

SIR 공진기를 이용한 적층형 필터/듀플렉서 설계

이종훈*, 김영태*, 강병권*, 정명섭**, 박준석*, 임재봉**
 순천향대학교 정보기술공학부*, 국민대학교 전자공학과**

Email : hoon-75@hanmail.net

A design of a multi-layer filter/duplexer using stepped impedance resonator.

Jong-Hoon Lee, Young-Tae Kim, Byeong-Gwon Kang,

Myung-Sup Jung, Jun-Seok Park, Jae-Bong Lim

Division of Information Technology Engineering, Soonchunhyang Univ.

Division of Electronic Engineering, Kookmin Univ.

Abstract

In this paper, the design formulas for bandpass filters using parallel coupled stepped impedance resonators(SIR) are derived. General content about basic feature of stepped impedance resonators(SIR) is represented. The filters and duplexer using stepped impedance resonators(SIR) have been designed and realized with the presented design method at IMT-2000 frequency band. Simulations have used serenade circuit simulation and HFSS EM-simulation. We were showed excellent agreements between SIR design theory and simulation results on the multi-layer filter/duplexer.

1. 서론

무선 통신 기술이 빠른 속도로 발전함에 따라 고주파 대역용 부품 개발에 있어서 이동통신용 소자의 크기를 소형화하기 위한 다양한 연구가 이루어지고 있다. 최근에는 특히 이동통신용 단말기용 듀플렉스와 여파기의 소형화에 많은 관심이 대두되고 있으며 이에 따른 연구가 부각되고 있다. 이에 본 논문에서는 RF 최종단부품에서의 모듈화 및 소형화 노력의 일환으로 IMT-2000용 단말기 사용을 위한 적층형 구조의 여파기와 듀플렉스의 소형화에 대한 연구의 일환으로 SIR 공진기(Step Impedance Resonator)의 특성을 사용하여 듀플렉스를 설계하였고 LTCC(Low Temperature Cofired Ceramic) 기술을 활용하기 위해서 듀폰사의 DP-951과 DP-943의 Green Sheet을 이용하여 여파기의 설계하였으며 전자장 시뮬레이션을 통하여 듀플렉스와 여파기를 검증하였다.

2. SIR의 공진기의 공진 특성

SIR 공진기는 임피던스가 다른 두개 이상의 전송선로로 구성되어 있다. $\lambda_g/2$ 구조는 중단 개방 구조인 반면에 단락 회로 구조로 이용한다. SIR의 세 가지 모든 형태에 기본 구조 요소의 공통은 중간 단계의 불연속 지점과 개방과 단락 회로 끝에 구성하고 있

는 상호의 전송선로이다. SIR의 특성인 전기적 파라미터는 두 전송선로 임피던스 Z_1 과 Z_2 의 비율이다. 그리고 이것은 식 (1)과 같이 정의 한다.

$$R_2 = Z_2 / Z_1 : \text{임피던스 비} \quad (1)$$

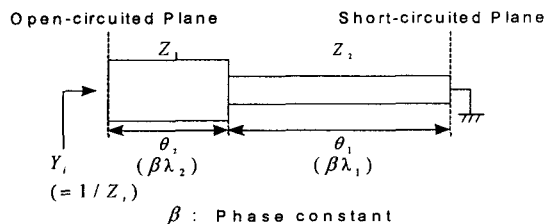


그림 1. SIR 기본의 전기적 파라미터

그림 1은 Open-end, Short-end 그리고 Step 임피던스와 같은 SIR의 기본적인 요소를 보여준다. Open-end에 끝단의 캐패시터와 불연속 단계의 영향을 무시할 때 Z_i 는 식 (2)와 같이 표현한다.

$$Z_i = jZ_2 \frac{Z_1 \tan \theta_1 + Z_2 \tan \theta_2}{Z_2 - Z_1 \tan \theta_1 \tan \theta_2} \quad (2)$$

$Y_i = 0$ 일 때, 병렬 공진 상태는 식 (3)과 같이 얻어진다.

$$\tan \theta_1 \tan \theta_2 = Z_2 / Z_1 = R_2 \quad (3)$$

식 (3)으로부터 SIR의 공진 상태는 θ_1 , θ_2 와 임피던스 비 R_2 에 의해 결정된다. 전형적인 임피던스 공진

기(UIR)의 경우에, 이 상태는 전송선로 길이 단독으로 결정된다. 그러나 SIR에 대해서는 길이와 임피던스 비 양쪽 계산에 같은 비중을 둔다. SIR의 전체 전기적 길이는 θ_{TA} 로 기술하고, 식 (4)와 같이 표현한다.

