

MNG 메타 인공 물질을 이용한 T-SRR 및 저손실 대역통과 필터의 설계

윤기철¹ · 김성철^{2*}

Design of the T-SRR and Low Loss Band-pass Filter Using MNG Metamaterial

Ki-cheol Yoon¹ · Seong-cheol Kim^{2*}

¹ RFIC Research Center, Kwangwoon University, Seoul 139-701, Korea

² Department of Railroad Electrical System Engineering, Woosong University, Daejeon 300-718, Korea

요 약

본 논문은 MNG (mu-Negative) 메타 인공 물질을 이용한 T-SRR (Triple Split Ring Resonator)을 제안하여 3단의 저손실 대역통과 필터를 응용 설계를 하였다. 제안된 대역통과 필터는 낮은 유전율을 가진 기판 위에 T-SRR의 크기를 자유롭게 조절할 수 있고 $\lambda/4$ 전송선로를 적용하여 저손실 대역통과필터로 응용설계함. 또한 군사용 위성통신 대역의 I-밴드 10 GHz 중심 주파수에서, 필터 내의 T-SRR의 QL값은 184이며, 필터의 대역폭은 10 % 일 때, 삽입손실 및 반사손실은 각각 1.44 dB 와 17.3 dB의 값을 얻었다. 향후 IPD(Integrated Passive Device)등으로 재설계가 가능할 것임.

ABSTRACT

In this paper, the T-SRR (Triple Split Ring Resonator) using MNG (mu-Negative) meta-material adapted in a low-loss bandpass filter with 3-stages is suggested. The size of the T-SRR in the proposed bandpass filter with low dielectric constant PCB can be easily controlled. And the $\lambda/4$ transmission line theory is applied. The proposed T-SRR and filter have the center frequency of 10 GHz with QL value of 184 for military-satellite communication system in I band. The experimental results of the filter show that the insertion and return losses are 1.44 dB and 17.3 dB with bandwidth of 10 %, respectively. The proposed filter will be redesigned by IPD material etc. Abstract should be placed here. These instructions give you guidelines for preparing papers for JICCE.

키워드 : 크기 조절, 대역통과 필터, 음의 투자율, 메타인공물질, T-SRR

Key word : Adjustable size, Bandpass filter, MNG, meta-material, T-SRR

접수일자 : 2013. 07. 04 심사완료일자 : 2013. 08. 27 게재확정일자 : 2013. 09. 17

* **Corresponding Author** Seong-Cheol Kim(E-mail:kmin@wsu.ac.kr Tel:+82-42-630-9393)

Department of Railroad Electrical System Engineering, Woosong University, Daejeon 300-718, Korea

Open Access <http://dx.doi.org/10.6109/jkice.2013.17.11.2512>

print ISSN: 2234-4772 online ISSN: 2288-4165

©This is an Open Access article distributed under the terms of the Creative Commons Attribution Non-Commercial License(<http://creativecommons.org/licenses/by-nc/3.0/>) which permits unrestricted non-commercial use, distribution, and reproduction in any medium, provided the original work is properly cited.
Copyright © The Korea Institute of Information and Communication Engineering.

I. 서 론

군사용 위성통신망 I(8~10 GHz) 밴드는 주로 대한민국을 비롯하여 5개의 선진국인 공/해군 상에서 군사용 레이더, 위성 항법 장치, 항공 및 미사일 유도 장치 내에 탑재되는 통제용 송수신부 등에 적용되고 있으며 그에 따른 수많은 통신부품들이 내장되어 있다 [1].

그 중에서 원하는 대역만 통과 시켜주기 위한 대역통과 필터는 크기가 작고 집적화가 용이해야 하며 주파수 선택도가 우수해야 한다. 그러므로 크기가 작고 분포정수 소자로 구성된 Q 가 우수한 공진기를 사용해야만 하는데 분포정수 소자를 이용한 평면 구조의 공진기는 Q 값이 유전체 공진기 [2] 혹은 공동(cavity) 공진기 [2]들 보다 상대적으로 낮다. 그럼에도 불구하고 평면 구조에서 Q 값을 높이기 위해 연구를 하는 이유는 시스템의 집적화가 용이하다는 장점을 가지고 있기 때문이다 [2]-[6]. 참고문헌 [2]-[6]의 경우, 평면구조이면서 Q 값을 헤어핀(hair-pin) 공진기보다 개선시켰지만 회로의 크기가 주파수에 결정되므로 크기를 조절하는데 상당히 제한이 따르고 있다. 그러므로 Q 값과 평면 구조를 개선시킨 상태에서 주파수에 제한적인 크기를 자유롭게 조절하기 위해서는 메타인공물질을 사용하는 것이 효과적이다 [7]-[10]. 메타인공물질을 이용하여 공진기의 크기를 조절하기 위해서는 주로 공진기법인 MNG 종류를 사용해야 하며 MNG 효과를 얻기 위해서는 주로 한쪽 끝이 개방된 사각 혹은 링형과 나선형 공진기를 사용하여 음의 정수를 가진 투자율을 얻도록 해야 하는데 장점은 경제적인 단가와 낮은 방사손실 그리고 주파수의 높은 선택도를 가지고 있기 때문에 무선통신 시스템의 적용이 용이하고 이를 실현하기 위해 많은 연구가 진행되고 있다 [8]-[12]. 따라서 본 논문은 MNG 메타 인공물질을 갖는 T-SRR에 대하여 제안을 한다. 일반적인 SRR은 루프가 1단의 경우, 無 커플링으로 존재하고 만일 루프가 2단일 경우, 루프 사이에 한 개의 커플링이 존재하게 된다. 이는 루프 사이에 구성되는 커플링 개수에 따라 Q 값 차가 발생하게 되는데 그 이유는 커플링에 기인되는 전계 및 자계 강도 결합이 높아지므로 높은 Q 를 얻게 된다 [11].

