

Inductive Coupled 2-pole SIR 대역 통과 필터 설계

이상현\*, 박준석\*, 김형석\*\*, 임재봉\*  
 국민대학교 전자정보통신공학부\*, 중앙대학교 전기전자공학부\*\*

Inductive Coupled 2-pole SIR Bandpass Filter Design

Sang-Hyun Lee\*, Jun-Seok Park\*, Heong-Seok Kim\*\*, Jae-Bong Lim\*  
 School of Electrical Engineering Kookmin Uni\*, School of Electrical and Electroics Engineering  
 Chung-Ang Univ\*\*.

**Abstract** - This paper, Design formula of Bandpass Filter Using Inductive Coupled 2-pole SIR(Step Impedance Resonator) is supposed. General Filter Design Theory of Step Impedance Resonator is presented. Bandpass Filter using Inductive Coupled 2-pole SIR have been designed at 5.8Ghz band frequency for WLAN(Wireless Local Area Network). Simulation have used Circuit Simulation. We were showed excellent agreements between SIR design theory and simulation results.

1. 서 론

무선 통신의 기술의 빠른 발달은 셀룰라, 위성 통신 등 다양한 통신 분야의 성장을 촉진시켰으며, 최근 장소와 시간에 제약에 구애 받지 않는 컴퓨터 사용자의 증가로 WLAN(Wireless Local Area Network)에 대한 관심이 높아지고 있다. 이에 따른 사용자의 증가와 높은 주파수대역의 다른 무선기기와의 WLAN간의 혼신이 발생하는 등의 문제점 발생한다. 이 논문에서는 자체 결합 구조를 갖는 2-pole SIR 대역 통과 필터 설계 수식을 유도하고, 이를 Circuit 시뮬레이션을 통하여 설계 수식과 시뮬레이션 결과가 같다는 것을 보였다.

2. 본 론

2.1 SIR의 공진기의 공진 특성

SIR 공진기는 임피던스가 다른 두개이상의 전송선로로 구성된다. SIR 공진기는  $\lambda_g/2$ ,  $\lambda_g/4$ ,  $\lambda_g$ -type 구조를 이용한다. 이와같이 SIR의 세 가지 모든 형태에 기본 구조 요소는 중간 단계의 불연속 지점과 개방과 단락회로를 구성하는 상호의 전송선로이다. SIR의 특성중 하나인 전기적 파라미터는 두 전송선로 임피던스  $Z_1$ 과  $Z_2$ 의 비율에 의해 변화된다. 이것을 다음과 같은 식으로 정의된다.

$$R_Z = \frac{Z_2}{Z_1} \quad \text{: 임피던스 비} \quad (1)$$

그림 1에서는 Open-end, Short-end 그리고 임피던스 step과 같은 SIR구조의 기본적인 구조를 보여준다.

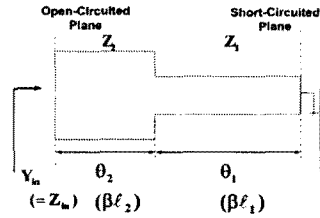


그림 1 SIR 구조의 전기적 특성

Open-end에 끝단의 커패시턴스와 불연속지점의 영향을 무시하면,  $Z_{in}$ (입력 임피던스)는 다음에 보여지는 식(2)와 같다.

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

$Y_{in} = 0$ 일 때, 병렬 공진 상태는 식(3)과 같이 얻어진다.

$$\tan \theta_1 \tan \theta_2 = \frac{Z_2}{Z_1} = R_Z \quad (3)$$

식(3)에서 UIR(Uniform Impedance Resonator)의 공진조건은 전송 선로의 전기적 길이에 의해 단독으로 결정되어지는 반면 SIR의 공진 조건은  $\theta_1$ ,  $\theta_2$ 와 임피던스 비( $R_Z$ )에 의해서 결정됨을 알 수 있다.