$$\begin{aligned} \theta_{TA} &= \theta_1 + \theta_2 \\ &= \theta_1 + \tan^{-1}(R_Z / \tan \theta_1) \end{aligned} \quad (4)$$

정규화 공진기 길이는 UIR에 전기적 길이 $\pi/2$ 와 상응하는 관계를 통해 식 (5)처럼 정의된다.

$$\begin{aligned} L_n &= \theta_{TA} / (\pi / 2) \\ &= 2\theta_{TA} / \pi \end{aligned} \quad (5)$$

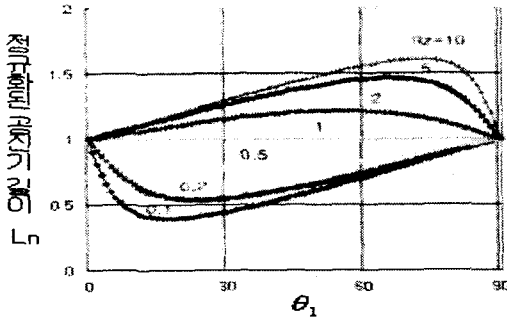


그림 2. SIR의 공진 상태

그림 2에서 R_Z 는 정규화 공진기 길이 L_n 과 전기적 길이 θ_1 사이의 관계를 보여준다. 그림 2로부터 정규화된 공진기 길이 L_n 이 $R_Z \geq 1$ 을 때 최댓값 그리고 $R_Z < 1$ 을 때 최솟값을 이루는 것을 볼 수 있다. θ_{TA} 와 θ_1 사이의 관계는 식 (4)에서 유도 된다. 이때 $0 < R_Z < 1$ 과 $0 < \theta_{TA} < \pi/2$ 이다.

$$\tan \theta_{TA} = \frac{\sqrt{R_Z}}{1 - R_Z} \left(\frac{\tan \theta_1}{\sqrt{R_Z}} + \frac{\sqrt{R_Z}}{\tan \theta_1} \right) \quad (6)$$

그리고 $R_Z > 1$ 과 $\pi/2 > \theta_{TA} > \pi$ 일 때 식 (7)을 얻는다.

$$\tan \theta_{TA} = -\frac{\sqrt{R_Z}}{R_Z - 1} \left(\frac{\tan \theta_1}{\sqrt{R_Z}} + \frac{\sqrt{R_Z}}{\tan \theta_1} \right) \quad (7)$$

$$\text{그때,} \quad \theta_1 = \theta_2 = \tan^{-1} \sqrt{R_Z} \quad (8)$$

위의 방정식은 R_Z 상수에 의해 최솟값 또는 최댓값을 갖는 θ_{TA} 상태를 의미한다.

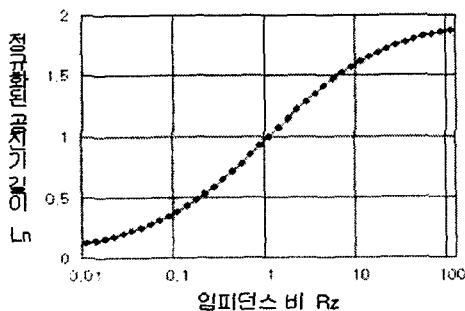


그림 3. 임피던스 비와 정규화 공진기 길이와 관계

그림 3은 $\theta_1 = \theta_2 = \theta_0$ 일 때 임피던스 비 R_Z 와 정규화된 공진기 길이 L_{no} 사이의 관계를 보여준다. 여기서 L_{no} 는 식 (9)와 같이 표현한다.

$$L_{no} = 2\theta_{TA} / \pi = 4\theta_0 / \pi = 4(\tan^{-1} \sqrt{R_Z}) / \pi \quad (9)$$

기본 주파수 f_0 와 상응하는 길이 θ_0 를 이용하여 주어진 공진 상태는 식 (10)처럼 주어진다.

$$\begin{aligned} \tan^2 \theta &= R_Z \\ \theta_0 &= \tan^{-1} \sqrt{R_Z} \end{aligned} \quad (10)$$

기본 공진 주파수는 f_0 로 나타냈고, SIR의 기본적인 구조에 대하여 각각 f_{SA}, f_{SB}, f_{SC} 로 표현하였다. 또한, SIR의 구조를 $\theta_1 = \theta_2 = \theta_0$ 로 가정하였다. f_{SA}, f_{SB}, f_{SC} 의사 주파수에 상응하는 공진기의 전기적 길이를 각각 $\theta_{SA}, \theta_{SB}, \theta_{SC}$ 로 표현하였다. 그리고 식 (3)으로부터 얻는다.