커플링 개수가 많을수록 Q 값이 높아지지만 단점은 SRR의 물리적인 크기가 증가하게 될 것이다 [11]. 그러므로 SRR에서 작은 크기에도 불구하고 높은 Q 값을

얻기 위해 극복한 방법은 MNG 메타인공물질을 이용한 T-SRR에 대해 제안하도록 하였다. 제안된 T-SRR은 크기를 자유롭게 조절할 수 있고 Q 값을 높일 수 있으며 저 손실 대역통과 필터로도 응용 설계가 가능하다.

II. MNG 메타 인공물질의 T-SRR

2.1. T-SRR의 설계

제안된 T-SRR은 그림 1과 같이 3단의 사각형 루프와 루프 사이에 존재하는 커플링으로 구성되어 있어 높은 Q_L (Loaded Quality Factor)을 얻을 수 있다.

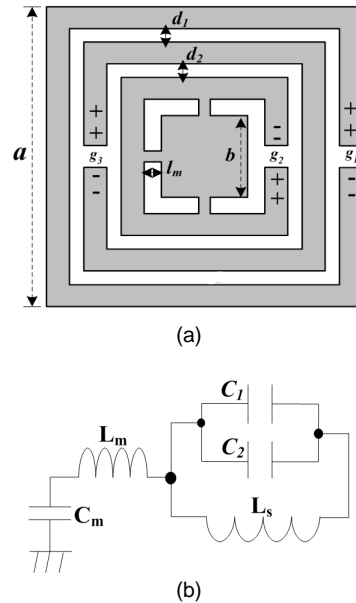


그림 1. MNG 메타인공물질을 이용한 제안된 T-SRR (a) 구조 (b) 등가회로
Fig. 1 Proposed T-SRR with MNG Metamaterial (a) structure (b) equivalent circuit

그림 1(a)는 T-SRR의 구조이며 사각 루프의 길이(a)와 루프 사이의 커플링(d_1, d_2), 루프의 끝의 개방된 커플링(g_1, g_2, g_3) 그리고 T-SRR의 내부에 위치하는 미소 길이(l_m)와 미소 면적(b)을 가진 중앙 패드(pad)로 구성된다. 그림 1(b)는 T-SRR에 대한 등가회로이다. 회로의 구성은 루프 길이(a)에 대한 인덕턴스(L_s)와 커플링

에 관한 캐패시턴스(C_1, C_2)로 구성된다. 이때, C_1, C_2 는 그림 1(a)에 해당하는 커플링의 d_1, d_2 와 g_1, g_2, g_3 에 대한 캐패시턴스의 합이며 C_1 과 C_2 의 합은 C_0 의 기호로 부여하였다. 이는 L_S 와 C_0 가 서로 병렬 구조로 구성되어 있기 때문에 L_C 공진이 발생하게 된다 [6]. 또한 등가 회로에서 L_m 은 그림 1(a)의 미소 길이(l_m)에 대한 인덕턴스이며 C_m 은 미소 면적(b)에 관한 상호 캐패시턴스로 구성된다.

T-SRR의 물리적인 동작은 최초 루프(a)에 시변자계를 입사 하게 되면 패러데이 법칙에 의거하여 시변 자계에 따라 루프(a)에 유도전류가 발생하게 된다 [12]. 이 유도 전류는 렌즈 법칙에 의해 시변자계를 방해하는 방향으로 발생하게 된다 [12]. 그러므로 유도전류는 인가된 시변자계와 반대의 위상을 갖게 되므로 그림 2와 같이 공진 주파수(10 GHz)에서 $+90^\circ$ 로 동작하게 된다 [6, 11].

일반적인 RHM(Right Handed Material) 공진기[7]는 공진 주파수에서 -90° 의 위상을 가지고 동작하도록 되어 있는데 MNG 메타 인공물질을 가진 공진기들은 $+90^\circ$ 의 위상 응답을 가지고 동작되므로 이는 일반적인 공진기와 달리 반대의 위상으로써 자연계에서 존재 할 수 없는 영역에서 동작하게 된다.

