

개별 공진기의 EM 조정을 통한 SIR로 구성된 대역 여파기의 설계

Design of an SIR BPF by a Novel EM Tuning of Individual Resonators

양 승 식 · 염 경 환

Seong-Sik Yang · Kyung-Whan Yeom

요 약

SIR(Stepped Impedance Resonator) 공진기로 구성된 대역 여파기는 특히 높은 주파수에서 fringing capacitance와 step 임피던스 불연속 영향으로 설계와 다른 왜곡된 주파수 응답을 가진다. 본 논문은 EM(Electromagnetic) 시뮬레이션을 통해 fringing capacitance와 step 임피던스 불연속 영향을 보상하는 절차를 보였다. 이 방법은 여파기에서 개별 공진기의 결합 전송선 및 결합 전송선을 연결하는 전송 선로를 체계적으로 조정하는 절차이며, 각 공진기 조정 후 제 결합하면 더 이상의 추가 조정을 요구하지 않는다. 또한, 본 방법의 타당성을 보이기 위하여 설계된 5단 SIR 여파기를 제작하여 EM 시뮬레이션 결과와 비교함으로써 방법의 타당성을 보였다.

Abstract

In SIR filter, fringing capacitances and discontinuities yield a distorted frequency response from those expected by design formulas, especially in higher frequencies. In this paper, a procedure is presented in order to compensate for fringing capacitances and step impedance discontinuities by EM simulation for a 5th order SIR filter. This method propose the procedure of tuning the coupling and the length of individual resonator by EM simulation. For the filter composed by the tuned resonators, no further tuning is required. The procedure is experimentally justified by comparing the measured data of the fabricated filter with the simulation results.

Key words : Parallel Coupled Microstripline Filter, SIR(Stepped Impedance Resonator), BPF(BandPass Filter)

I. 서 론

평행 결합 선로를 이용한 대역 통과 여파기(band pass filter)는 Cohn이 처음 제안 후 널리 사용되었다^[1]. 그러나 이 여파기는 설계가 용이하다는 장점을 가지고 있지만 크기가 크고 입출력단의 결합 선로 간격이 좁아 제작이 용이하지 않으며, 특히 고조파에서 기본 주파수와 동일한 통과 대역이 형성되는

단점을 가지고 있다. 이것은 시스템 응용시 빈번히 나타나는 고조파를 억압해야 하는 상황에 있어서는 상당한 문제점을 보이게 된다. 이를 효율적으로 제거하는 wiggly-line 및 홈 등을 이용한 연구들이 있으나, SIR(Stepped Impedance Resonators) 공진기를 이용한 대역 여파기는 설계의 간편성과 고조파들에 대한 억압 특성 설계가 용이하여 널리 사용되고 있다^{[2]~[4]}.

그러나 기존 SIR 공진기를 이용한 여파기 설계 방

「본 연구는 한국과학기술원 전파탐지특화연구센터를 통한 국방과학연구소의 연구비 지원으로 수행되었습니다.」

「본 연구는 동국대학교 ERC 센터인 밀리미터파 신기술 연구 센터의 지원에 의하여 수행되었음.」

충남대학교 전파공학과(Department of Radio Science and Engineering, Chungnam National University)

· 논 문 번 호 : 20070427-050

· 수정완료일자 : 2007년 6월 21일

법들은 이상적인 전송선을 이용한 설명이기 때문에 잘 알려지지 않은 평행 결합 선로 종단면의 fringing capacitance와 선로 간의 step 임피던스 불연속 효과가 고려되지 않았고, 이로 인해 설계된 여파기의 특성은 회로적으로 설계된 것과 중심 주파수 이동, 대역폭 축소 및 반사 손실의 증가 등 상당한 문제를 야기시킨다. 결합 선로 종단의 fringing capacitance는 공진기의 공진 주파수를 낮추는 현상뿐만 아니라 설계된 공진기의 외부 부하 Q 를 크게 하여 회로적으로 설계된 여파기와 차이를 나타나게 하며, step은 두 번째 통과 대역 중심 주파수(f_{s1}) 및 대역폭의 차이를 가져온다.

SIR이 아닌 strip 결합 선로 공진기를 이용한 병렬 결합 선로 대역 여파기(parallel coupled line filter) 설계시에도 비슷한 문제가 발생하게 되는데, Cohn은 해석적으로 얻어진 strip 결합 선로 종단 커패시턴스 값으로부터 이에 상응하는 결합 선로의 길이를 일괄적으로 조정하는 방법을 사용 병렬 결합 선로 여파기를 조정하였다. 그러나 이 방법은 1/4 파장 결합 선로를 이용할 경우, 공진 기간의 결합도는 조정된 길이에 의해 영향이 적어, 단순한 길이 조정으로 해결할 수 있으나, SIR의 경우 결합 선로의 길이가 짧아 심각한 결합도의 변화를 가져오기 때문에 단순히 이러한 길이 조정만으로는 SIR에서는 원하는 특성 조정을 달성할 수 없게 된다. 또한, 이 방법은 strip line에 한정되어져 있어 microstrip 선로에는 유용하지 않다^[5]. 마이크로스트립에 있어서는 결합 선로의 우수 및 기수 위상 속도가 달라 strip으로 설계된 값에 비해서 더 큰 왜곡이 발생하며, SIR을 이용한 여파기의 경우, 더욱 심각해진다. 또한, Ness가 제안한 반사계수를 이용한 방법이 있으나 lumped filter의 경우 좋은 방법이 되지만, 불연속 효과들은 microstrip 선로의 폭, 길이 및 간격에 따라 다양한 영향을 주기 때문에 이를 고려하여 설계하는 것이 어려운 문제가 있다^[6]. 본 논문에서는 SIR을 이용한 대역 여파기에서 1차적으로 strip 결합 선로 설계 값의 경우, 마이크로스트립 결합 선로의 기수 및 우수 모드 위상 속도의 차이를 보정하는 값을 적용하였다^[7]. 그러나 여전히 이와 같은 보상에도 불구하고 결합 선로 종단 커패시턴스와 step 임피던스 불연속 효과들 때문에 SIR

