

증가된 대역폭을 갖는 SRR 기반 대역 저지 여파기

Split Ring Resonator-Based Bandstop Filter with an Enhanced Bandwidth

우 덕 제 · 이 택 경 · 이 재 욱

Duk-Jae Woo · Taek-Kyung Lee · Jae-Wook Lee

요 약

본 논문에서는 split ring resonator(SRR)를 이용한 대역 저지 여파기의 저지 대역을 넓히는 방법을 제안하였다. 광대역 저지 특성을 얻기 위해, 마이크로스트립 전송 선로의 접지면에 위치한 원형의 defected ground structure(DGS) 내부에 SRR을 삽입하였다. DGS 내부에 SRR을 삽입하면 신호선과 SRR 사이의 강한 자기 결합이 일어나며, 그로 인해 넓은 저지 대역을 얻을 수 있다. 제안된 구조의 타당성을 증명하기 위하여 신호선 양옆에 SRR을 위치시킨 대역 저지 여파기와 제안된 대역 저지 여파기를 비교하였다. 제안된 구조가 기존의 구조보다 매우 넓은 저지 대역을 갖는 것을 시뮬레이션 및 제작한 결과로 확인하였다.

Abstract

In this paper, a new method to enhance the stop bandwidth of the compact microstrip bandstop filter based on split ring resonator(SRR) was proposed. To achieve wide stop bandwidth, we incorporated the SRR within the circular etched pattern of the defected ground structure(DGS). By incorporating the SRR within the circular etched pattern, a high magnetic coupling between SRR and signal line can be achieved. The high magnetic coupling enables the proposed structure to achieve a wide stop bandwidth. To verify the feasibility of the proposed structure, the proposed bandstop filter was compared with conventional bandstop filter employing SRRs which have been etched at both sides of the signal line. Simulation and experimental results show that the proposed structure provides an enhanced stop bandwidth compared with the conventional structure.

Key words : Split Ring Resonator(SRR), Defected Ground Structure(DGS), Enhanced Bandwidth

I. 서 론

최근 몇 년 사이, 일반적으로 자연계에서 존재하지 않는 특이한 전자기적인 특성을 갖는 Metamaterial(MTM) 구조에 대한 연구가 활발히 진행되고 있다. MTM은 음의 투자율이나 음의 유전율 혹은 투자율과 유전율이 모두 음의 값을 갖도록 인위적으로 만든 구조물이다. 그 중에서 가장 눈길을 끄는 것은

음의 투자율과 음의 유전율을 동시에 갖는 Double Negative(DNG) 물질이다. DNG 물질 내에서는 전기장, 자기장, 전파의 진행 방향이 왼손 법칙을 따르게 되므로 Left-Handed Metamaterial(LHM)이라 부르며, 위상과 그룹 속도가 반대의 방향을 향하며 진행되는 특징을 나타낸다. 이러한 전자기적 특징이 음의 굴절률, 도플러 효과 반전 등의 현상을 나타낸다는 사실이 Veselago에 의해서 이미 30여 년 전에 연구되었

한국항공대학교 항공전자 및 정보통신공학부(School of Electronics, Telecommunication and Computer Engineering, Korea Aerospace University)

· 논문 번호 : 20100330-036

· 교신저자 : 이택경(e-mail : tklee@kau.ac.kr)

· 수정완료일자 : 2010년 5월 6일

다^[1]. 이러한 매혹적인 전자기적 특징에도 불구하고 실제 실험으로 LHM이 구현된 것은 2000년도 Smith와 그의 동료들에 의해서였다^[2]. 연구진은 특정 주파수에서 음의 유전율을 갖는 금속 막대의 배열과 음의 투자율을 갖는 Split Ring Resonators(SRRs)^[3]을 조합하여 음의 굴절율을 갖는 인공적인 구조물을 만드는데 성공하였다. 특히, 이러한 LHM의 기본 구조인 금속 막대와 SRR은 평면 형태로 쉽게 구현이 가능한 구조이기 때문에, 평면 형태의 초고주파 회로에 적용하여 MTM의 다양한 전자기적 특성을 가지고 있는 새로운 개념의 초고주파 회로를 설계할 수 있는 장점을 가지고 있다. 음의 투자율을 가지고 있는 SRR을 동일 평면 도파관(Coplanar Waveguide: CPW)의 유전체 아래쪽에 주기적으로 배열한 프린팅한 대역 저지 여파기가 발표되었으며^[4], 이러한 구조에 신호선과 접지면 사이를 금속 스트립으로 연결하여(음의 유전율 구현) 대역 통과 여파기를 설계한 논문이 발표되었다^[5]. 이밖에도 마이크로스트립 전송 선로의 신호선 양단에 SRR을 위치시켜 회로의 불요 주파수를 억압하는 방법에 대한 논문도 발표되었다^[6].