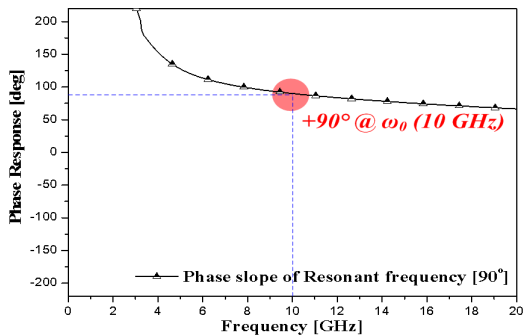


그림 2. T-SRR의 위상 응답에 관한 실험결과
 Fig. 2 Experimental results for the phase response of the T-SRR

따라서 그림 3은 제안한 공진기(T-SRR)가 MNG 메타인공물질로써 동작된다는 사실을 실험적인 토대로 결과를 보여주고 있다. 일반적인 RHM 공진기는 투자율이 양(+)의 정수로 동작되는데 반해, MNG 메타 인공물질을 가진 공진기인 T-SRR의 경우, 투자율이 음(-)의

정수를 가지고 동작하도록 되어 있다 [2]. 그러므로 음의 투자율로 동작한다는 사실을 알기 위해서는 실험 결과 값에서 실수 부분을 관찰을 해야 할 필요가 있으며 실수와 허수는 투자율의 동작 상태(주파수에 따른 크기)를 나타내고 있다 [11]. 실수에 해당되는 투자율의 크기는 최초 0 GHz에서 약 9.8 GHz 까지 투자율의 크기가 양의 값을 가지고 약 9의 크기까지 발산하게 된다 [11]. 이때, 투자율은 메타인공물질의 영역에 도달했을 때, 크기가 최대(9.8 GHz)까지 발산하게 된 후 10 GHz (ω_0)에 해당되는 투자율 절대 값인 “0”을 지나 음의 최하 크기인 -8 값 까지 발산하게 되며 그 크기는 다시 10.2 GHz(ω_p)에 해당되는 투자율의 절대 값인 “0”까지 지속적으로 발산하게 된다 [11].

그러므로 제안된 T-SRR은 $\omega_0 < \omega < \omega_p$ 을 만족 하게 되면서 MNG 메타 인공물질로 동작하는 것을 알 수 있다 [11]. 즉, T-SRR은 공진 주파수 범위에서 투자율 값이 음의 값을 기준으로 0값을 갖는 것을 의미 한다 [11]. 위에서 언급되는 기호 중에 ω_0 는 T-SRR의 공진 주파수를 의미하고 ω_p 는 메타 인공물질 영역이 끝나는 해당되는 주파수를 의미 하며 T-SRR은 $\omega_0 \sim \omega_p$ 즉, 10 GHz~10.2 GHz의 주파수 범위까지 MNG 메타인공물질의 영역으로 볼 수 있다 [11]. 이와 같이 반대의 위상과 투자율 값을 가지고 있기 때문에 공진 주파수 범위에서 MNG 메타 인공물질로 동작됨으로써 크기를 자유롭게 조절을 할 수가 있다. 그림 2와 3은 실험결과를 얻기 위해 Agilent 사의 ADS 2010을 사용하여 시뮬레이션을 수행하였고 T-SRR의 주파수에 관계없이 크기를 자유롭게 조절하기 위해서는 그림 1(a)에 해당되는 루프(a)의 크기와 미소의 길이(l_m) 그리고 미소면적(b)등을 조절해야 한다. 조절 방법은 그림 1(a) 및 표 1과 같이 최초, T-SRR의 크기를 줄이기 위해서는 3단의 모든 루프(a)의 크기를 5.3 mm에서 3.0 mm 까지 줄이게 되면 미소 길이(l_m)는 0.17 mm에서 0.55 mm까지 줄어들게 된다. 이때, 미소면적(b)은 0.82 mm에서 0.42 mm까지 줄어들게 된다. 그러므로 주파수는 11.7 GHz까지 상승한 후 10.03 GHz까지 변하게 된다. 이때, 미소면적(b)를 0.4 mm까지 추가로 줄이게 된다면 미소길이(l_m)는 다시 0.57 mm로 늘어나게 되면서 미소길이에 대한 인덕턴스 L_m (그림 1(b) 참조) 값은 자연적으로 증가하게 되면서 상승했던 공진 주파수는 원래 위치의 공진 주파수(10 GHz)로 되돌아오게 된다.