대역 여파기의 특성은 설계된 특성과 차이를 보이게 되며 조정이 필요하다. 본 논문에서는 EM 시뮬레이션을 통해 여파기에 사용된 개별 공진기의 특성으로부터 결합 선로의 매개 변수 및 길이의 조정을 통해 보상하였다. 즉, 결합 선로의 임피던스 및 길이를 조정하여 기본파의 여파기 특성을 조정하고, 이것이 완료된 후 결합 전송선 연결 선로의 조정을 통하여 2차 고조파 특성을 조정하였다. 끝으로 이러한 방법으로 설계 제작된 여파기를 직접 측정하여 비교함으로써 방법을 타당성을 보였다. 이런 방법은 SIR을 이용한 대역 통과 여파기 외에도 불연속 효과가 큰 영향을 주는 여파기 및 공진기에 사용될 수 있을 것이다.

II. 여파기의 설계 및 제작

2-1 SIR 평행 결합 선로를 이용한 대역 통과 여파기 설계

Makimoto가 제안한 SIR 구조는 그림 1과 같이 좌우 대칭이면 서로 다른 임피던스(Z_1, Z_2)로 구성되어 있다. 이 공진기의 어드미턴스는 $K=Z_2/Z_1$ 이고 전기적 길이가 $\theta_1=\theta_2=\theta$ 이면 식 (1)과 같다.

$$Y_i = jY_2 \frac{2(1+K)(K - \tan^2 \theta) \tan \theta}{K - 2(1+K+K^2)\tan^2 \theta + K \tan^4 \theta} \quad (1)$$

식 (1)에서 공진 조건은 공진 주파수에서 $Y_i=0$ 이므로, 이를 통해 식 (2)를 얻을 수 있으며, 여기서 θ_0 는 공진 주파수에서의 전기적 길이를 나타낸다.

$$K = \tan^2 \theta_0 \quad (2)$$

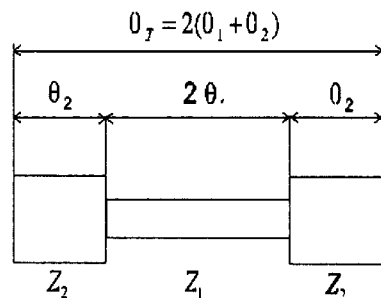


그림 1. SIR 구조
Fig. 1. Structures of the SIR.

이렇게 정의되어진 K 와 통과 대역과의 관계는 다음 식과 같으며, 여기서 f_0 는 여파기의 통과 대역 중심 주파수를, f_{s1} 은 두 번째 통과 대역 중심 주파수를 나타낸다.

$$\frac{f_{s1}}{f_0} = \frac{\pi}{2 \tan^{-1} \sqrt{K}} \quad (3)$$

Shunt 형태 공진기의 susceptance 기울기는 다음 식과 같이 정의되어지며

$$b = \frac{\omega_o}{2} \cdot \left. \frac{dB}{d\omega} \right|_{\omega=\omega_o} = \frac{\theta}{2} \left. \frac{dB}{d\theta} \right|_{\theta=\theta_o} = 2\theta_o Y_2 \quad (4)$$

여기서 B 는 공진기의 susceptance를 나타낸다.

따라서 설계하고자 하는 여파기의 fractional 대역 (Δ), 리플(L_{Ar}) 및 단수(M)가 결정되면 Chebyshev 저역 통과 기본형 값(g_n)을 구할 수 있고, 식 (4)를 이용하여 각 단의 J-인버터 값을 결정할 수 있다^{[8],[9]}. 여기서 $Z_2 = Z_o$ 로 선택하였다.

$$J_{0,1} = \sqrt{\frac{Y_o b_1 \Delta}{g_0 g_1}} = Y_o \sqrt{\frac{2\Delta\theta_o}{g_0 g_1}}$$

$$J_{i,j+1} = \Delta \sqrt{\frac{b_i b_{j+1}}{g_j g_{j+1}}} = Y_o \sqrt{\frac{2\Delta\theta_o}{g_j g_{j+1}}} \quad (j = 1 \sim n-1)$$

$$J_{n,n+1} = \sqrt{\frac{Y_o b_n \Delta}{g_n g_{n+1}}} = Y_o \sqrt{\frac{2\Delta\theta_o}{g_n g_{n+1}}} \quad (5)$$

그림 2(a)와 같이 특정 길이(θ)를 가지는 결합 선로는 그림 2(b)와 같이 J-인버터와 두 개의 Z_o θ 의 특성을 가지는 선로로 변환이 가능하며, 그 관계는 다음 식과 같다.

$$\frac{Z_{oe}^{j,j+1}}{Z_o} = \frac{1 + (J_{i,j+1}/Y_o) \operatorname{cosec} \theta_o + (J_{i,j+1}/Y_o)^2}{1 - (J_{i,j+1}/Y_o)^2 \cot^2 \theta_o} \quad (6)$$

$$\frac{Z_{oo}^{j,j+1}}{Z_o} = \frac{1 - (J_{i,j+1}/Y_o) \operatorname{cosec} \theta_o + (J_{i,j+1}/Y_o)^2}{1 - (J_{i,j+1}/Y_o)^2 \cot^2 \theta_o} \quad (7)$$