음의 투자율을 갖는 SRR은 전기적으로 매우 작은 구조(sub-wavelength structure)로써, CPW나 마이크로스트립 전송 선로에 적용하면 매우 작은 크기의 대역 저지 여파기를 구현할 수 있다. 하지만, 근본적으로 좁은 대역폭은 여전히 극복해야 할 연구 대상이다. 본 논문에서는 SRR을 기반으로 한 마이크로스트립 대역 저지 여파기의 저지 대역폭을 확장시킬 수 있는 방법을 제안하였다. 2장에서는 SRR이 삽입된 마이크로스트립 전송 선로의 기본적인 구조와 등가회로 및 동작 원리에 대하여 설명하였으며, 3장에서는 본 논문에서 제안하는 광대역 특성을 갖는 대역 저지 여파기의 구조 및 특성을 기존 구조와 비교하여 설명하였다.

II. SRR이 삽입된 마이크로스트립 전송 선로

이번 장에서는 SRR이 삽입된 마이크로스트립 전송 선로의 등가회로를 통하여 억압 대역폭이 어떠한 회로 값과 연관이 있는지 수식적으로 확인할 것이고, 이를 바탕으로 억압 대역폭을 확장할 수 있는 방법을 제시할 것이다. 그림 1은 마이크로스트립 전송

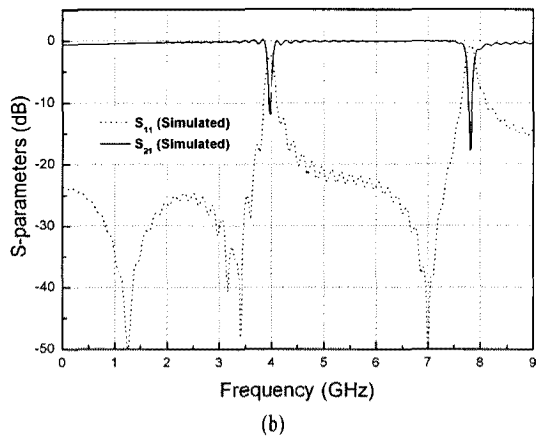
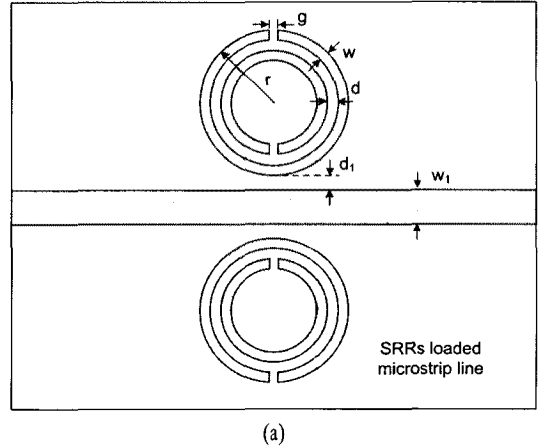


그림 1. SRR이 삽입된 마이크로스트립 전송 선로(a)와 시뮬레이션 결과(b)
 Fig. 1. SRRs loaded microstrip line(a) and simulation results(b).

선로의 신호선 양옆에 SRR을 프린팅한 구조를 보여주고 있다. 충분한 억압 레벨을 얻기 위해서는 신호선과 SRR과의 강력한 자기 결합이 필요하기 때문에 신호선에 최대한 가깝게 SRR을 위치시켰다^[6].

그림 1(a)에 표현된 각각의 면적을 $r=2\text{ mm}$, $w=d=d_1=g=0.2\text{ mm}$ 으로 설계한 후에 CST사의 MWS(Microwave Studio)를 사용하여 계산된 산란계수를 그림 1(b)에 나타내었다. 기판은 비 유전상수가 10.2이고, 두께가 1.27 mm인 RO3010을 사용하였다. 전송 선로의 특성 임피던스를 50 Ω 으로 하기 위하여 $w_1=1.2\text{ mm}$ 로 설정하였다. 시뮬레이션 결과, SRR과 신호선과의 자기 결합에 의하여 공진 주파수 3.97 GHz를 중심으로 신호를 억압하는 특성을 나타냄을 알 수

있다. SRR은 한 파장 공진기로 동작하기 때문에 분포 소자의 특성상 기본 공진 주파수의 두 배수 근처인 7.94 GHz에서 불요 공진이 일어남을 확인할 수 있다. SRR이 삽입된 마이크로스트립 전송 선로의 등가회로는 그림 2(a)와 같이 나타낼 수 있다^[7]. SRR을 하나의 LC 공진기로 표현하였으며, 이러한 두 개의 공진기가 신호선과 자기적으로 결합되어 있는 것으로 모델링하였다. 여기서 L_s 와 C_s 는 SRR의 인덕턴스와 캐패시턴스이며, L_l 과 C_l 은 SRR을 포함하고 있는 전송 선로의 인덕턴스이다. 신호선과 SRR은 상호인덕턴스 $L_m = k_m(L_l L_s)^{1/2}$ 로 자기적으로 결합되어 있으며, 여기서 k_m 는 신호선과 공진기 사이의 자기 결합계수이다. 일반적으로 자기 결합이나 전기결합으로 표현된 등가회로는 회로의 전자기적인 특징을 파악하기가 쉽지 않다. 이런 경우, 등가의 임피던스나 어드미턴스를 갖는 회로로 바꾸어 표현하면 회로의 전자기적인 성능 파악이 수월해진다. 자기 결합으로 표현된 그림 2는 등가의 임피던스를 갖는 회로로 대치 가능하다. 등가의 임피던스는 그림 2(a)의 $T \sim T'$ 사이의 전압 v_l 을 전류 i_l 로 나눈 값으로 표현된다. 등가 임피던스를 계산하기 위하여, 그림 2(b)와 같이 폐회로 방정식을 세우기 위한 등가회로를 도입할 수 있다. 기준면 $T \sim T'$ 에서 바라본 등가 임피던스를 구하기 위해서 아래와 같은 회로 폐회로 방정식을 세울 수 있다.