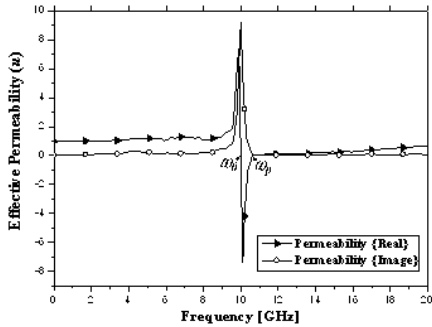


그림 3. T-SRR의 음의 투자율
 Fig. 3 Negative permeability of the T-SRR

그러므로 주파수 값은 마치 고정된 것처럼 보이게 되면서 크기만 작아지게 된다. 이러한 현상을 실험하기 위해 ADS를 통해 크기에 따른 주파수의 변화에 대한 수치들을 Micro Office Excel (ver. 2003)로 정리를 하여 그림 4와 같이 변화 추이에 대한 그래프 결과를 보여주도록 하였다.

표 1. 길이 l_m 과 넓이 b 에 따른 주파수의 변화의 수치
 Table. 1 Numerical for variation of frequency as a function of dimension, l_m and b

번호	크기 [mm]			ω_0 [GHz]
	a	l_m	b	
1	5.3	0.17	0.82	10.0
2	3.43	0.17	0.82	11.7
3	3.43	0.24	0.75	10.18
4	3.43	0.31	0.68	10.1
5	3.0	0.31	0.68	10.5
6	3.0	0.4	0.57	10.36
7	3.0	0.42	0.55	10.2
8	3.0	0.53	0.44	10.05
9	3.0	0.55	0.42	10.03
10	3.0	0.57	0.4	10.0

T-SRR에서 MNG 메타인공물질로 동작하기 위해 실험 과정은 ADS와 origin 프로그램을 이용하였지만 T-SRR 구조의 최종 설계를 위해서는 수동소자 수치해석 전용 시뮬레이션 프로그램인 IE3D tools(ver. 12.0)을 이용하여 시뮬레이션 결과를 얻었다.

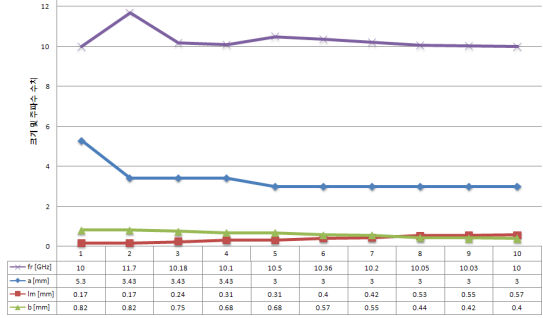


그림 4. 길이 l_m 과 넓이 b 에 따른 주파수의 변화
 Fig. 4 Variation of frequency as a function of dimension, l_m and b

2.2. T-SRR의 제작 및 실험결과

T-SRR의 제작을 위해 유전율 2.54, 기관 높이 0.54 mm, 도체의 두께 0.18 μm 의 값을 가진 테프론 기관을 이용하였고 그림 5와 같이 네거티브 방식의 음화필름을 적용하여 wet-etching을 통해 제작을 시도 하였다.

그림 6은 T-SRR의 시뮬레이션 및 측정결과로써 대역통과 특성을 가지고 있고 공진 주파수 10 GHz에서 Q_L 값은 시뮬레이션 및 측정 결과에서 216, 184의 값을 얻었으며 이는 마이크로 스트립 평면 구조로 된 공진기들에 비해 비교적 높은 값을 얻게 되었다.

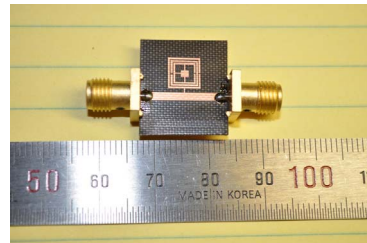


그림 5. 제작된 T-SRR의 사진
 Fig. 5 Photograph of the fabricated T-SRR

표 2는 T-SRR과 기존의 논문에서 발표된 SRR[2, 4] 그리고 SIW(Substrated Integrated Waveguide) [5]의 Q_L 값을 함께 비교를 하였다. T-SRR을 참고해야 점은 루프들이 다중형(3단)으로 구성되어 있어 Q_L 값이 높다고 언급되어 있다. 그러나 만일, 루프의 수(N)이 3단 이상으로 증가하게 된다면 오히려 C_1 과 C_2 (그림 1(b) 참조) 값에 대한 분산 캐패시턴스의 영향은 점진적으로 작아진다.