표 1은 위와 같은 방법으로 결정된 SIR 평행 결합 선로를 이용한 5단 대역 통과 여파기의 우수, 기수 모드 임피던스와 이 임피던스를 microstrip 선로로 변환한 물리적 매개변수(w, s, l)를 나타내며, 그림 3은 SIR 5단 여파기 구조이다. 이때 기판은 비유전율

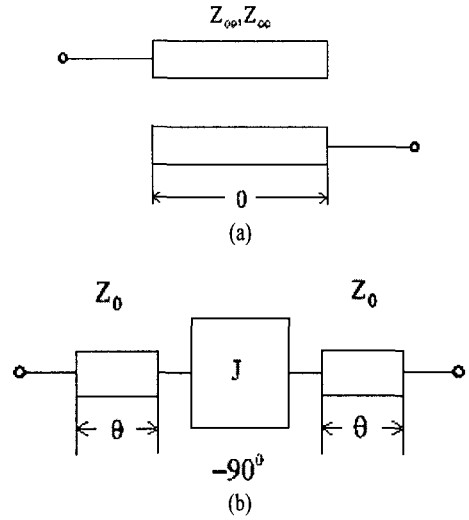


그림 2. (a) 평행 결합 선로, (b) J-인버터 등가 회로
Fig. 2. (a) Parallel coupled line, (b) Equivalent circuit with an J-inverter.

표 1. 5단 결합 선로를 이용한 SIR 여파기 파라미터
Table 1. Parameters for the 5th-order of BPF using parallel coupled microstripline SIR.

n	Z_{oe}, Z_{oo} [Ω]	w, s, l [mils]
0	85.44, 36.20	5.8, 1.8, 49.7
1	57.35, 44.33	9.3, 10.9, 48.2
2	55.62, 45.42	9.5, 13.6, 48.1
3	55.62, 45.42	9.5, 13.6, 48.1
4	57.35, 44.33	9.3, 10.9, 48.2
5	85.44, 36.20	5.8, 1.8, 49.7
Z_1 [Ω]		w, l [mils]
62.37		5.9, 97.

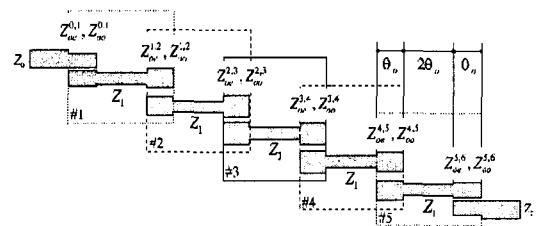


그림 3. SIR 평행 결합 선로를 이용한 5단 대역 통과 여파기
Fig. 3. The 5th-order BPF using parallel coupled microstripline SIR.

$\epsilon_r=9.7$, 두께 $h=10$ mil인 Alumina를 사용하였고, 중심 주파수(f_0)는 11.16 GHz, 첫 번째 고주파 통과

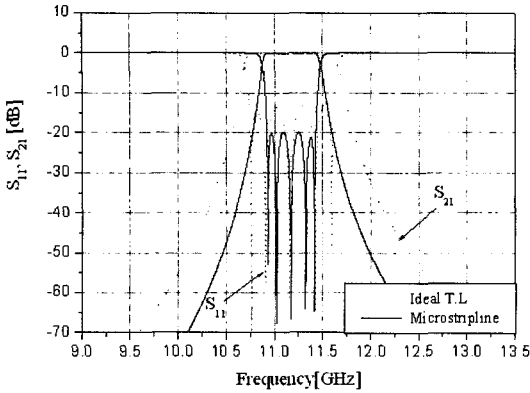


그림 4. 시뮬레이션 결과 비교
Fig. 4. The comparison of the simulation results.

대역 중심 주파수(f_{s1})은 24 GHz로 선택하였다. 또한, 7.89 %의 대역(Δ), 0.2의 리플(L_{Ar}) 및 5단의 단수(M)로 설계하였다. 50 Ω 선로는 9.8 mil의 선로 폭과 100 mil의 길이로 설계하였다.

표 1에서 구한 설계 값을 가지고 ADS를 이용 회로 시뮬레이션한 결과는 그림 4와 같으며 선로 손실을 고려하지 않기 위해서 유전체 손실(dielectric loss tangent) 및 도선 손실(conductor loss)을 제외하였다. 그림 4의 점선은 이상적인 전송 선로의 우수, 기수 모드 임피던스와 전기전 길이(θ_o)로 시뮬레이션한 결과이며, 실선은 우수, 기수 모드 임피던스를 microstrip 선로로 변환한 물리적 매개변수(폭 간격 및 길이 등)로 시뮬레이션한 결과이다. 이 때 마이크로스트립 결합 선로 종단의 커패시턴스 및 step 임피던스 불연속 효과들은 시뮬레이션에 고려되지 않았다. 그림 4의 결과는 대역폭 및 반사 손실에서 확인한 차이를 보이고 있다. 이는 microstrip 선로는 strip 선로와 달리 우수 모드와 기수 모드의 전기적 길이가 다르기 때문이다^[7]. 이는 기존의 우수, 기수 모드 임피던스(Z_{oo} , Z_{oe})의 전기적 길이(θ'_e , θ'_o)를 조절하여 식 (8)을 만족하는 실효 전기적 길이(θ_{eff})가 설계한 공진 주파수에서의 전기적 길이(θ_o)와 같아지도록 조절함으로써 보완할 수 있다. 이때 식 (8)의 θ'_e , θ'_o 의 값은 주어진 Z_{oo} , Z_{oe} 에 대하여 ADS의 LineCalc tool를 이용하여 구할 수 있다.