$$\tan \theta_{SA} = -\tan^{-1} \sqrt{R_Z} \quad (11)$$

SIR의 $\lambda_g/2$ 와 λ_g -type위한 공진 상태는 다음 식으로부터 유도 된다.

$$(R_Z \tan \theta_1 + \tan \theta_2)(R_Z - \tan \theta_1 \tan \theta_2) = 0$$

$$\tan \theta (R_Z + 1)(R_Z - \tan^2 \theta) = 0$$

위 방정식으로부터 식 (12)을 얻었다.

$$\theta_0 = \tan^{-1} \sqrt{R_Z}$$

$$\theta_{SB} = \theta_{SC} = \pi/2 \quad (12)$$

따라서 의사 공진 주파수는 식 (13)과 같이 얻는다.

$$\frac{f_{SA}}{f_0} = \frac{\pi}{\tan + \sqrt{R_Z}} - 1$$

$$\frac{f_{SB}}{f_0} = \frac{f_{SC}}{f_0} = \frac{\pi}{2 \tan^{-1} \sqrt{R_Z}} \quad (13)$$

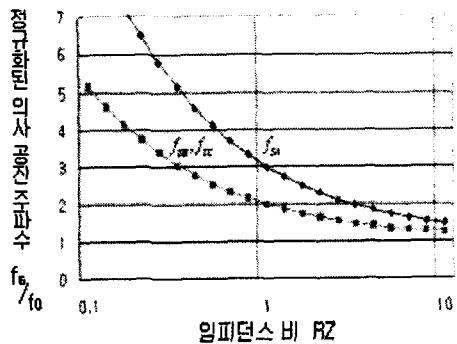


그림 4. 임피던스 비와 정규화 의사 공진 주파수와 관계

SIR의 뚜렷한 특성은 공진기 길이와 상응하는 의사 공진 주파수가 임피던스 비의 변화에 의해 조정할 수 있다.

공진기 형태와 관계없이 공진기의 공진 특성을 알아 보기 위한 기본으로서 공진주파수 w_0 와 슬롭 파라미터를 정의하는 것은 유용하다. 병렬구조 공진기를 수반한 어떤 공진기를 위한 서셉턴스 슬롭 파라미터는 식 (14)와 같이 표현한다.

$$b = \frac{w_0}{2} \frac{dB}{dw} \Big|_{w=w_0} \quad (14)$$

이때 B는 공진기의 서셉턴스 이다. 여기서 식 (14)을 고려한 SIR위한 식은 식 (15)과 같이 나타낸다.

$$b = \frac{\theta_0}{2} \frac{dB}{d\theta} \Big|_{\theta=\theta_0} \quad (15)$$

또한 θ 에 의해 다음 식을 얻는다.

$$b = \frac{\theta_0}{2} 2(1 + R_z) \frac{2}{1 + R_z} Y_2 = 2\theta_0 Y_2 \quad (16)$$

균일한 특성 임피던스 Z_0 와 같은 반 파장 공진기를 위한 슬롭 파라미터는 $Y_2 = Y_0$ 와 $\theta_0 = \pi/4$ 의 경우에서 유도한다. 그리고 잘 알려진 다음 방정식을 얻는다.

$$b = \frac{\pi}{2} Y_0 \quad (17)$$

3. SIR공진기 대역통과 여파기

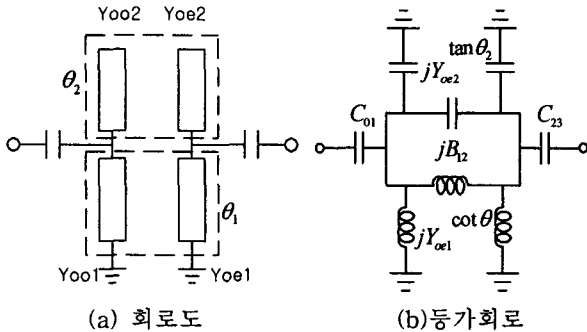


그림 5. 2-pole SIR 대역통과 여파기와 등가회로

그림5는 2-pole SIR 대역통과 여파기로 두 부분으로 open ended 결합 선로 부분과 short ended 결합 선로 부분으로 나눈다. 그림 (b)은 각각의 부분을 집중소자 등가회로로 표현하였다.