SIR의 전체 전기적 길이는  $\theta_{TA}$ 로 표현하며, 식(4)와 같이 표현한다.

$$\theta_{TA} = \theta_1 + \theta_2 \quad (4)$$

$$= \theta_1 + \tan^{-1}(R_Z + \tan \theta_1)$$

$\lambda_g/2$ 의 UIR에 상응하는 정규화된 공진기 길이는 식(5)에서 보여진다.

$$L_n = \frac{\theta_{TA}}{\pi} \quad (5)$$

$$= \frac{2\theta_{TA}}{\pi}$$

$\theta_{TA}$ 와  $\theta_1$ 사이의 관계는 식(4)에서 유도된다. 이때  $0 < R_Z < 1$ 과  $1 < \theta_{TA} < \pi/2$ 이다.

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

$\theta_1 = \theta_2 = \tan^{-1} \sqrt{R_Z}$ 일때,  $\theta_{TA}$ 는 최소값을 가진다. 비슷하게  $R_Z > 1$ 과  $\pi/2 < \theta_{TA} < \pi$ 일때, 식(7)을 얻는다.

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

$\theta_1 = \theta_2 = \tan^{-1}\sqrt{R_Z}$ 일 때,  $\theta_{TA}$ 는 최대값을 가진다.

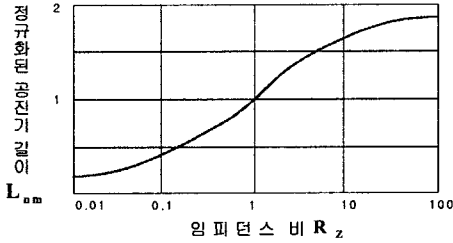


그림 2 정규화된 공진기 길이와 임피던스 비의 관계

그림2는  $\theta_1 = \theta_2 = \theta_0$  일 때, 임피던스 비  $R_Z$ 와 정규화된 공진기 길이  $L_{n0}$  사이의 관계를 보여준다. 여기서  $L_{n0}$ 는 식(8)과 같이 표현된다.

$$L_{n0} = 2\theta_{TA}/\pi = 4\theta_0/\pi = 4(\tan^{-1}\sqrt{R_Z})/\pi \quad (8)$$

기본 주파수  $f_0$ 와 상응하는 길이  $\theta_0$ 를 이용하여 주어진 공진 상태는 식(9)처럼 주어진다.

$$\begin{aligned} \tan^2\theta &= R_Z \\ \theta &= \tan^{-1}\sqrt{R_Z} \end{aligned} \quad (9)$$

기본 공진 주파수는  $f_0$ 로 나타냈고, SIR의 기본적인 구조에 대하여 각각  $f_{SA}, f_{SB}, f_{SC}$ 로 표현하였다. 또한, SIR 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  $f_{SA}$ 에 관한 식(10)을 얻을 수 있다.

$$\tan\theta_{SA} = -\tan^{-1}\sqrt{R_Z} \quad (10)$$

SIR의  $\lambda_g/2$ 와  $\lambda_g$ -type의 공진상태는 식(11)로부터 유도된다.

$$\begin{aligned} (R_Z \tan\theta_1 + \tan\theta_2)(R_Z - \tan\theta_1 \tan\theta_2) &= 0 \\ \tan\theta(R_Z + 1)(R_Z - \tan^2\theta) &= 0 \end{aligned} \quad (11)$$

위 식으로부터 식(12)를 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} \theta &= \tan^{-1}\sqrt{R_Z} \\ \theta_{SB} = \theta_{SC} &= \frac{\pi}{2} \end{aligned} \quad (12)$$

따라서 의사 공진 주파수는 식(13),식(14)와 같이 얻는다.

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

$$\frac{f_{SB}}{f_0} = \frac{\pi}{2\tan^{-1}\sqrt{R_Z}} \quad (14)$$

SIR의 뚜렷한 특성은 공진기 길이와 상응하는 의사 공진 주파수가 임피던스 비의 변화에 의해 조정 가능하다는 것이다.