$$\theta_{eff} = \frac{Z_{oe}}{Z_{oe} + Z_{oo}} \theta'_e + \frac{Z_{oo}}{Z_{oe} + Z_{oo}} \theta'_o \quad (8)$$

표 2. 실효적 전기적 길이 θ_{eff} 로 보완한 여파기 파라미터

Table 2. Parameters for the modified BPF using effective electrical length θ_{eff} .

n	Z_{oe} , Z_{oo} [Ω]	w , s , l [mils]
0	87.7, 33.9	5.7, 1.3, 48.6
1	59.4, 42.3	9.3, 8.1, 47.9
2	57.5, 43.6	9.5, 10.1, 47.9
3	57.5, 43.6	9.5, 10.1, 47.9
4	59.4, 42.3	9.3, 8.1, 47.9
5	87.7, 33.9	5.7, 1.3, 48.6

이와 같은 방법으로 구해진 전기적 길이 θ'_e , θ'_o 와 식 (8)의 실효 전기적 길이를 이용하여, strip 선로와 근사한 새로운 마이크로스트립 결합 선로의 보완된 우수, 기수 모드 임피던스(Z'_{oo} , Z'_{oe})를 다음과 같이 구할 수 있다^[7].

$$Z'_{oe} = \frac{(Z_{oe} + Z_{oo}) \cot \theta_{eff} + (Z_{oe} - Z_{oo}) \csc \theta_{eff} \cos \theta'_e}{(\cos \theta'_e + \cos \theta'_o) \csc \theta'_e} \quad (9)$$

$$Z'_{oo} = \frac{(Z_{oe} + Z_{oo}) \cot \theta_{eff} + (Z_{oo} - Z_{oe}) \csc \theta_{eff} \cos \theta'_e}{(\cos \theta'_e + \cos \theta'_o) \csc \theta'_o} \quad (10)$$

표 2는 이와 같은 방법으로 microstrip 선로를 새로이 수정한 결합 선로 값이며, 그림 5는 이 값을 이용

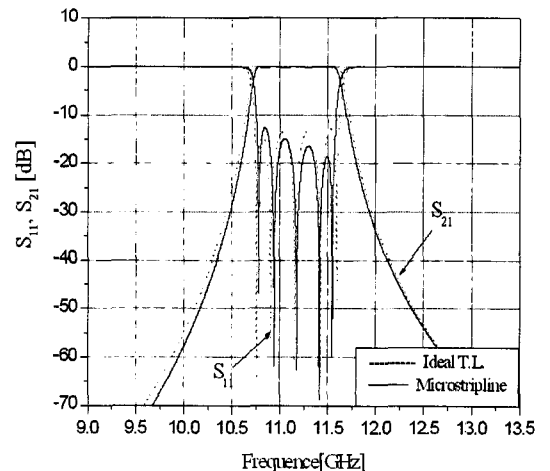


그림 5. 시뮬레이션 결과 비교
Fig. 5. The comparison of the simulation results.

시뮬레이션한 결과이다. 이상적인 전송 선로 여파기는 점선으로 수정된 결합 선로 여파기는 실선으로 나타내었고, 대역폭 및 반사 손실이 유사한 대역 통과 특성을 보인다.

2-2 여파기 EM 시뮬레이션 조정 절차 제안

표 2에서 구한 대역 통과 여파기를 EM 시뮬레이션하면 그림 6과 같이 통과 대역 주파수가 낮아지고 반사 손실이 나빠져 설계한 여파기 특성과 큰 차이를 보이게 된다. 이는 각 결합 전송선 끝단의 잘 알려지지 않은 fringing capacitance의 영향으로 결합 선로의 특성과 각 전송선간 step 불연속 영향으로 공진기 특성이 변하였기 때문이다.

그림 7은 중심 주파수와 SIR의 θ 변화에 따른 중심 주파수의 설계치와 EM 시뮬레이션 결과 차이를 보여주고 있다. 공진기는 본 논문의 설계 조건과 같은 리플, 단수와 대역을 가지는 여파기의 중앙 공진기(그림 3의 #3)를 사용하였다. 참고문헌 [7]의 절차를 걸쳐 회로 시뮬레이션 상 정확한 물리적 매개 변수(w, s, l)를 구하고 이를 EM 시뮬레이션한 결과의 중심 주파수 차이를 주파수에 정규화 하였다.

그림 7(a)는 같은 구조의 공진기에서는 fringing capacitance나 불연속 영향이 주파수에 비례함을 보여 주며, 그림 7(b)는 같은 공진 주파수(5 GHz)에서 결합 전송선의 길이가 1/8 파장 즉 공진기(4 θ)가 특정 파장($n/2$ 파장)일 때 그 영향이 작음을 보여준다. 이와 같이 fringing capacitance나 불연속 영향은 주파수뿐 아니라 그 공진기의 구조에 따라서도 많이 변

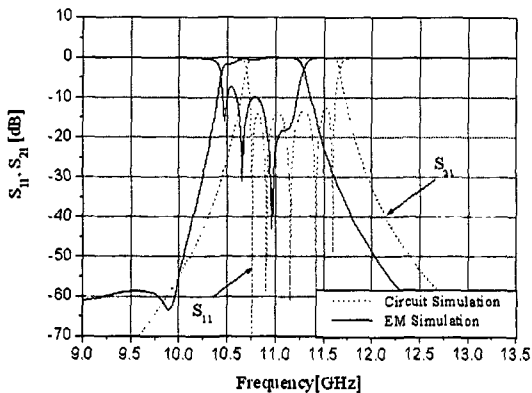


그림 6. EM 시뮬레이션 결과 비교
Fig. 6. The comparison of the EM simulation results.