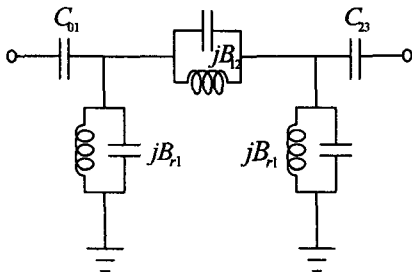


그림 6은 그림 5의 등가회로를 공진기 형태를 바꾼 등가회로이며 각각의 값들은 식 (18)로 나타낸다.

$$jB_{r1} = jY_{oe2} \tan \theta_2 - jY_{oe1} \cot \theta_1$$

$$jB_{l2} = j \frac{Y_{oo2} - Y_{oe2}}{2} \tan \theta_2 - j \frac{Y_{oo1} - Y_{oe1}}{2} \cot \theta_1 \quad (18)$$

위 식 (18)을 이용해서 식 (19)을 얻는다.

$$\tan \theta_1 \tan \theta_2 = \frac{(Y_{oo1} + Y_{oe1})}{(Y_{oo2} - Y_{oe2})} \quad (19)$$

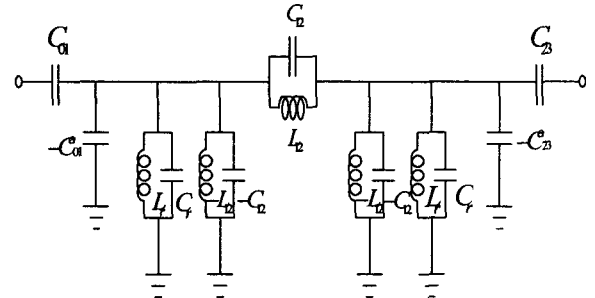


그림 7. SIR 대역통과 여파기의 회로도

병렬 공진 회로를 사용하여 대역통과 여파기를 구현하였다. 회로에서 J인버터 값은 식 (20)과 같이 나타낸다.

$$J_{01} = \sqrt{\frac{Y_A w_0 C_r W}{w_1 g_0 g_1}}, \quad J = \frac{w_0 C_r W}{w_1} \sqrt{\frac{1}{g_1 g_2}}$$

$$J = \sqrt{\frac{Y_B w_0 C_r W}{w_1 g_2 g_3}} \quad (20)$$

여기서 C_{01}^e 와 C_{23}^e 는 첫 번째와 마지막 인버터의 유효 캐패시턴스이다. 최종회로에서 첫 번째와 마지막 공진기에 포함하여 인버터 회로를 변형시킨다.

$$C_{01}^e = \frac{C_{01}}{1 + (\frac{w_0 C_{01}}{Y_A})^2}, \quad C_{23}^e = \frac{C_{23}}{1 + (\frac{w_0 C_{23}}{Y_B})^2} \quad (21)$$

또한 위 식으로부터 첫 번째단 및 마지막단의 직렬 캐패시터는 식 (22)과 같이 표현 된다.

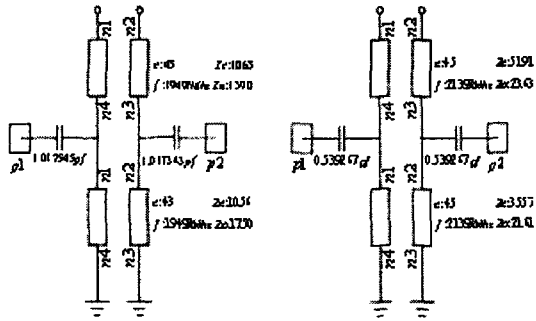
$$C_{01} = \frac{J_{01}/w_0}{\sqrt{1 - (\frac{J_{01}}{Y_A})^2}}, \quad C_{23} = \frac{J_{23}/w_0}{\sqrt{1 - (\frac{J_{23}}{Y_B})^2}} \quad (22)$$

여기서 병렬 공진 회로의 각 소자값은 다음과 같다.