공진기의 형태와 관계없이 공진기의 공진 특성을 알아보기 위한 기본으로 공진주파수  $w_0$ 와 슬롯 파라미터를 정의하는 것은 유용하다. 병렬구조 공진기를 수반한 어떤 공진을 위한 서셉턴스 슬롯 파라미터는 식(15)와 같이 표현된다.

$$b = \frac{w_0}{2} \frac{dB}{d} w \Big|_{w=w_0} \quad (15)$$

이때 B는 공진기의 서셉턴스이다. 여기서 식(15)를 고려한 SIR을 위한 식은 식(16)과 같이 나타난다.

$$b = \frac{\theta_0}{2} \frac{dB}{d} \theta \Big|_{\theta=\theta_0} \quad (16)$$

또한  $\theta$ 에 의해 다음 식을 얻는다.

$$\begin{aligned} b &= \frac{\theta_0}{2} 2(1 + R_Z) \frac{1}{1 + R_Z} Y_2 \\ &= 2\theta_0 Y_2 \end{aligned} \quad (17)$$

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

$$b = \frac{\pi}{2} Y_0 \quad (18)$$

## 2.2 SIR 공진기 대역통과 여파기

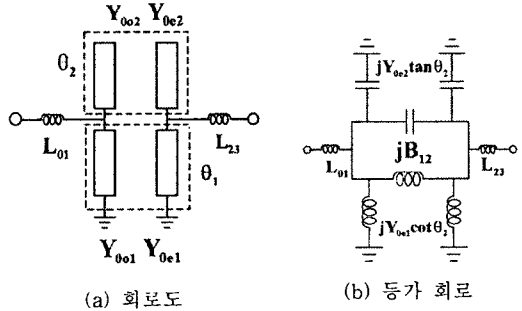


그림 3. 2-pole SIR 대역통과 여파기와 등가회로

그림3은 2-pole SIR 대역통과 여파기로 그림 (a)는 Open-ended 결합 선로와 Short ended 결합 선로 부분으로 나눈다. 그림(b)는 각각의 부분을 집중소자 등가회로로 표현하였다.

그림4는 그림3의 등가회로를 공진기 형태로 바꾸어준 형태의 등가회로이며 각각의 값들은 식(19)에 나타난다.

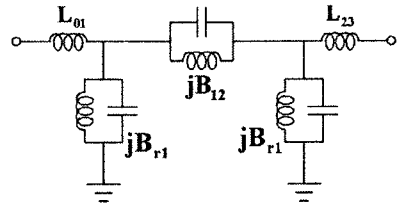


그림 4. 2-pole SIR 대역통과 여파기

$$jB_{r1} = jY_{0e2} \tan\theta_2 - jY_{0e1} \cot\theta_1$$

$$jB_{12} = j \frac{Y_{0e2} - Y_{0e1} \tan\theta_2}{2} - j \frac{Y_{0e1} - Y_{0e2} \cot\theta_1}{2} \quad (19)$$

식(19)를 이용하여 식(20)을 얻는다.

$$\tan\theta_1 \tan\theta_2 = \frac{Y_{0e1}}{Y_{0e2}} \quad (20)$$

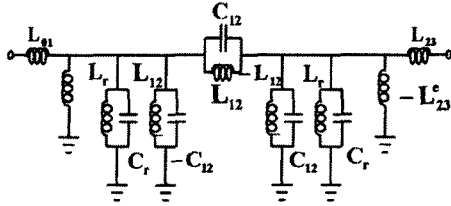


그림 5. SIR 대역 통과 여파기의 회로도

병렬 공진회로를 이용하여 대역통과 여파기를 구현하였다. 호로에서 J인버터 값은 식(21)과 같이 나타난다.

$$J_{01} = \sqrt{\frac{Y_A w_0 C_r W}{w_1 g_0 g_1}} \quad J_{12} = \frac{w_0 C_r W}{w_1} \sqrt{\frac{1}{g_1 g_2}}$$

$$J_{23} = \sqrt{\frac{Y_B w_0 C_r W}{w_1 g_2 g_3}} \quad (21)$$

여기서  $L_{01}^c$ 와  $L_{23}^c$ 는 첫 번째와 마지막 인버터의 유효 인덕턴스이다. 최종 회로에서 첫 번째와 마지막 공진기에 포함하여 인버터 회로를 변형시킨다.