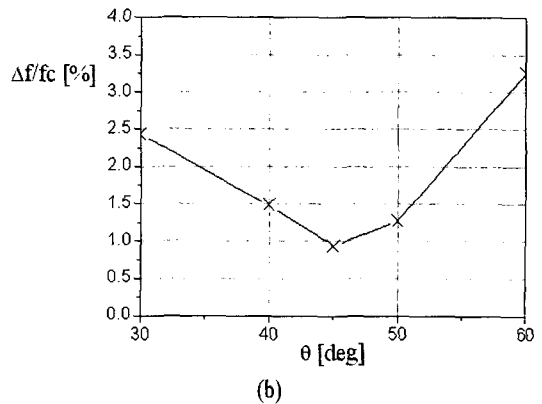
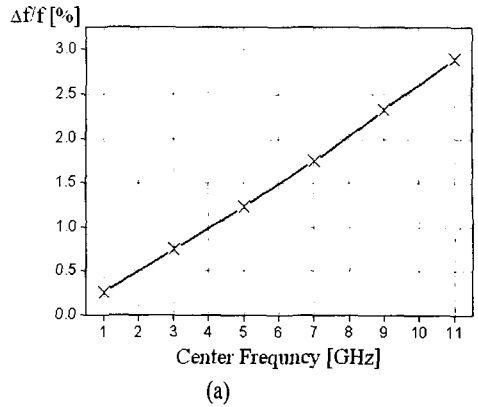
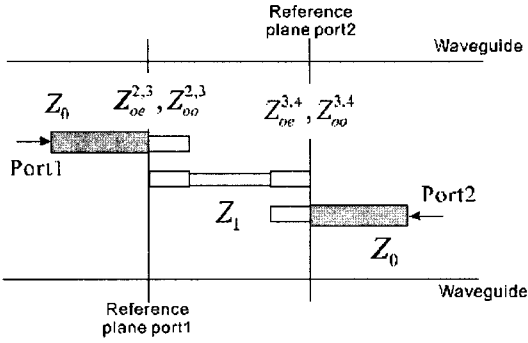


그림 7. (a) 주파수 및 (b) θ 따른 공진기의 중심 주파수 변화
Fig. 7. Frequency difference of resonator (a) for frequency and (b) θ .

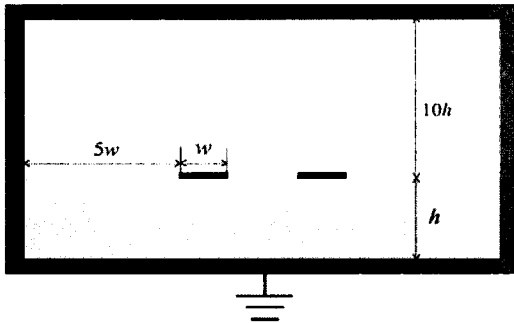
화하는 것을 알 수 있다.

SIR 여파기에서 이와 같은 효과는 두 단계로 보상할 수 있게 된다. 즉, 기본 주파수에서 여파기의 특성 변화를 불연속의 영향을 고려하여 그림 3의 각 결합 선로를 보완하고, 2차 고조파의 경우 식 (3)에 의하여 연결 선로의 임피던스와 관련이 깊으므로, 이는 EM 시뮬레이션 상에서 두 번째 통과 대역 중심 주파수 f_{s1} 의 설계 값 차이를 이용하여, 연결 선로 임피던스 Z_1 을 보완하여, 전체 여파기 특성을 만족하는 방법을 구하였다.

그림 3의 여파기는 홀수단으로 구성되어, 중앙공진기의 경우, 그림 8(a)와 같이 대칭적 구조를 가지게 된다. 따라서 우선 중앙 공진기를 조정하고, 이 결과로 얻어진 값을 고정한 후, 다음에 인접한 공진기의 조정을 수행하고, 반복함으로써 여파기 내의 모든 공



(a) 윗면
(a) The top view



(b) 옆면
(b) The side view

그림 8. 결합 선로 수정을 위한 layout
Fig. 8. Layout to compensate the parallel coupled microstrip line.

진기를 순차적으로 조정할 수 있게 된다. 설계식은 공진기의 손실을 고려하고 있지 않기 때문에 이를 반영하기 위하여 momentum 시뮬레이션시 유전체 손실을 0으로 두고, 도체를 perfect conductor로 설정하였다. 또한, 방사 손실을 제거하기 위하여, 그림 8(a)와 같이 가장자리 선로의 $5w$ 이상의 거리에 waveguide를, 기판 두께의 $10h$ 이상에 closed 경계 조건을 주어 그림 8(b)와 같이 shielded waveguide를 형성하였다. 또한, ADS 상에서 probe의 영향을 제거하기 위해서 각 입출력 단에 50Ω 선로를 첨가하고 single type port와 reference offset를 주었다.