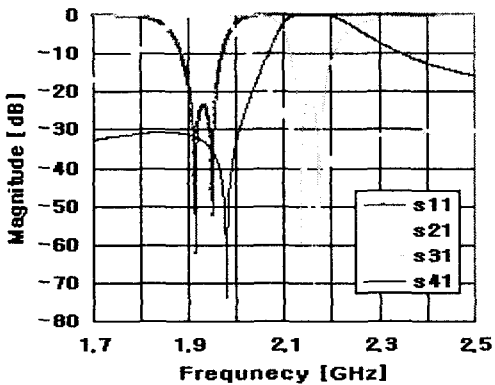
$$C_{12} = \frac{J_{12}}{w_c (\frac{w_0}{w_c} - \frac{w_c}{w_0})}, \quad L_{12} = \frac{1}{C_{12} w_c^2} \quad (23)$$

공진 회로의 캐패시터 인덕터 값이 결정되면 병렬 공진 회로의 캐패시터와 인덕터 값을 최종회로에서 식 (24)로 구해진다.

$$L'_r = \frac{L_{12}L_r}{L_{12} - L_r}, \quad C'_r = C_r - C_{01}^e - C_{12} \quad (24)$$



(a) 회로도

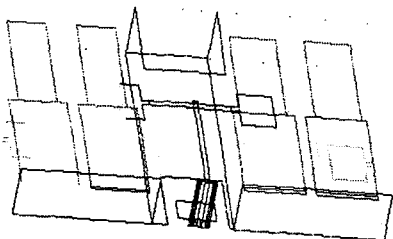


(b) 회로 시뮬레이션 결과 파형

그림 8. 회로 시뮬레이션 회로도와 결과

마지막으로 IMT-2000 단말기용 송신 대역 및 수신 대역 대역통과 여파기를 회로 시뮬레이션과 전자장 시뮬레이션을 통해 설계하였다. 설계에 있어 유전율을 40으로 하고 송신대역을 1920~1980MHz, 수신대역을 2110~2170MHz로 설계했다.

그림 8은 대역통과 여파기 시뮬레이션 회로도와 결과 파형이다. 대역폭은 송신이나 수신 양측 모두 원하는 대역폭을 얻었다. 삽입 손실은 양측 모두 0dB~0.5dB정도이고 반사 손실 또한 송,수신측 23dB 정도였다.



(a) 전자장 시뮬레이션 모델

(b) 전자장 시뮬레이션 결과 파형

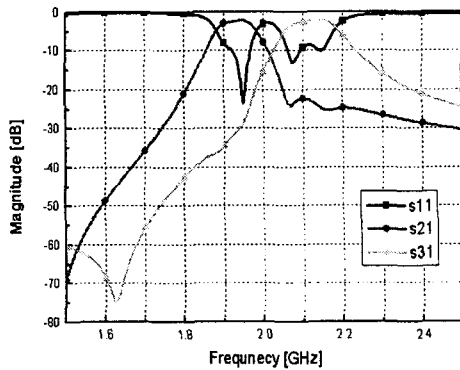


그림 9. 전자장 시뮬레이션 모델과 결과

그림 9은 HFSS을 이용하여 시뮬레이션 하였고, 회로 시뮬레이션과 마찬가지로 원하는 대역폭을 얻을 수 있었다. 듀플렉서의 크기는 10mm*5mm*1.2mm로 설계하였다. 결과특성은 수신측 대역폭에서 삽입손실은 2.5dB와 반사 손실 12dB를 얻었고, 송신측 대역폭에서 삽입손실은 2.5dB와 반사 손실 9dB를 얻었다.

4. 결 론

본 논문에서는 공진기 크기 감소를 위해 높은 유전율과 SIR형태의 공진기를 이용하여 듀플렉서를 설계하였다. 그리고 감쇠특성의 경우에 여파기 설계시 손실 특성을 줄이기 위하여 2단으로 제한하여 설계하였다. 향후에는 여파기의 단수를 증가 하고 송신대역의 경우 통과대역 아래쪽에 수신대역의 경우 통과대역 위쪽에 각각 추가적인 감쇠극점을 형성하여 제작하면 좀 더 개선된 감쇠특성을 얻을 수 있다. 듀플렉서를 구현하기 위해 새로운 매칭 회로 구조에 대한 연구와 매칭 회로를 적층형 듀플렉서의 내부 층에 배열하여 외부소자와의 간섭효과를 억제하는 것이 필요하다.

참 고 문 헌

- [1] M.Makimoto and S. Yamashita, "Compact bandpass filters using stepped impedance resonators," Proc. IEEE, vol.67, pp 16-19, Jan. 1979.
- [2] A.Okaya. "The rutile microwave resonators." Proc. IRE. 48, 1921, 1960
- [3] Z.H.Lee. et al. "Development of dielectric materials and resonators design for duplexer filter." pp.1-3.
- [4] T. Nishikawa, K. Wakino, H. Tanaka and Y. Ishikawa, "Precise measurement method for temperature coefficient of microwave dielectric resonator material", IEEE MTT-s Digest, 277, 1987