

Zero-Order Resonator 결합의 Metamaterial 구조를 응용한 T-DMB 대역 통과 여파기의 소형화와 차단 대역 특성의 개선

Miniaturization and Rejection-Enhancement of the Bandpass Filter for the T-DMB Application Using a Metamaterial Structure of the Zero-Order Resonator Coupling

신은철 · 강승택

Un-Chul Shin · Sungtek Kahng

요약

본 논문에서는 VHF(169~211 MHz)용 대역 통과 여파기의 소형화와 향상된 차단 대역 저지 특성을 구현하기 위하여, 기존의 Right-Handed 전송선에 Left-Handed 특성을 가미한 복합 구조를 이용하여 설계하였다. 대역 통과 여파기를 CRLH의 0차 공진기의 공진점을 사용하고 공진 기간의 결합을 인버터 이론으로써 구현하였다. 제안된 기법의 타당성은 예측 특성과 실험 결과로써 확인되며(삽입 손실 < 2 dB, S_{11} < -15 dB, 3차 배 차단 특성), 평행 결합 선로형 여파기와 같은 기존 기술의 여파기보다 약 60 %의 소형화가 이뤄짐을 알 수 있었다.

Abstract

This paper proposes the design method based on the Composite Right/Left-Handed(CRLH) structure to miniaturize and enhance the rejection performance in the stopband of the bandpass filter for a VHF band(169~211 MHz). For realization, we used the 0-th order resonance point of the CRLH and the simple theory of Inverter as coupling. The proposed technique is validated by the performance predictions and experiments, (Insertion loss < 2 dB, S_{11} < -15 dB, suppression of up to the 3rd harmonic) and it is found out that the suggested method enables the size reduction of around 60 % from the conventional filters such as the parallel edge coupled type.

Key words : Metamaterial, ZOR, T-DMB Bandpass Filter, Harmonic Suppression, Component Miniaturization

I. 서론

최근 부품을 구현하는데 있어서 마이크로스트립을 이용한 부품 기술은 회로 상에서 중요한 역할을 하고 있다. 특히 대역 통과 여파기를 만드는데 많은 응용이 되고 있다. 일반적인 공진기는 반파장의 구조적 공진을 이용한다. 이러한 반파장 공진기를 이용한 여파기는 크기가 정해져 버리는 문제가 있으므로 이를 극복하기 위한 연구가 활발히 이뤄지고 있

다. 이와 함께 Metamaterial 전송선을 이용하여 수동 부품의 크기를 줄이는 방법들이 최근에 소개되기 시작했다^{[1]~[4]}.

복합 Right-와 Left handed(Composite Right-and Left-Handed: CRLH) 전송선 구조를 이용한 대역 통과 여파기는 전통적인 필터와는 다른 공진 특성을 가지게 된다^{[5]~[10]}. 일반적인 공진기는 반 파장에서 첫 번째 공진점이 나타나고 공진 주파수의 체배수에서 공진점들이 나타나게 된다.

「본 연구는 인천대학교 자체 연구비 지원을 받았습니다.」

인천대학교 정보통신공학과(Dept. of Information & Telecommunication Eng., University of Incheon)

· 논문 번호 : 20081128-06S

· 수정완료일자 : 2008년 12월 9일

하지만 CRLH(Composite Right-Left Handed) 전송선을 LH 전송의 특성으로 인하여 전파 상수가 음의 값과 양의 값을 동시에 가지므로 전파 상수(β/l)가 0과 $\pm n\pi$ ($n=1, 2, 3\cdots$)인 지점을 기준으로 주변에 공진점이 생성되게 된다. l 은 전송선의 전체 길이이다. 일반 공진기와 CRLH(Composite Right-Left Handed) 전송선을 이용한 공진 기간의 또 다른 차이점은 공진기의 길이가 공진 파장에 비해 아주 작다($0.25 \lambda_g$ 이하). 일반 공진기는 공진 주파수에서 +90도에서 -90도로 급격한 천이가 일어나는데 반해 CRLH(Composite Right-Left Handed) 전송선을 이용한 공진기 +180도에서 -180도로 위상 천이가 발생한다.

CRLH 전송 선로의 특성은 크게 balanced와 unbalanced로 크게 나눌 수 있다. 특히 unbalanced CRLH 전송선상은 공진 모드간의 간격이 더욱 넓어지는 성질을 가져 저지 대역의 특성을 향상시킬 수 있다. 하지만 이런 특성을 이용할 경우 프로토타입을 얻어야 하는데, 현재까지 CRLH metamaterial 전송 선로를 이용한 대역 통과 여파기 설계는 전무후무하다.