이와 같은 조건에서 얻어진 공진기 특성으로부터 조정 절차를 간략하게 그림 9에 나타내었다. 우선 결합 선로의 길이를 조정하여 그림과 같이 공진 주파수 차이를 보상하면(①) 설계치 공진 주파수 근처에 공진 특성이 나타나게 되는데, 이때 결합도를 조

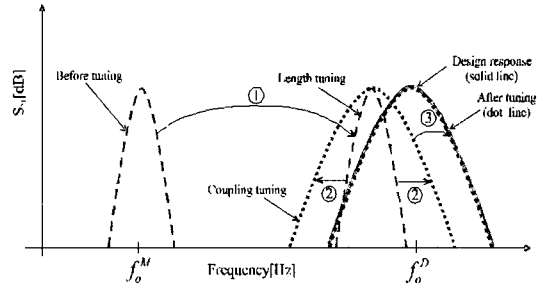


그림 9. 결합 전송선 수정 절차
Fig. 9. Tuning procedure of the coupled microstrip line.

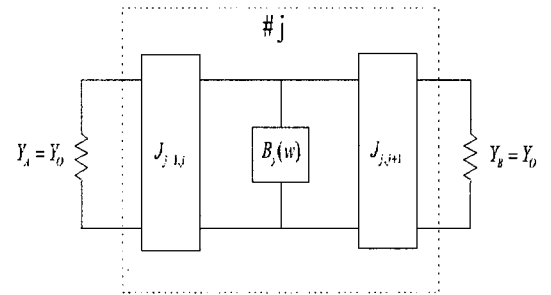


그림 10. j번째 공진기 등가 회로
Fig. 10. Equivalent circuit of j-th resonator.

정 설계치 Q 와 같게 하고(②), 최종적으로 차이가 나는 공진 주파수를 설계치 공진 주파수로 이동시켜(③) 조정을 완료하게 된다.

우선 각 결합 선로의 보완 방법은 결합 선로만의 시뮬레이션 결과가 만족스러운 정보를 제공하지 못하므로 그림 8(a)와 같이 1개의 SIR과 2개의 같은 결합 선로로 결합된 구조의 EM 시뮬레이션 결과를 이용하였다. 이와 같은 구조는 1단의 공진기 특성을 형성하게 되며, EM 시뮬레이션한 S_{21} 의 3-dB 대역폭(BW)과 중심 주파수(f_0)를 이용하여 식 (11)과 같이 부하 Q_L 를 구할 수 있다.

$$Q_L = \frac{f_0}{BW} \quad (11)$$

또한, 이와 같은 공진기는 $B_j(w)$ 의 어드미턴스와 2개의 J-인버터를 가지므로 그림 10과 같아 external $Q(Q_{e,A}$ 은 port 1, $Q_{e,B}$ 은 port 2)와 공진기의 무부하 $Q(Q_u)$ 로 이루어진다. 따라서 Q_L 는 다음과 같다.

$$\frac{1}{Q_L} = \frac{1}{Q_{e,A}} + \frac{1}{Q_u} + \frac{1}{Q_{e,B}} \quad (12)$$

그림 3의 #3부의 중앙공진기 구조는 두 결합 선로가 좌우 대칭이며 ($Q_{e,A} = Q_{e,B}$), 무 손실 선로로 시뮬레이션이므로 ($Q_L \rightarrow \infty$) 식 (12)는 다음과 같이 간단히 정리된다.

$$Q_{e,A}^{\#3} = 2Q_L^{\#3} \quad (13)$$

또한, Q_e 는 J-인버터와 공진기 susceptance의 기율로 정의되어지며^[10] 식 (4)를 이용하여 표현하면

$$Q_e = \frac{b_j}{J^2/Y_0} = 2\theta_0(Y_0/J)^2 \quad (14)$$

이므로 중앙 공진기에 대해 식 (13)과 식 (14)를 이용하여 다음과 같은 관계를 유도할 수 있다.

$$\frac{J_{2,3}}{Y_0} = \sqrt{\frac{\theta_0}{Q_L^{\#3}}} \quad (15)$$

즉, S_{21} 를 측정하여 Q_L 를 구하면 결합도에 해당하는 매개 변수 J/Y_0 를 구할 수 있다. 따라서 공진기의 중심 주파수가 설계치 공진 주파수와 가까울 경우, 식 (11)로 얻어진 측정치와 설계치 Q 의 차이를 식 (6)을 이용하여 근사적으로 아래와 같은 임피던스 차이로 정의할 수 있다.

$$\begin{aligned} \Delta Z_{i,j+1} &\cong \left. \frac{\partial Z_{oe}}{\partial J} \right|_{J=J_{i,j+1}^M} \cdot \Delta J \\ &\cong \frac{Z_o}{\sin \theta} \cdot \left(\frac{J_{i,j+1}^P}{Y_o} - \frac{J_{i,j+1}^M}{Y_o} \right) \end{aligned} \quad (16)$$

여기서 위 첨자 D 는 설계치를, M 은 측정치를 의미하며, 설계치와 측정치의 차이 값은 설계치에 비해 작아 식 (6)에서 제곱 항을 무시하여 식 (16)과 같은 근사식을 얻었다.

식 (16)을 통해 우수 및 기수 모드 임피던스를 아래와 같이 교정할 경우, 원하는 설계치에 가까운 공진기 특성을 얻게 된다.

$$Z_{oe,new}^{i,j+1} \cong Z_{oe,old}^{i,j+1} - \Delta Z_{i,j+1} \quad (17)$$

$$Z_{oo,new}^{i,j+1} \cong Z_{oo,old}^{i,j+1} + \Delta Z_{i,j+1} \quad (18)$$

이와 같이 중앙 공진기 조정을 마친 후, 공진기 #2와 #1의 경우 이미 수정된 결합 선로의 J/Y_0 를 이용하여, EM 시뮬레이션으로 계산된 Q 에서 아래와 같이 계산되며, 이것은 식 (16)~(18)을 거쳐 공진기 #2