$$j\omega L_l i_l + j\omega 2L_m i_s = v_l \tag{1}$$

$$j\omega L_s i_s + \frac{1}{j\omega C_s} i_s + j\omega L_m i_l = 0 \tag{2}$$

여기서 등가 임피던스 $Z_{eq} = v_l / i_l$ 이므로, 식 (2)에서 i_s 를 i_l 에 관한 식으로 표현하여 식 (1)에 대입하면, 등가 임피던스는

$$Z_{eq} = \frac{v_l}{i_l} = j\omega L_l + \frac{2\omega^2 L_m^2}{j\omega L_s + \frac{1}{j\omega C_s}} \tag{3}$$

이 된다. 결과적으로 SRR이 삽입된 마이크로스트립 전송 선로의 등가회로를 등가 임피던스로 간단히 표현하면 그림 3과 같이 나타낼 수 있다. 그림 3에 표현된 인덕턴스와 캐패시턴스는 주파수의 함수이며,

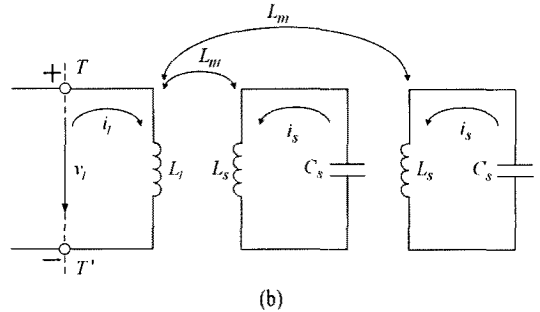
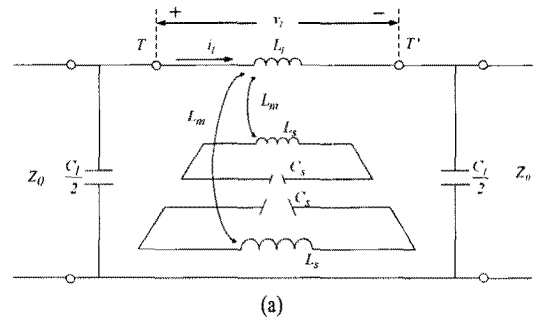


그림 2. SRR이 삽입된 마이크로스트립 전송선로의 등가회로(a)와 폐회로 방정식을 위한 회로 (b)

Fig. 2. Lumped element circuit model for the SRR loaded microstrip line(a) and circuit for loop-equation formulation(b).

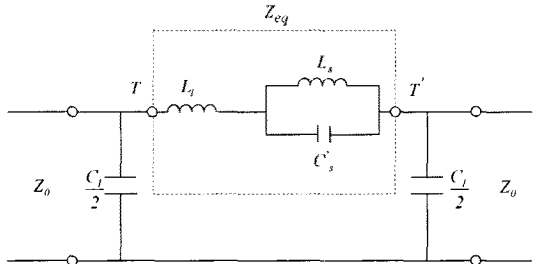


그림 3. 등가 임피던스로부터 공진기로 표현된 등가 회로

Fig. 3. Equivalent circuit model replacing resonator from the equivalent impedance.

각각의 값은

$$L'_s = 2\omega^2 L_m^2 C_s = 2\omega^2 k_m^2 L_l L_s C_s \tag{4}$$

$$C'_s = \frac{L_s}{2\omega^2 L_m^2} = \frac{L_s}{2\omega^2 k_m^2 L_l L_s} = \frac{1}{2\omega^2 k_m^2 L_l} \tag{5}$$

이다. 이 때 공진 각 주파수는

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_s C_s}} = \frac{1}{\sqrt{L_s C_s}} \quad (6)$$

이다. 공진 주파수에서의 L'_s 와 C'_s 의 값은 식 (4)와 식 (5)의 각 주파수에 식 (6)의 공진 각 주파수를 대입하면 아래와 같다.

$$L'_s(\omega_0) = \frac{2L_m^2}{L_s} = \frac{2k^2_m L_l L_s}{L_s} = 2k^2_m L_l \quad (7)$$

$$C'_s(\omega_0) = C_s \frac{L_s^2}{2L_m^2} = C_s \frac{L_s^2}{2k^2_m L_l L_s} = \frac{C_s L_s}{2k^2_m L_l} \quad (8)$$