본 논문에서는 195 MHz 정도의 VHF 대역에 대해서는 최초로, 소형화된 대역 통과 여파기를 설계하는데, 결합량 조절이 불가능한 기존의 단순한 결선에서 벗어나, Metamaterial형 공진기들을 인버터형 결합기로 연결하여 여파기 특성을 얻어낼 것이다. 여기서 공진기 자체를 0차 공진(zeroth-order resonance)를 이용하여 관내 파장의 1/7.5배로 공진을 발생시키고 공진기들을 결합기를 사용하면서 소형화를 이룬다. 이러한 여파기의 구현된 모습과 저지 대역이 확장되는 특성이 소개되며, 제안된 방식의 타당성은 VHF(169~211 MHz) 대역용 여파기의 모의시험 결과와 측정치의 비교와 통과 영역(중심 주파수 195 MHz, 대역, $S_{11} < -15$ dB)과 개선된 저지 대역 특성(3채배 고조파까지 억제)을 갖는 기존 기술로부터 60% 크기가 줄어든 소형 통과 대역 여파기의 구현을 통해 확인될 것이다.

II. 본 론

2-1 일반 공진기와 CRLH 공진기

일반 공진기와 CRLH 공진기는 위상이 0°나 180°가 되는 지점에서 공진이 발생한다. 하지만 두 공진

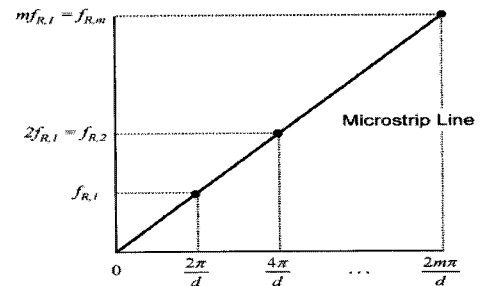
기간에는 분명한 차이점이 존재하게 된다.

첫 번째는 그림 1과 같이 일반 공진기는 β/l 이 $+n\pi$ ($n=1, 2, 3\cdots$)에서 공진이 일어나며, CRLH 공진기는 β/l 가 0이나 $\pm n\pi$ ($n=1, 2, 3\cdots$)에서 일어난다. 이런 현상은 크기의 제한으로 생성되는 문제로 기본적으로 CRLH 공진기는 $\lambda/4$ 보다 작아야만 인덕터나 캐패시터로 등가 모델을 꾸밀 수 있으며, LH 전송선에 의하여 β 의 값이 0과 음의 값을 가진다. 위상도 일반 전송선과 같은 기울기를 가질 수 있다. 하지만 일반 공진기는 공진 주파수의 $\lambda_g/2$ 을 가지므로 일반적인 LC ladder 형태로 등가화할 수 없으므로 LC 탱크 회로로 등가 회로를 구현하게 된다.

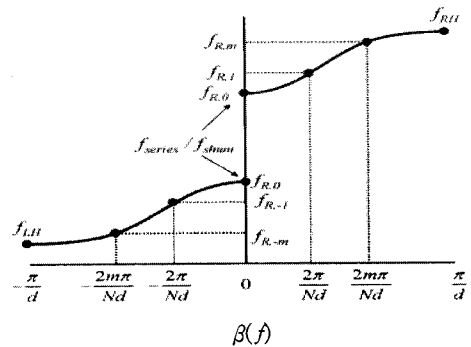
분산 다이어그램을 통해 다음과 같은 CRLH 공진기의 성질을 알 수 있다.

$$x = L_R C_L + L_L C_R \tag{1}$$

$$\omega_R = \frac{1}{\sqrt{L_R C_R}} \tag{2}$$



(a) 일반 RH 전송선
(a) Ordinary right-handed transmission line



(b) CRLH 전송선
(b) Composite right- and left-handed transmission line

그림 1. 분산 다이어그램
Fig. 1. Dispersion diagram.

$$\omega_L = \frac{1}{\sqrt{L_L C_L}} \quad (3)$$

$$\omega_{se}(\beta=0) = \frac{1}{\sqrt{L_R C_L}} \quad (4)$$

$$\omega_{sh}(\beta=0) = \frac{1}{\sqrt{L_L C_R}} \quad (5)$$

$$\omega_0 = \sqrt{\omega_R \omega_L} = \frac{1}{\sqrt{4 \omega L_R C_R L_L C_L}} \quad (6)$$

$$\omega_{cL}(\beta = -\frac{\pi}{d}) = \omega_0 \sqrt{\frac{[x + (2/\omega_L)^2] \omega_0^2 - \sqrt{[x + (2/\omega_L)^2]^2 \omega_0^4 - 4}}{2}} \quad (7)$$

$$\omega_{cR}(\beta = \frac{\pi}{d}) = \omega_0 \sqrt{\frac{[x + (2/\omega_L)^2] \omega_0^2 + \sqrt{[x + (2/\omega_L)^2]^2 \omega_0^4 - 4}}{2}} \quad (8)$$

$$Z_L = \sqrt{\frac{L_L}{C_L}} \quad (9)$$

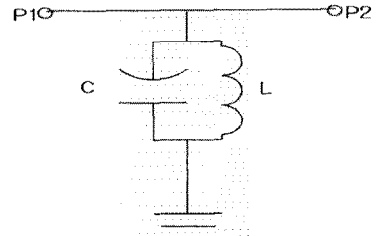
$$Z_R = \sqrt{\frac{L_R}{C_R}} \quad (10)$$

ω_{cL} 와 ω_{cR} 주기 구조에서 나타나는 Brillouin zone으로 각각 LH, RH 전송선의 차단 주파수이다. ω_{se} 와 ω_{sh} 는 각각 CRLH 공진기의 직렬, 병렬 공진점이다. 마지막으로 Z_L 과 Z_R 각각의 모드에서 특성 임피던스로 $\beta=0$ 에서 파장의 길이가 가장 길기 때문에 이 지점을 기준으로 잘 일치한다.