표 3. 부하 Q 로 보완한 여파기 파라미터

Table 3. Parameters for the tuned BPF using load Q .

n	Z_{oe}, Z_{oo} [Ω]	w, s, l [mils]
0	87.7, 33.9	5.7, 1.3, 47.5
1	59.7, 42.0	9.3, 7.8, 45.1
2	57.9, 43.2	9.4, 9.5, 45.1
3	57.9, 43.2	9.4, 9.5, 45.1
4	59.7, 42.0	9.3, 7.8, 45.1
5	87.7, 33.9	5.7, 1.3, 47.5

및 #1에 대하여 수정된 임피던스를 얻게 된다.

$$\frac{J_{j-1,j}}{Y_0} = \sqrt{\frac{2\theta_0}{Q_L^{\#j}} - \left(\frac{J_{j,j+1}}{Y_0} \right)^2} \quad (19)$$

표 3에 이와 같은 방법으로 수정된 각 결합 선로 값들을 정리하였다. 각 결합 선로 값 변화를 보면 결합 선로의 간격(s)이 크면 클수록 임피던스 차(ΔZ)가 크게 나타나며, 간격이 작은 #1, 5의 결합 선로는 수정 없이 비슷한 Q_L 값을 가지고 있음을 알 수 있다.

그림 11은 회로 시뮬레이션과 결합 선로 보완 후의 EM 시뮬레이션을 비교하였다. 기본 주파수 통과 대역에서의 특성은 그림 6에 비해 많이 개선되었으나, f_{s1} 가 23.79 GHz로 설계치 24 GHz에 비해 약간의 차이를 보인다. 이는 서로 다른 두 선로 폭의 불

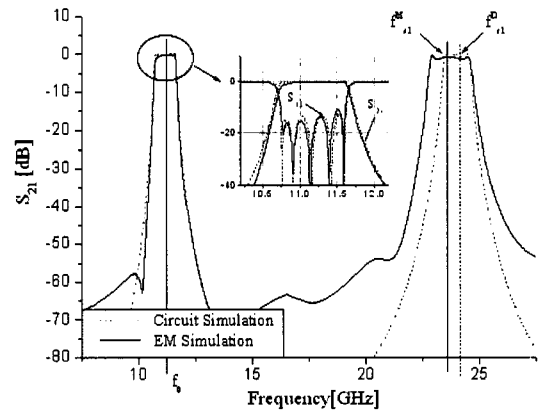


그림 11. 조정 후 EM 시뮬레이션 및 CM 시뮬레이션 결과 비교

Fig. 11. The comparison of the tuned EM simulation results with the circuit simulation.

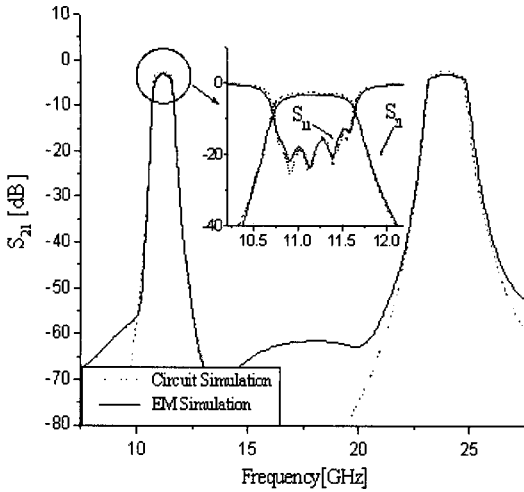


그림 12. 조정이 끝난 후 momentum 시뮬레이션과 회로 시뮬레이션 결과 비교
Fig. 12. The comparison of the tuned momentum results with the circuit simulation.

연속면에 의한 mismatching 때문이며, 이를 해결하기 위해서는 Z_1 의 임피던스 및 길이 수정이 필요하다. 필요한 Z_1 의 임피던스 수정 값을 구하기 위해서는 여파기 설계 시 고려된 Z_1 과 f_{sl} 의 관계식 식 (3)을 이용하면 식 (20)과 같이 Z_1 의 차이를 알 수 있다.

$$Z_{1,new} \cong Z_{1,old} + Z_0 \left\{ \left(\tan \frac{\pi f_o}{2f_{sl}^D} \right)^{-2} - \left(\tan \frac{\pi f_o}{2f_{sl}^M} \right)^{-2} \right\} \quad (20)$$

여기서는 $Z_{1,new} = 63.93 \Omega$ 로 수정되어졌다.

그림 12는 이와 같은 방법으로 구한 여파기를 유전 손실(dielectric loss tangent=0.0002) 및 도선 손실(두께=1.8 um, 도전율 $4.087 \times 10^7 \text{ } \Omega/m$)을 고려하여 EM 시뮬레이션 한 결과이다. 손실이 존재할 경우, 회로 시뮬레이션 결과는 손실이 없는 이상적인 회로 시뮬레이션 결과와 약간의 중심 주파수 차이를 보이며, 여기서는 Z_1 의 길이를 조절하여 중심 주파수를 같게 하였다. Z_1 의 물리적 파라미터는 $w=5.6 \text{ mil}$, $l=96.2 \text{ mil}$ 로 조정되었다. 그림 12는 통과 대역 및 반사 손실이 설계치와 같은 결과임을 보여 준다.

2-3 제작 및 측정

그림 13은 설계된 SIR 평행 결합 선로를 이용한

그림 13. 제작된 여파기 사진
Fig. 13. The photograph of a fabricated filter.