이때, 공진 주파수 부근에서의 억압 주파수 대역은 아래와 같은 수식에 비례하게 된다.

$$BW \propto \sqrt{\frac{L'_s(\omega_0)}{C'_s(\omega_0)}} = 2k^2_m L_l \sqrt{\frac{1}{L_s C_s}} \quad (9)$$

식 (9)의 결과를 통해서 알 수 있는 사실은 억압 대역폭을 증가시키기 위해서는 SRR의 인덕턴스와 캐패시턴스를 줄이고, 선로의 인덕턴스를 증가시키고, 선로와의 자기 결합을 증가시키는 것이다. SRR은 공진 주파수를 결정하게 되면 크기와 선로의 인덕턴스가 거의 결정이 되기 때문에, 이러한 회로 값을 변화시켜 대역폭을 확장시키려는 시도는 의미가 없는 작업일 것이다. 결국, 대역폭을 확장하기 위해서는 신호선과 SRR 사이의 자기 결합 계수가 커질 수 있는 방법을 찾아야 한다.

본 논문에서는 SRR을 이용한 대역 저지 여파기의 대역폭을 증가시키기 위하여 Defected Ground Structure(DGS)의 전자기적인 특징을 이용하였다. 3장에서는 제안된 대역 저지 여파기의 구조와 전자기적인 특징에 대하여 설명하였으며, 기존의 구조와 비교하여 제안된 방법의 타당성을 확인하였다.

III. 광대역 대역 저지 여파기

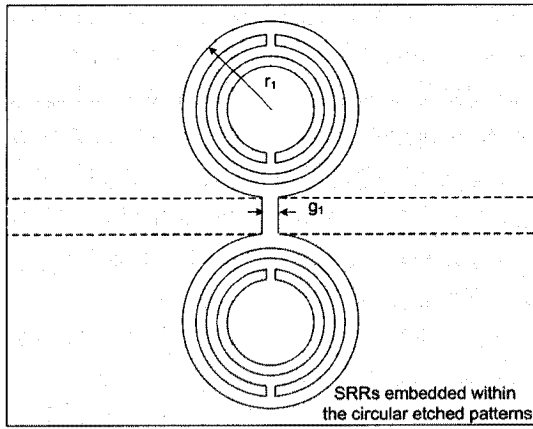
3-1 광대역 SRR 공진기 설계

접지면 결합구조(Defected Ground Structure: DGS)는 마이크로스트립 전송 선로나 CPW의 접지면을 특정 모양으로 식각한 구조로써, 공진 주파수를 중심으로 신호의 진행을 억압하는 특성을 가지고 있

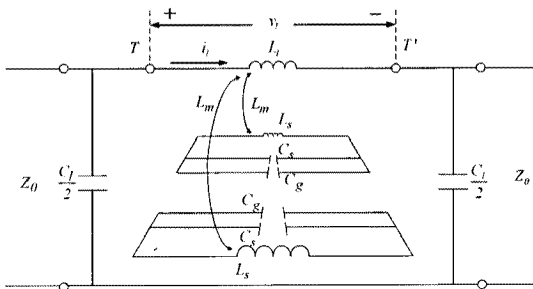
다. DGS는 기존의 Electromagnetic Band Gap(EBG) 구조에 비하여 성능 예측이 쉽고 적은 배열로도 충분한 신호 억압 레벨을 갖기 때문에 초고주파 및 밀리미터파 회로에 다양한 형태로 응용이 되고 있다^{[8],[9]}. 특히, 아령 형태의 DGS는 매우 넓은 대역 저지 특성을 가지고 있기 때문에, 저역 통과 여파기 및 회로의 불요 주파수를 억압하는데 매우 효과적인 성능을 발휘하고 있다^{[10],[11]}.

아령 형태의 DGS는 구조상 신호 선에 의해 발생하는 대부분의 자기장이 접지 면에 위치한 커다란 식각 면을 통과하게 된다. 따라서 SRR을 DGS의 식각 면에 삽입하게 되면 SRR과 신호선과의 강력한 자기 결합을 기대할 수 있다. 2장에서 설명하였듯이, 자기 결합이 강하게 되면 대역 저지 여파기의 저지 대역폭이 확장되는 효과를 얻을 수 있다.