표 2. 공진기의 Q_L 비교

Table. 2 Comparison for Q_L of the resonators

[#]	공진기	ω_0 [GHz]	Q_L	크기 [mm^2]
[This work]	T-SRR	10	184	3×3
[2]	SRR	9.05	130	10.7×9.9
[4]	SRR	10.82	180	1.8×1.8
[5]	SIW	11.7	166	43×28

따라서 루프의 수를 계속 늘린다 하더라도 Q_L 값은 증가되지 않고 오히려 공진기의 크기만 증가하게 된다는 단점이 초래된다. 그러므로 공진기의 크기 등을 함께 고려하여 루프의 N 을 어느 정도 절충을 하여 적절하게 선택한 후 구성하는 것이 바람직함으로써 본 논문에서는 3단으로 결정하게 되었다. Q_L 값을 계산하기 위해 식 (1)을 적용하였고 식에서 ω_0 는 공진주파수, $\Delta\omega$ 는 3dB에 대한 비대역폭(FBW: Fractional Bandwidth)의 주파수를 의미 한다 [13].

$$Q_L = \frac{\omega_0}{\Delta\omega} \quad @ \Delta\omega=3dB \quad (1)$$

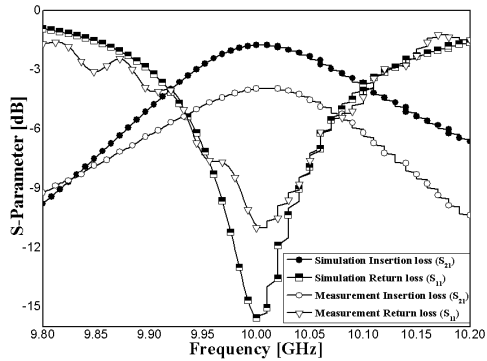


그림 6. 제안된 T-SRR의 시뮬레이션 및 측정결과
Fig. 6 Simulation and measurement results of the proposed T-SRR

III. T-SRR을 이용한 저손실 대역통과 필터

3.1. 대역통과 필터 설계

그림 7(a)는 T-SRR을 응용한 대역통과 필터의 구조를 보여주고 있다. 대역통과 필터는 3단의 대칭형

(symmetric)으로 구성되어 있고 이때, T-SRR의 사이에 J -인버터(Inverter)로 동작되는 $\lambda g/4$ 전송선로로 연결되어 있다.

대역통과 필터의 구조에서 T-SRR과 전송선로 사이의 연결을 하기 위해 인덕티브(inductive) 커플링으로 구성되는 길이 l_i 를 추가하여 설계를 하였다. 또한 Z_0 는 필터의 급전 선로에 대한 특성 임피던스(impedance)이며 Z_I 은 공진기의 사이를 연결을 위한 전송선로에 관한 특성 임피던스를 의미 한다.

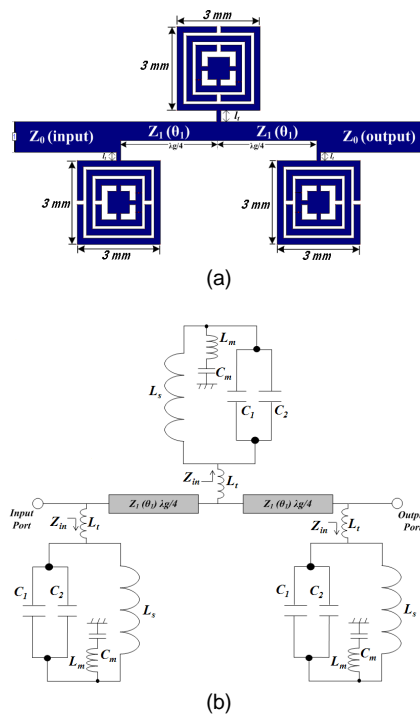


그림 7. T-SRR을 이용한 대역통과 필터 (a) 구조 (b) 등가회로
Fig. 7 Bandpass filter with T-SRR (a) structure (b) equivalent circuit

그림 7(b)는 대역통과 필터의 등가회로를 보여주고 있다. 등가회로에서 L_I 는 그림 7(a)의 선로(l_i)에 대한 인덕턴스를 의미하며 Z_{in} 은 T-SRR을 바라보고 있는 입력 임피던스를 의미한다 [14].

전송선로의 임피던스 Z_I 과 부하 임피던스(Z_L)를 정합시키기 위해서는 T-SRR을 바라보고 있는 입력 임피던스(Z_{in})가 ∞ 혹은 0으로 접근하도록 해야 한다. 그렇게 하기 위해서는 Z_L 은 $\infty(Z_L=\infty)$ 혹은 0으로 극한을

취해야 만이 입력 임피던스는 $Z_{in}=\infty$ 혹은 0으로 접근하게 될 것이고 이러한 관계는 식 (2)와 같이 표현 된다 [14].

$$Z_{in} = Z_1 \frac{Z_L + jZ_1 \tan(\beta l)}{Z_1 + jZ_L \tan(\beta l)} \quad (2)$$

식에서 β 은 $N/4$ 이고 Z_L 은 전송선로에 대한 특성 임피던스이며 Z_L 은 T-SRR의 부하 임피던스(Z_L)이다 [14]. J-인버터를 이용하여 전송선로를 구현하기 위해서는 식 (3), (4)를 적용해야 한다.