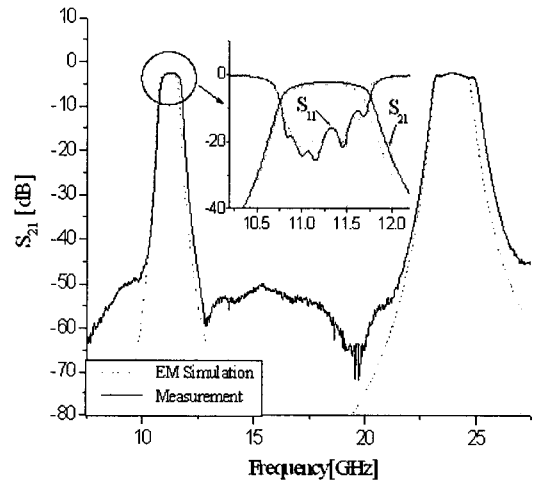


그림 14. 측정 결과
Fig. 14. The measurement results.

대역 통과 여파기를 제작한 사진이다. 50 Ω 선로를 포함한 전체 크기는 1,000 mil×400 mil이며, 기판은 비유전율 $\epsilon_r=9.7(@10 \text{ GHz})$, 두께 $h=10 \text{ mil}$ 인 Alumina를 사용하였다.

제작된 여파기는 Anritsu사의 test fixture를 이용 TRL calibration 마치고, 커넥터 장착 없이 측정할 수 있었으며, 그 결과는 그림 14와 같다. 중심 주파수, 두 번째 통과 대역 및 반사파 특성은 EM 시뮬레이션과 같은 결과를 얻을 수 있으나 통과 대역폭이 0.5% 정도 증가하였다. 이는 기판 비유전율의 차이 때문이라 사료된다.

III. 결 론

본 논문에서는 여파기 설계시 발생하는 선로 종단면의 fringing capacitance와 각 전송선간 step 임피던스 불연속 영향으로 발생하는 여파기 성능 열화를

보였고, 이를 해결하는 방법으로 결합 선로를 포함한 공진기를 이용하여 Q_L 차이를 여파기 설계에 적용하는 방법과 첫 번째 고주파 통과 대역의 중심 주파수 차이를 적용하는 방법을 제시하였다. 이와 같은 방법을 적용하여 fringing capacitance와 step 임피던스 불연속 영향이 큰 높은 주파수의 평행 결합 선로를 이용한 대역 통과 여파기를 제작하고 EM 시뮬레이션 결과와 측정치를 비교함으로써 방법의 타당성을 보였다. 여파기 설계가 각 공진기의 결합으로 이루어지므로 본 논문에서 제시한 방법은 공진기의 Q_L 를 확인할 수 있고, 그 차이를 보상할 수 있는 모든 형태의 여파기에 활용 가능할 것이다.

참고 문헌

[1] S. B Cohn, "Parallel-coupled transmission-line resonator filter", *IRE Trans. Microwave Theory and Tech.*, pp. 223-231, 1958.
 [2] M. Makimoto, S. Yamashita, "Bandpass filter using parallel coupled stripline stepped impedance resonator", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. MTT-28, no. 12, Dec. 1980.
 [3] T. Lopetegi, Migule A. G. Laso, J. Hernandez, M. Bacaicoa, D. Benito, M. J. Garde, M. Sorolla, and M. Guglielmi, "New microstrip wiggly line filters with spurious passband suppression", *IRE Trans.*

Microwave Theory and Tech., vol. 49, no. 9, Sep. 2001.

[4] 김봉수, 이재욱, 송명선, "고조파 감쇠특성을 향상시킨 변형된 마이크로스트립 여파기", 한국전자과학회논문지, 13(10), pp. 1054-1060, Dec. 2002.
 [5] S. B Cohn, "Problems in strip transmission lines", *IRE Trans. Microwave Theory and Tech.*, vol. 3, pp 119-126, May 1955.
 [6] J. B. Ness, "A unified approach to the design, measurement, and tuning of coupled-resonator filters", *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, vol. 46, no. 4, pp. 343-351, Apr. 1998.
 [7] H. M. Lee, C. M. Tsai, "Improved coupled-microstrip filter design using effective even-mode and odd-mode characteristic impedances", *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, vol. 53, Sep. 2005.
 [8] G. L. Matthaei, L. Young, and E. M. Jones, *Microwave Filters, Impedance-Matching Networks, and Coupling Structures*, New York : McGraw-Hill, 1964.
 [9] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, John Wiley & Sons, Inc., 1998.
 [10] D. Kajfez, S. Govind, "Effect of difference in odd- and even-mode wavelengths on a parallel-coupled bandpass filter", *Electron. Lett.*, vol. 11, pp. 117-118, Mar. 1975.

양 승 식



2003년 2월: 충남대학교 전파공학과 (공학사)
 2005년 2월: 충남대학교 전파공학과 (공학석사)
 2005년 3월~현재: 충남대학교 전파공학과 박사과정
 [주 관심분야] 초고주파 능동회로 및 시스템, MMIC 설계

염 경 환



1976년~1980년: 서울대학교 전자공학과 (공학사)
 1980년~1982년: 한국과학기술원 전기 및 전자과 (공학석사)
 1982년~1988년: 한국과학기술원 전기 및 전자과 (공학박사)
 1988년 3월: 금성전기(주) 소재부품연구소 선임연구원 (MIC팀 팀장)
 1990년 3월: 금성전기(주) 소재부품연구소 책임연구원
 1991년 5월: 금성정밀(주) 기술연구소 연구1실 책임연구원
 1991년 8월: (주) LTI
 1999년 10월~현재: 충남대학교 전파공학과 교수
 [주 관심분야] 초고주파 능동회로 및 시스템, MMIC 설계