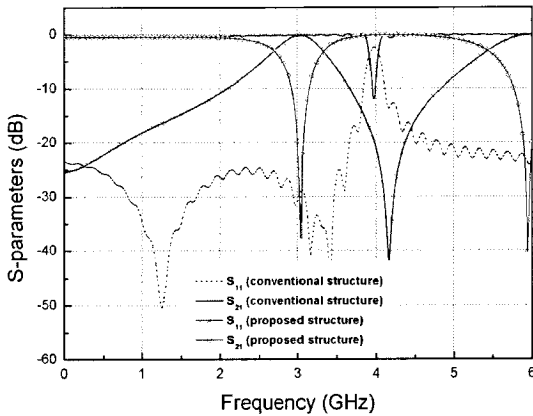
그림 4(a)는 마이크로스트립 전송 선로의 접지 면에 식각된 아령형 DGS의 내부에 SRR을 삽입한 구조를 보여주고 있다. 제안된 구조는 SRR과 원형 개구면을 둘러싸고 있는 도체 사이의 캐패시턴스 성분이 존재하기 때문에, 그림 4(b)와 같이 그림 2(a)의 등가회로에 병렬로 연결된 C_g 를 추가한 형태로 등가회로 모델링이 가능하다. 신호선 양옆에 SRR을 위치시켰을 때와 비교하기 위하여, 그림 1에 표현된 SRR과 같은 크기를 갖도록 정하였으며, 원형 식각면의 반지름 $r_1=2.2$ mm, 두 식각 면을 연결하는 갭 $g=0.4$ mm로 설계하였다. 그림 4(c)의 시뮬레이션 결과로부터, 기존의 구조는 공진 주파수 3.97 GHz, 3-dB 대역폭 0.12 GHz로 3 %의 상대적인 대역폭(fractional bandwidth)을 나타내며, 제안된 구조는 3.04 GHz의 공진 주파수, 0.65 GHz의 3-dB 대역폭을 갖기 때문에 상대적인 대역폭이 21.4 %인 것을 알 수 있다. 즉, 제안된 구조가 기존의 구조에 비하여 7.13 배의 증가된 대역폭을 갖고 있음을 확인할 수 있다. SRR을 원형의 식각 면에 삽입함으로써 공진 주파수가 3.97 GHz에서 3.04 GHz로 감소하였다. 이런 현상은 SRR과 원형 식각 면을 둘러싸고 있는 도체 사이의 추가적인 캐패시턴스(C_g)의 영향 때문으로 예측할 수 있다. SRR이 한 광장 공진기로 동작하기 때문에, 기본 공진 주파수(3.04 GHz)의 두 배수 근처인 5.94 GHz에서 불요 공진이 나타나는 것을 확인할 수 있다.



(a)



(b)



(c)

그림 4. DGS 내부에 삽입된 SRR(a)와 등가회로(b) 및 기존 구조와의 시뮬레이션 결과(c)

Fig. 4. SRRs embedded within the circular etched patterns of the DGS(a), its equivalent circuit(b) and comparative simulation results with conventional structure(c).

그림 5는 기존의 구조와 제안한 구조의 시뮬레이션 결과와 제작하여 측정된 결과를 보여주고 있다. 시뮬레이션 결과와 제작 결과 사이에 약간의 오차가

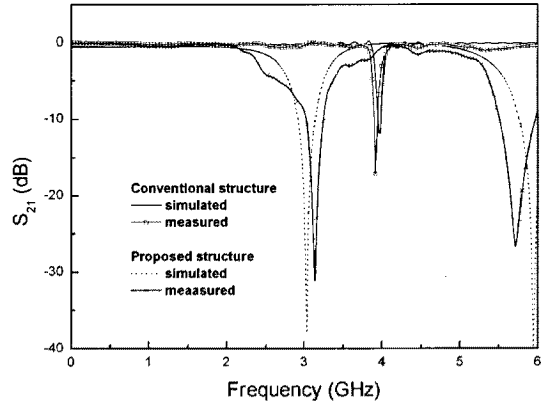


그림 5. 기존 구조와 제안된 구조의 시뮬레이션 및 측정된 주파수 전달 특성

Fig. 5. Simulated and measured transfer characteristics for the conventional and proposed structure.

표 1. 기존 구조와 제안된 구조의 공진 주파수, 반 전력 대역폭 및 상대 대역폭

Table 1. Resonance frequencies and 3-dB bandwidths and fractional bandwidths of the conventional and proposed structure.

	기존 구조		제안된 구조	
	계산	측정	계산	측정
공진 주파수 (GHz)	3.97	3.92	3.04	3.14
반 전력 대역폭(GHz)	0.12	0.13	0.65	0.72
상대 대역폭 (%)	3	3.3	21.4	22.9

발생하였지만, 이는 전자장 해석 틀의 부정확성, 유전체 손실, 도체 손실, 방사 손실 및 제작상의 오차 등으로 기인한 결과로 볼 수 있다. 시뮬레이션 결과와 제작된 결과를 표 1에서 자세히 비교하였다. 제안된 구조의 측정 결과를 보면, 공진 주파수(3.14 GHz)보다 낮은 주파수 대역에서 부정확한 모습을 보이기 때문에, 공진 주파수보다 높은 반 전력 주파수(3.5 GHz)를 기준으로 반 전력 대역폭을 계산하였다. 측정 결과를 기준으로, 제안된 구조가 기존의 구조보다 6.94배 넓은 상대 대역폭과 0.78 GHz 낮은 공진 주파수 특성을 갖는 것을 확인할 수 있다.