식에서 $J_{i,i+1}(J_{1,2}=J_{2,3})$ 는 전송선로에 해당하는 J-인버터를 의미하며, $Z_{i,i+1}(Z_{1,2}=Z_{2,3}=Z_L)$ 는 전송선로의 특성 임피던스를 의미한다. 이때, 두 개의 전송선로는 서로 대칭형(symmetric) 구조이다. 또한 g_o 및 g_i 는 저역통과 기본형(Low-pass prototype)에서 제공되는 기본 파라미터이고 Y_o 는 특성 어드미턴스(admittance)이다 [15].

$$Z_{i,i+1} = \frac{1}{Y_{i,i+1}} \quad (3)$$

$$Y_{i,i+1} = Y_o \sqrt{\frac{J_{i,i+1}}{Y_o}}$$

$$J_{i,i+1} = \frac{2g_o g_i}{\sqrt{g_o g_{i+1}}} \quad @ i=1 \text{ to } n-1 \quad (4)$$

3.2. 제작 및 실험 결과

제안된 대역통과 필터는 그림 5와 같은 기판의 환경을 이용하여 그림 8과 같이 제작을 하였으며 크기는 $13.89 \times 11.05 \text{ mm}^2$ 이다.

그림 9는 제안된 대역통과 필터의 실험결과이며 이때, 중심 주파수는 10GHz이고 대역폭은 3 dB 대역(9.4 GHz~10.4 GHz)을 기준으로 하였을 때, 약 10%이며 실험결과는 표 3과 같이 제시된다. 표에서 삽입 및 반사손실은 각각 1.5 dB 이내 및 15 dB 이하로써 표 4와 같이 저손실로 동작되는 필터임을 알 수 있다. 시뮬레이션과 측정결과에서 대역폭이 상이한 이유는 측정하기 전, 교정 작업의 오차와 측정 시스템의 내부 부하 손실로 인해 발생하는 것으로 판단되며 그로인해 시뮬레이션 및 측정 결과의 반사손실에서 영과 극이 약간의 상이한 결과로 초래되는 것으로 보이고 있다.

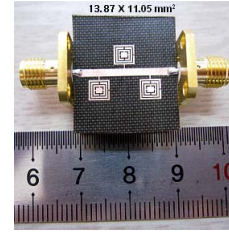


그림 8. 제안된 대역통과 필터의 사진
Fig. 8 Photograph of the proposed bandpass filter

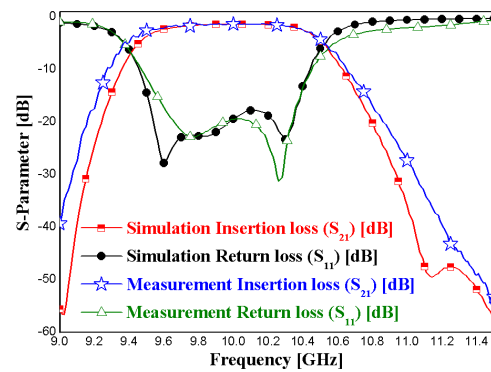


그림 9. 제안된 대역통과 필터의 시뮬레이션 및 측정결과
Fig. 9 Simulation and measurement results of the proposed bandpass filter

표 3. 제안된 대역통과 필터의 실험결과
Table. 3 Experimental results of the proposed bandpass filter

중심 주파수[GHz]	10	
구분	시뮬레이션 결과	측정결과
대역폭 [%]	10	10.5
삽입손실 S21 [dB]	1.36	1.44
반사손실 S11 [dB]	16.9	17.3

표 4. 대역통과 필터의 손실 차이
Table. 4 Comparison for losses of the bandpass filters

[#]	주파수 [GHz]	삽입손실 [dB]	반사손실 [dB]
[16]	10	1.40	13.0
[17]	14	1.5.0	-
[18]	16	2.93	14.5
[19]	10	1.5.0	13.0
This work	10	1.44	17.3

IV. 비교 및 고찰

보통 MNG 메타인공물질을 이용한 SRR의 경우 메타 인공 물질 특성을 나타내기 위해 공진기를 Array구조로 구현을 하게 된다 [6]. 그러나 제안된 T-SRR은 단일 구조인데도 불구하고 크기를 자유롭게 줄일 수 있는 MNG 메타 인공물질로써 동작을 할 수 있도록 제안을 하였다. 크기를 조절하기 위해 공진기의 내부에 미소길이(l_m)와 미소면적(b) 등의 조절할 수 있는 핵심 기능을 가지고 있어서 Array가 아닌 단일 구조로도 충분히 메타 인공물질의 성질로써 동작이 가능하다고 볼 수 있다. 또한 Array구조가 아니므로 형태가 매우 간단하고 크기가 작다고 해도 무관하다. 제안된 T-SRR과 대역통과 필터는 연구실에서 제작 할 수 있는 환경 범위 내에서 제한된 최소의 크기로 설계 및 제작을 할 수 있었다. 일반적인 공진기는 크기가 공진 주파수에 따라 결정되는 데에 반해, 본 제안하는 T-SRR은 크기를 공진 주파수에 고정시킨 상태에서 미세 조정이 쉽게 가능하도록 제안을 하였다. 제안된 T-SRR은 표 1과 같이 SRR[4] 혹은 SIW[5] 보다 Q_L 이 더 우수하다. SRR 및 SIW의 경우, 메타 인공물질과는 밀접한 관계로 보기에는 다소 어렵겠지만 X-밴드 혹은 인근 대역에서 공진기의 성능을 개선하기 위한 방법이 소개 되고 있다.

