파기의 등가회로는 결과적으로 그림 5와 같이 된다.

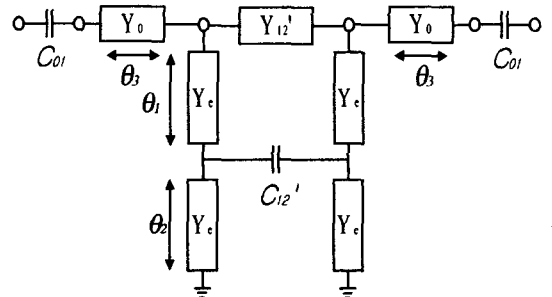


그림 5. 평행 결합선로의 π 등가회로를 적용한 $\lambda/4$ hair-pin 공진기를 이용한 대역통과 여파기

그림 5의 등가회로에서 공진기는 Y_0 , Y_e 의 특성 어드미턴스를 갖는 전송선로로 구성되고, 인버터는 C_{12}' 와 Y_{12}' 에 의해 구성된다. 그림 5의 등가회로를 다시 C_{12}' 와 Y_{12}' 가 연결되는 결합 노드의 위치를 공진기 끝단으로 바꾸면 그림 6과 같다. 따라서 각 공진기는 SIR의 형태로 볼 수 있다.

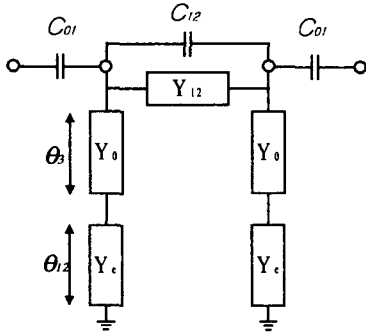


그림 6. C_{12}' 와 Y_{12}' 의 결합 노드 위치를 공진기 끝단으로 바꾼 등가회로

그림 6에서 공진기의 어드미턴스는

$$Y_i = jY_0 \frac{Y_0 \tan \theta_{12} \tan \theta_3 - Y_e}{Y_0 \tan \theta_{12} + Y_e \tan \theta_3} \quad (7)$$

이고, 공진주파수 ω_0 에서 $Y_i = 0$ 이므로

$$\tan \theta_{12} \tan \theta_3 = \frac{Y_e}{Y_0} = R_Z \quad (8)$$

이 된다. 공진기 전체의 전기적 길이는

$$\begin{aligned} \theta_T &= \theta_1 + \theta_2 + \theta_3 = \theta_{12} + \theta_3 \\ &= \theta_{12} + \tan^{-1} \left(\frac{R_Z}{\tan \theta_{12}} \right) \end{aligned} \quad (9)$$

이다[4][5].

결론적으로 $\lambda/4$ hair-pin 공진기를 이용한 대역통과 여파기는 다음의 과정을 통해 설계할 수 있다.

- 1) Z_0 , θ_{12} 그리고 R_Z 를 선택하면, 식 (8)에 의해서 θ_3 와 Z_e 가 결정된다.
- 2) 설계 사양으로부터 인버터 값 J_{12} 와 감쇠극 주파수 f_p 가 결정되면, C_{12} 와 Y_{12} 가 결정된다.
- 3) C_{12} 와 Y_{12} 를 결합 위치를 바꾼 C_{12}' 와 Y_{12}' 로 변환하면, Y_{12}' 으로부터 Z_0 를 결정할 수 있다.

- 4) Z_0 에 의해 전송선로 공진기의 폭 w 이 결정되고 Z_e , Z_0 로부터 평행 결합선로 간격 g 를 결정한다.

III. 설계 및 제작

$\lambda/4$ hair-pin 공진기를 이용한 LTCC MLC 2단 대역통과 여파기를 아래의 사양에 따라 설계, 제작하였다.

중심주파수	= 1820 MHz
대역폭	= 120 MHz
반사손실	= 16.3 dB min
삽입손실	= 3.0 dB max
리플	= 0.5 dB max
크기	= 4.5×3.2×2.1mm

본 연구에서는 $\epsilon_r = 45$ 인 유전체를 사용하여 유전체 각 층의 두께 $t_1 = 1.1\text{mm}$, $t_2 = 0.13\text{mm}$, $t_3 = 0.87\text{mm}$, 평면선로의 선폭 $w = 0.4\text{mm}$ 로 스트립라인 공진기를 구성하고 $g = 0.6\text{mm}$ 인 평행 결합선로와 결합 패턴으로 인버터를 구성하였다. 공진기의 전기적 길이는 $\theta_{12} = 37.7^\circ$ 이고, SIR의 임피던스비 $R_Z = 0.86$ 으로 설계되었다. 그림 7은 설계 회로이고, 그림 8은 그 주파수 특성이다. 그림 9는 설계 검증을 위해 Ansoft사의 HFSS로 수행한 구조 설계 결과이다. 회로 설계 결과와 다소 차이를 보이는 것은 회로 설계에서 결합패턴에 의한 커패시터의 구조적 형상을 고려할 수 없었기 때문인 것으로 판단된다.