3-2 대역 저지 여파기 제작

3-1절에서 제안한 구조를 바탕으로, 3단 및 5단의

광대역 대역 저지 여파기를 제작하였다. 특성 비교를 위하여 신호선 양단에 SRR을 삽입한 3단 및 5단의 대역 저지 여파기 제작도 병행하였다. SRR의 크기 및 DGS의 크기는 그림 1과 그림 4에 표현된 구조와 동일하게 설계하였으며, 배열되는 SRR 중심점 사이의 거리는 5 mm로 설정하였다.

그림 6(a)와 (b)는 신호선 옆에 SRR을 위치시킨 기존의 3단 대역 저지 여파기와 DGS의 원형 식각면에 SRR을 위치시킨 3단 대역 저지 여파기의 측정된 산란계수 결과이다. 기존 3단 여파기는 중심 주파수 3.92 GHz를 중심으로 0.28 GHz의 반 전력 대역폭(3.78~4.06 GHz)을 나타내는데 비해, 제안된 구조

는 중심 주파수 3.15 GHz를 중심으로 1.04 GHz의 넓은 반 전력 대역폭(2.63~3.67 GHz) 특성을 나타내고 있다. 또한 기존의 구조가 반 전력 대역에서 -13 dB 이하의 억압 수준을 갖는데 비해, 제안된 구조는 억압대역에 걸쳐 -19 dB 이하의 양호한 억압 수준을 보여주고 있다.

그림 7에서는 동일한 방법으로 설계한 두 개의 5단 대역 저지 여파기의 측정된 산란계수를 보여주고 있다. 3단으로 설계했을 때보다 억압 수준이 향상됨을 알 수 있다. 신호선 양 옆에 SRR을 위치시킨 여파기의 경우 3.88 GHz를 중심으로 0.29 GHz의 반 전력 대역폭(3.73~4.02 GHz)을 나타내며, DGS의 원형

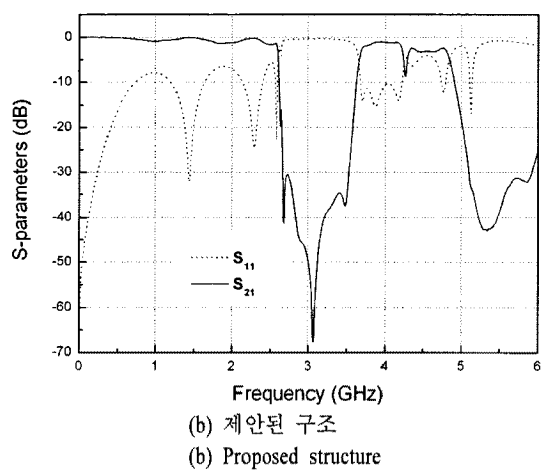
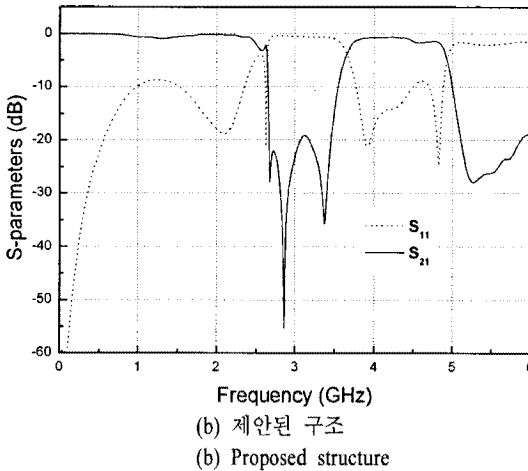
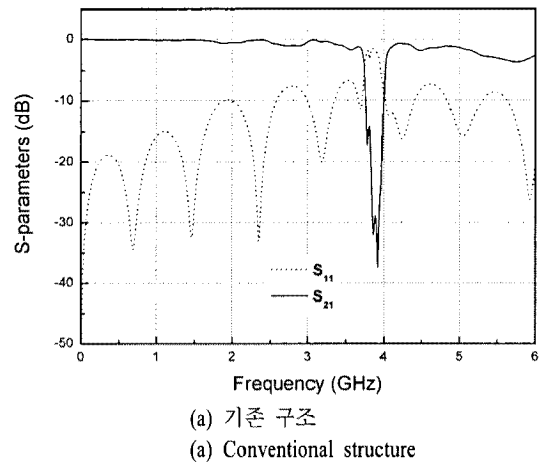
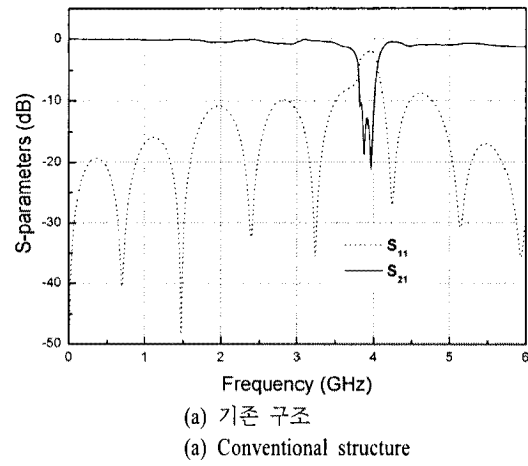