일반적인 메타 인공물질을 이용한 공진기 혹은 필터들은 주로 저주파(VHF) 대역 혹은 고주파(UHF) 대역에서 많은 연구 결과들이 소개되고 있다. 그러나 제안한 T-SRR은 X-밴드(I-밴드) 대역에서 연구를 하게 되어 유사한 주파수 대역을 가진 비교 대상의 논문들이 부족한 실정이다. 그러므로 T-SRR의 성능 비교를 하기 위해 SRR[4]과 밀접한 관계를 갖고 있는 공진기와 Q 값이 우수한 SIW[5]의 공진기를 함께 제시를 하였다.

T-SRR은 크기를 임의적으로 조절 할 수 있기 때문에 낮은 유전율을 가진 기판에서도 구현이 용이하다. 그 이유는 일반적인 공진기의 경우, 크기를 줄이기 위해 높은 유전율을 가진 기판을 사용해야만 하는데 이는 단가가 높다.

제안된 대역통과 필터는 스텐브(stub) 대역통과 필터 [15] 보다 성능이 우수하다. 스텐브 대역통과 필터는 제안된 대역통과 필터와 같이 스텐브와 J-인버터로 동작되는 $\lambda/4$ 전송선로 구성되어 있다. 스텐브 대역통과 필

터의 경우, 주로 광대역으로 동작하게 되는데 만일 협대역으로 동작하기 위해 설계를 하게 된다면 스텐브의 크기가 커짐으로 실제의 응용에 적합하지 않다 [15]. 그러므로 협대역으로 적용하기 위해서는 본 논문에서 제안한 대역통과 필터를 사용하는 것이 적합할 듯 판단된다. 제안된 대역통과 필터에서 T-SRR의 연결을 위한 전송선로의 물리적인 길이가 90° 이므로 필터 내에서 불연속 구조로 인해 발생하는 반사파에 대해서는 상쇄되는 기능을 가지고 있기 때문에 삽입 및 반사 손실이 우수하게 된다[15].

V. 결론

본 논문은 MNG(mu-Negative) 메타인공물질을 이용하여 SRR 공진기를 새롭게 제안을 하였고, 제안한 공진기를 저손실 대역통과 필터로 응용을 하여 설계를 하였다. 본 공진기와 필터의 뚜렷한 장점은 낮은 유전율을 가진 기판 위에 메타 인공 물질을 사용하여 공진기의 크기를 임의적으로 조절 할 수 있고, Q_L 값을 증가시킬 수 있으며, J-인버터로 동작되는 $\lambda/4$ 전송선로를 적용을 하여 저손실 대역통과 필터로 쉽게 응용 설계를 할 수 있었다.

본 논문에서 제안하는 대역통과 필터는 군사용 위성통신망(I-밴드) 주파수 대역(10 GHz)에 맞추어 설계를 하였고 제안한 공진기의 측정결과에서 Q_L 값은 184 그리고 응용 설계된 대역통과 필터는 10 %의 대역폭과 10 GHz의 중심 주파수에서 삽입 및 반사손실은 각각 1.44 dB 및 17.3 dB의 값을 얻게 되었다. 제안된 공진기와 응용 설계된 대역통과 필터는 평면 구조로써 향후 IPD(Integrated Passive Device) 및 MEMS(Micro-Electro Mechanical System)로 재설계가 가능하여 대량생산의 집적화가 용이할 것으로 사료 된다.