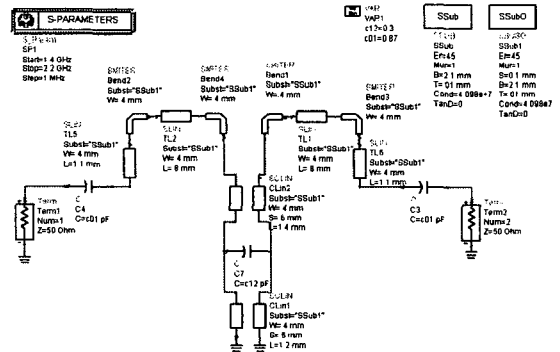


그림 7. $\lambda/4$ hair-pin 공진기를 이용한 대역통과 여파기 설계 회로

그림 10은 제작된 여파기의 주파수 특성이다. 설계 결과와 비교하여 볼 때, 그림 10의 결과는 중심 주파수가 26MHz 이동하였고, 대역폭은 20MHz 정도 차이를 보이고 있다. 이는 LTCC MLC 공정에서의 여러 변수가 영향을 미친 것으로 판단된다. 삽입 손실과 반사손실, 그리고 리플은 설계 사양을 만족하는 결과를 얻었다.

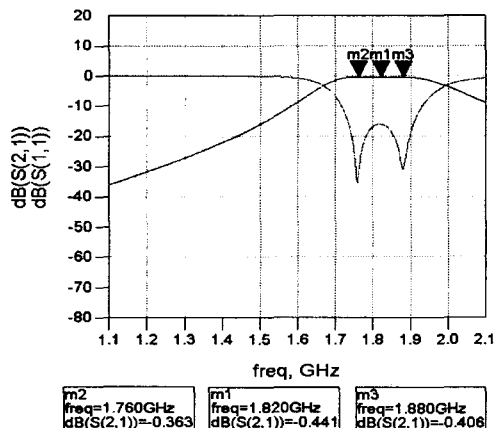


그림 8. $\lambda/4$ hair-pin 공진기를 이용한 대역통과 여파기 회로 설계 결과

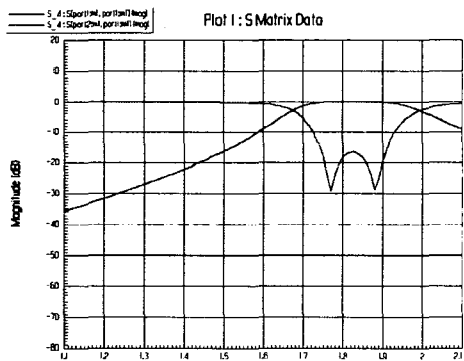


그림 9. $\lambda/4$ hair-pin 공진기를 이용한 대역통과 여파기 구조 설계 결과

IV. 결론

본 논문에서는 $\lambda/4$ hair-pin 공진기를 이용한 LTCC MLC 대역통과 여파기를 설계, 제작하였다. $\lambda/4$ hair-pin 공진기는 LTCC MLC 여파기 설계에 있어, 부품의 소형화에 따라 더욱 작아지는 한정

된 공간을 활용하기에 적합한 구조이다. 공진기의 선폭을 변화시키지 않아도, SIR로 동작하는 특성을 갖고 있어 UIR에 비해 공진기의 길이를 줄여주는 효과를 갖는다. 1.8GHz 대역에서 비유전율 $\epsilon_r=45$ 인 유전체를 사용하여 크기가 $4.5 \times 3.2 \times 2.1$ mm 인 2단 대역통과 여파기를 설계, 제작하여 설계사양에 가까운 결과를 얻었다.

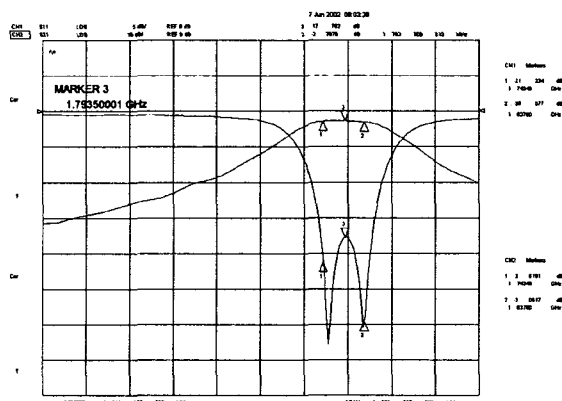


그림 10. $\lambda/4$ hair-pin 공진기를 이용한 대역통과 여파기 제작 결과

참고문헌

- [1] 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.
- [2] J. Sheen, "LTCC-MLC Duplexer for DCS-1800," IEEE Trans. on Microwave Theory Tech., Vol. MTT-47, No. 9, pp.1833-1890, Sept. 1999.
- [3] G. L. Matthaei, "Comb-line Band-Pass Filters of Narrow or Moderate Bandwidth," Microwave J., Vol. 6, pp.82-96, Aug. 1963.
- [4] M. Sagawa, "Geometrical Structures and Fundamental Characteristics of Microwave Stepped-Impedance Resonators," IEEE Trans. on Microwave Theory Tech., Vol. MTT-45, No. 7, pp.1078-1085, July 1997.
- [5] M. Makimoto, "Bandpass filters using parallel coupled stripline stepped impedance resonators," IEEE Trans. Microwave Theory

Tech., vol. MTT-28, pp.1413-1417, Dec. 1980.

[6] S. B. Cohn, "Direct-Coupled Resonator Filters," Proc. IRE, Vol. 45, pp.187-196, Feb. 1957.

[7] R. Levy, "Theory of Directed-Coupled-Cavity Filters," IEEE Trans. on Microwave Theory Tech., Vol. MTT-15, No. 6, pp.340- 347, June 1967.

[8] G. Matthaei, L. Young, and E. M. T. Jones, Microwave Filters, Impedance Mat- ching Networks, McGraw Hill, 1980.