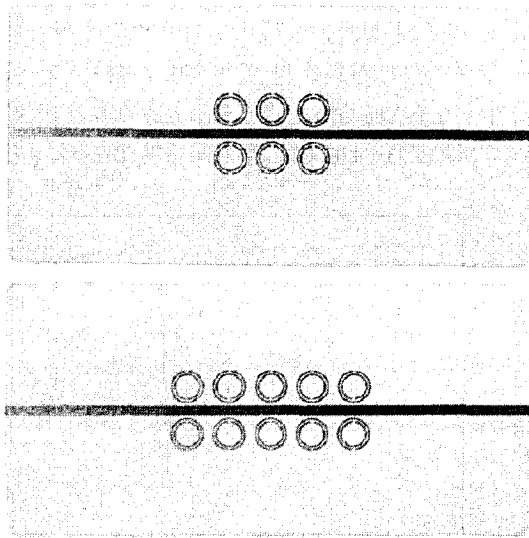
그림 6. SRR을 사용한 3단 대역 저지 여파기의 측정된 주파수 응답 특성

Fig. 6. Measured frequency responses for the three-stage bandstop filters using SRR.

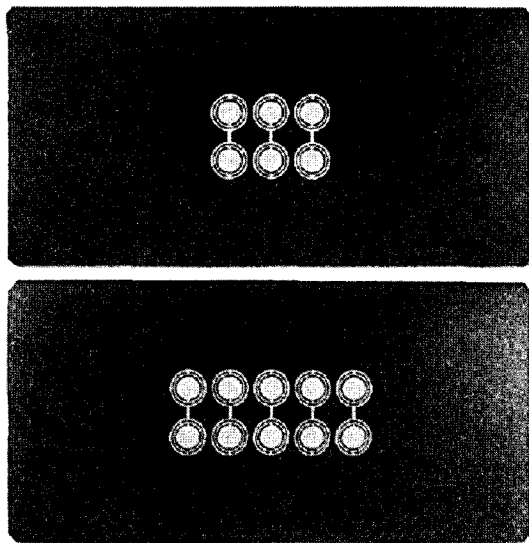
그림 7. SRR을 사용한 5단 대역 저지 여파기의 측정된 주파수 응답 특성

Fig. 7. Measured frequency responses for the five-stage bandstop filters using SRR.

식각 면에 SRR을 위치시킨 5단 여파기의 경우는 중심 주파수가 3.14 GHz이고, 반 전력 대역폭이 1.09 GHz(2.59~3.68 GHz)로 측정되었다. 제작된 두 구조 모두가 반 전력 대역에 걸쳐 약 -30 dB 이하의 양호한 주파수 억압 수준을 보여주는 것으로 관측되었다. 제작된 대역 저지 필터들의 측정 결과를 표 2에 정리하여 비교하였다.



(a) 기존 구조
(a) Conventional structures



(b) 제안된 구조
(b) Proposed structures

그림 8. 제작된 3단 및 5단 대역 저지 여파기
Fig. 8. Fabricated three- and five-stage bandstop filters.

표 2. 제작된 대역 저지 여파기들의 측정 결과
Table 2. Measured results for the fabricated bandstop filters.

	3단 필터		5단 필터	
	기존 구조	제안된 구조	기존 구조	제안된 구조
중심 주파수 (GHz)	3.92	3.15	3.88	3.14
반 전력 대역폭(GHz)	0.28	1.04	0.29	1.09
상대 대역폭 (%)	7.1	33	7.5	34.7
억압 수준 (dB)	-13	-19	-29	-30

그림 8은 제작된 3단 및 5단 대역 저지 여파기의 모습이다. SRR이 삽입된 면적은 3단 여파기인 경우, 기존 구조가 14.4 mm×9.6 mm이고, 제안된 구조가 14.4 mm×10 mm이다. 5단 여파기인 경우, 기존 구조의 면적은 24 mm×9.6 mm이며, 제안된 구조의 면적은 24.4 mm×10 mm이다.

IV. 결 론

본 논문에서는 SRR을 기반으로 하는 대역 저지 여파기의 저지 대역을 확장하는 방법을 제안하였다. 광대역 저지 특성을 얻기 위해, 마이크로스트립 전송 선로의 접지 면에 위치한 DGS의 원형 식각 면 내부에 SRR을 위치시켰다. 제안된 구조는 신호선과 SRR 사이의 강력한 자기 결합이 발생하므로, SRR을 신호선 양옆에 위치시킨 기존의 구조에 비하여 매우 넓은 저지 대역 특성을 얻을 수 있다. 또한 추가적인 캐패시턴스로 인하여 공진 주파수가 감소하는 것을 확인하였다. 제안된 구조와 기존의 구조를 다 단으로 확장하여 대역 저지 여파기를 제작하였으며, 측정 결과 제안된 구조가 매우 넓은 저지 대역을 갖는 대역 저지 여파기로 동작함을 확인하였다. 제안된 구조는 회로의 불요 주파수를 억압하는데 다양한 형태로 이용이 가능하며, 대역 통과 여파기, CRLH 전송 선로의 설계 등 마이크로파 및 밀리미터파 회로의 성능 향상에 도움을 줄 것으로 기대된다.