REFERENCE

[1] J. Risko, J. Thomas, H. J. Prager, and K. K. N. Chang, "I Band (8-10 GHz) Trapatt-diode Sources," *Electronics Lett.*, vol. 9, no. 24, pp. 572-573, Nov. 1973.
 [2] J. H. Choi, M. H. Chen, and A. Mortazawi, "An X-band

- Low Phase Noise Oscillator Employing a Four-pole Elliptic-Response Microstrip Bandpass Filter," *IEEE Int. Microwave Symp.*, pp. 1529-1532, Jun. 2007.
- [3] H. K. Pang, K. M. Ho, K. W. Tam, and R. P. Martin, "A Compact Microstrip $\lambda/4$ -SIR Interdigital Bandpass Filter with Extended Stopband," *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, vol. 3, pp. 1621-1624, June 2004.
- [4] H. J. Lee, H. S. Lee, K. H. Yoo, and J. G. Yook, "On the Possibility of Biosensors Based on Split Ring Resonators," *Proc. European Microwave Conf.*, pp. 1222-1225, Oct. 2008.
- [5] Z. Chen, W. Hong, J. Chen, and J. Zhou, "Design of High-Q Tunable SIW Resonator and Its Application to Low Phase Noise VCO," *IEEE Microwave and Wireless Comp. Letts.*, vol. 23, no. 1, pp. 43-45, Jan. 2013.
- [6] C. Caloz and T. Itoh, *Electromagnetic Metamaterials Transmission Line Theory and Microwave Applications*, John Wiley & Sons, 2006.
- [7] B. Dong, Q. Feng, and S. Yang, "Research and Design of X-band SIR Microstrip Filters," *Proc. Int. Conf. E-Business and Inform. System Security*, pp. 1-4, June 2009.
- [8] 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.
- [9] S. Maslovski, P. Ikonen, I. Kolmakov, and S. Tretyakov, "Artificial Magnetic Materials Based on the New Magnetic Particle: Matasolenoid," *Progress in Electromagnetics Research*, vol. 54, pp. 61-81, 2005.
- [10] M. Kafesaki, T. Koschny, R. S. Penciu, T. F. Jundogdu, E. N. Economou, and C. M. Soukoulis, "Left-handed Metamaterials : Detailed Numerical Studies of the Transmission Properties," *J. Optics A: and Applied Optics*, pp. 12-22, June 2005.
- [11] J. Choi and C. Seo, "Microstrip Square Open-Loop Multiple Split-Ring Resonator for Low-Phase-Noise VCO," *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, vol. 56, no. 12, pp. 3245-3252, Dec. 2008.
- [12] G. Lubkowski, R. Schuhmann, and T. Weiland, "Extraction of Effective Metamaterial Parameters by Parameter Fitting of Dispersive Models," *Microwave and Optical Technol. Lett.*, vol. 49, no. 2, pp. 285-288, Feb. 2007.
- [13] A. P. S. Khanna and Y. Garault, "Determination of Loaded, Unloaded and External Quality Factors of a Dielectric Resonator Coupled to a Microstrip Line," *IEEE Trans. Microwave Theory Technology*, vol. MTT-31, pp. 261-264, Mar. 1983.
- [14] D. M. Pozar, *Microwave Engineering 3rd*, John Wiley & Sons, 2005.
- [15] J. S. Hong and M. J. Lancaster, *Microstrip Filters for RF/Microwave Applications*, John Wiley & Sons, 2001.
- [16] X. Zou, C. M. Tong, D. W. Yi, "Design of an X-band Symmetrical Window Bandpass Filter Based on Substrate Integrated Waveguide," *Conf. on Cross Strait Quad-Regional Radio Sci. and Wireless Tech.*, pp. 571-574, Jul. 2011.
- [17] J. J. Shi, H. S. Chen, X. C. Wu, "A Design of Ku-band Slow-wave Bandpass Filter," *Int. conf. on Microwave and Millimeterwave Tech.*, pp. 2063-2066, May 2010.
- [18] Y. Li, L. Hu, J. Chen, and Y. Fei, "A Ku-band Hairpin Filter Based on LTCC Technology," *Conf. on Microwave Joint China-Japan (CJMW)*, pp. 478-480, Sep. 2008.
- [19] S. S. Sabri, B. H. Ahmad, and A. R. Othman, "A review of Substrate Integrated Waveguide (SIW) Bandpass Filter Based on Different Method and Design," *Asia-Pacific Conf. on Applied Electromagnetics*, pp. 210-215, Dec. 2012.



김성철(Seong-cheol Kim)

1987년 고려대학교 전자공학과 학사
 1989년 고려대학교 전자공학과 석사
 1989년 ~ 1994년: 삼성전자(주) 근무
 1997년 고려대학교 전자공학과 박사
 1997년 ~ 현재: 우송대학교 철도전기시스템학과 부교수
 ※관심분야 : CDMA 이동통신, 통신이론, 차세대 광대역 이동 멀티미디어 시스템



윤기철(Ki-Cheol Yoon)

2005년 02월 우송대학교 컴퓨터전자정보공학부 공학사
2007년 02월 광운대학교 전자정보공과대학 전파공학과 공학석사
2011년 08월 광운대학교 전자정보공과대학 전파공학과 공학박사
2012년 02월 ~ 2013년 02월 한국과학기술원 정보전자연구소 박사후 연구원
2013년 03월 ~ 현재 광운대학교 RFIC 연구센터 초빙교수
※관심분야 : Metamaterial, Radio Bio-Medical, RF-MEMS, IPD Design, Energy Harvesting