$$L_{01}^c = \frac{1}{w_0^2 L_{01} Y_A^2} + L_{01}, \quad L_{23}^c = \frac{1}{w_0^2 L_{23} Y_B^2} + L_{23} \quad (22)$$

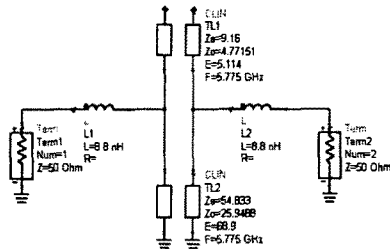
첫 번째단 및 마지막단의 직렬 인덕터는 식(23)과 같이 표현된다.

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

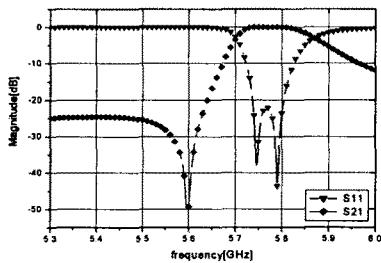
여기서 병렬 공진회로의 소자값은 다음과 같다.

$$C_{12} = \frac{J_{12}}{w_c \left( \frac{w_0}{w_c} - \frac{w_c}{w_0} \right)}, \quad L_{12} = \frac{1}{C_{12} w_c^2} \quad (24)$$

공진회로의 커패시터, 인덕터 값이 결정되면, 병렬 공진회로의 커패시터와 인덕터 값을 최종회로에서 구할 수 있다.



(a) 회로도

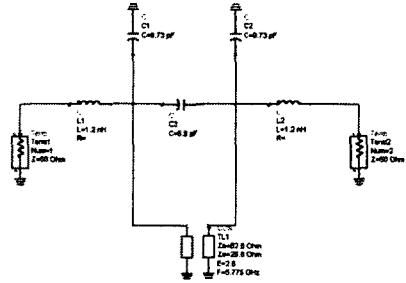


(b) 시뮬레이션 결과

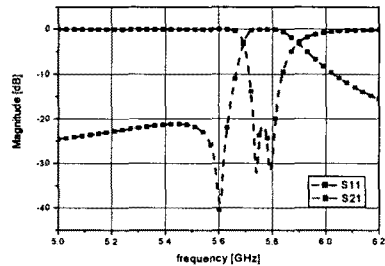
그림 6. 스트립 라인을 이용한 회로 시뮬레이션 회로도와 결과

마지막으로 WLAN용 대역통과 여파기를 회로 시뮬레이션을 통하여 설계하였다. 중심 주파수는 5.775GHz, 대역폭은 5.725 ~ 5.825GHz에서 설계하였다.

그림 6과 7은 대역통과 여파기의 회로 시뮬레이션 회로도와 결과파형이다. 감쇄특성은 중심주파수에서 -375MHz 떨어진곳에서 20dB이상을 얻었다.



(a) 회로도



(b) 시뮬레이션 결과

그림 7. 스트립라인과 집중소자를 이용한 대역통과 여파기의 회로 시뮬레이션 회로도와 결과

### 3. 결론

본 논문에서는 공진기 크기 감소를 위해 높은 유전율과 SIR 형태의 공진기를 이용하여 대역 통과 여파기를 설계하였다. 높은 감쇄 특성을 가진 대역통과 여파기를 이용하여 WLAN 사용시 높은 주파수 영역에서의 다른 기기와의 상호 간섭을 제거하고, 설계를 단순화하였다. 향후에는 LTCC 기술을 활용하여 더 소형화되면서, 기기 간의 주파수 간섭을 억제하기 위한 감쇄특성을 더 향상시키는 기술이 필요하다.

### [참고 문헌]

[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