참 고 문 헌

- [1] V. G. Veselago, "The electrodynamics of substances with simultaneously negative values of ϵ and μ ", *Sov. Phys.-Usp.*, vol. 10, pp. 509-514, 1968.
- [2] D. R. Smith, W. J. Padilla, D. C. Vier, S. C. Nemat-Nasser, and S. Schultz, "Composite medium with simultaneously negative permeability and permittivity", *Phys. Rev. Lett.*, vol. 84, no. 18, pp. 4184-4187, May 2000.
- [3] J. B. Pendry, A. J. Holden, D. J. Robbins, and W. J. Stewart, "Magnetism from conductors and enhanced nonlinear phenomena", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 47, no. 11, pp. 2075-2084, Nov. 1999.
- [4] F. Martín, F. Falcone, J. Bonache, T. Lopetegui, R. Marqués, and M. Sorolla, "Miniaturized coplanar waveguide stopband filters based on multiple tuned split ring resonators", *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 13, no. 12, pp. 511-513, Dec. 2003.
- [5] F. Falcone, F. Martín, J. Bonache, R. Marqués, T. Lopetegui, and M. Sorolla, "Left handed coplanar waveguide band pass filters based on bi-layer split ring resonators", *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 14, no. 1, pp. 10-12, Jan. 2004.
- [6] J. García-García, F. Martín, F. Falcone, J. Bonache, I. Gil, T. Lopetegui, M. A. G. Laso, M. Sorolla, and R. Marqués, "Spurious passband suppression in microstrip coupled line band pass filters by means of split ring resonators", *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 14, no. 9, pp. 416-418, Sep. 2004.
- [7] J. D. Baena, J. Bonache, F. Martín, R. M. Sillero, F. Falcone, T. Lopetegui, M. A. G. Laso, J. García-García, I. Gil, M. F. Portillo, and M. Sorolla, "Equivalent-circuit models for split-ring resonators and complementary split-ring resonators coupled to planar transmission lines", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 53, no. 4, pp. 1451-1461, Apr. 2005.
- [8] Chul-Soo Kim, Jun-seok Park, Dal Ahn, and Jae-Bong Lim, "A novel 1-D periodic defected ground structure for planar circuits", *IEEE Microwave and Guided Wave Lett.*, vol. 10, no. 4, pp. 131-133, Apr. 2000.
- [9] D. J. Woo, T. K. Lee, "Suppression of harmonics in Wilkinson power divider using dual-band rejection by asymmetric DGS", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 53, no. 6, pp. 2139-2144, Jun. 2005.
- [10] D. Ahn, J. S. Park, C. S. Kim, J. N. Kim, Y. Qian, and T. Itoh, "A design of the low-pass filter using the novel microstrip defected ground structure", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 49, no. 1, pp. 86-93, Jan. 2001.
- [11] J. S. Lim, C. S. Kim, D. Ahn, and Y. C. Jeong, "Design of low-pass filter using defected ground structure", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 53, no. 8, pp. 2539-2545, Aug. 2005.

우 덕 제



2002년 2월: 한국항공대학교 항공 전자공학과 (공학사)
2005년 2월: 한국항공대학교 항공 전자공학과 (공학석사)
2010년 2월: 한국항공대학교 항공 전자공학과 (공학박사)
2010년 4월~현재: 한국항공대학교 항공전자연구소 연구원

[주 관심분야] 주기구조의 모델링 및 회로 응용, 능·수동 소자 모델링, 안테나

이 재 욱



1992년 2월: 한양대학교 전자공학과 (공학사)
1994년 2월: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 (공학석사)
1998년 2월: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 (공학박사)
1998년 3월~2004년 2월: 한국전자통신연구원 디지털방송연구단 전파기반연구그룹

2004년 3월~현재: 한국항공대학교 항공전자 및 정보통신공학부, 전자 및 항공전자 전공, 부교수

[주 관심분야] 마이크로파 및 밀리미터파 능·수동 소자 해석 및 설계, EMI/EMC 대책 기술, 고출력 증폭기 및 고출력 안테나 설계

이 택 경



1983년 2월: 고려대학교 전자공학과 (공학사)
1985년 2월: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 (공학석사)
1990년 2월: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 (공학박사)
1990년 5월~1991년 4월: Univ. of Texas at Austin, Post-Doctoral Fellow

1991년 9월~1992년 2월: 한국과학기술원 정보전자연구소 연구원

2001년 7월~2002년 7월: Univ. of Illinois, Urbana-Champaign, Associate Visiting Research Professor

1992년 3월~현재: 한국항공대학교 항공전자 및 정보통신공학부 교수

[주 관심분야] 마이크로파, 안테나, 전자파 해석, 레이더