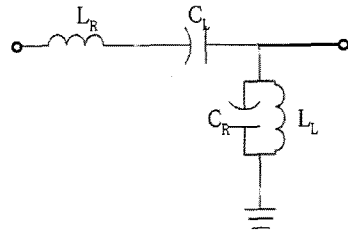
두 번째는 전송 선로상에서 구현상의 문제로 일반 공진기는 공진 주파수의 $\lambda_g/2$ 로 설계한다. 하지만 CRLH 공진기는 공진 주파수의 파장보다 작다는 조건하에서 L, C 값으로 전송 선로상에 직접 변환이 가능하다. 직접 변환을 하기 위해서는 L, C 값을 설계 전에 구현 가능한 값으로 고려해서 설계를 해야 한다. 개방된 CRLH 공진기는 병렬 공진기의 공진점에 의존하므로 C_R 값이 너무 크면 전송 선로에서 구현이 어렵게 된다. 이런 이유로 C_R 값은 L_L 값을 통해 구현 가능한 값으로 조절이 필요하다.

세 번째, 공진 주파수에서 일반적으로 설계된 C_R, L_L 값에 의한 위상의 기울기 차이로 인해 Q-factor가 일반 공진기보다 전송 선로로 구현된 CRLH 공진기가 낮다는 점이다.

CRLH의 공진기 특성을 활용하여 필터를 설계할



(a) 일반 공진기
(a) Conventional resonator



(b) CRLH 공진기
(b) CRLH resonator's phase

그림 2. 공진기의 회로 모델
Fig. 2. Resonator circuit model.

때 가장 중요한 설계 사항은 L, C 값의 직접 변환을 통해 구현되고, 모든 구현에 필요한 전송 선로의 크기를 $\lambda/4$ 보다 작게 구현을 하므로 L, C 값은 한계 크기가 존재한다. 개방된 CRLH 공진기는 병렬 공진기의 공진 주파수에서 공진하므로 병렬 공진기의 공진 주파수를 원하는 주파수에서 $\lambda/4$ 보다 작은 크기로 구현 가능한 L, C 값으로 설계를 해야 한다.

2-2 CRLH 공진기를 결합하는 인버터의 이론

인버터를 이용한 여파기의 설계는 참고문헌 [2]에 있는 공식을 사용하여 설계하였으며, 대역은 VHF (169~211 MHz)로 하였다. 만일 0.01 dB 리플을 가지는 프로토타입으로 설계할 경우 그림 4(a)와 같이 대역 내 특성은 좋으나 차단 특성은 상당히 나빠진다. 따라서 반사 손실에서 다소 손해를 보더라도 전송 선로로 제작시 공진 기간의 결합량을 조절하여 반사 손실을 개선시킬 수 있기 때문에, 우선적으로 향상된 스킵트 특성을 갖기 위해 삽입 손실 리플을 0.5 dB의 3차 Chebysheff 여파기를 설계한다. 설계된 대역 통과 여파기는 그림 3과 같다.

이러한 등가 회로는 개방된 CRLH 공진기에서는 공진점이 병렬 공진에서 나타나므로 같은 회로로 등

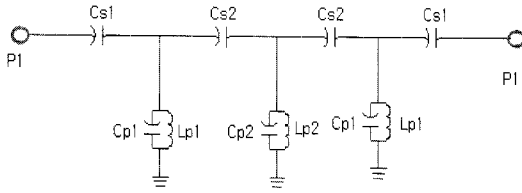


그림 3. 대역 통과 여파기 회로 모델
Fig. 3. Circuit of bandpass filter.

가화할 수 있다. 또한, 0차 모드에서의 CRLH 공진기는 $\beta=0$ 이기 때문에 공진기의 크기는 파장에 비해 아주 작아져 공진기 전체에 걸쳐 전압이 최대의 값을 갖는다. 그러므로 각 공진 기간의 커플링은 간단히 커패시터로 등가화할 수 있다.

이렇게 설계되어진 대역 통과 여파기의 병렬 공진기는 등가의 CRLH 형태의 전송선으로 변환된다.

3차 여파기의 공진기의 변환 과정은 다음과 같다. 단, 변환 과정의 조건은 $f_0=195$ GHz이며, $Z_L=140$ Ω 으로 하였다. 다음 식 (11), (12)을 이용하여 L_R 과 C_L 은 각각 값을 구할 수 있다.

$$C_L = \frac{L_L}{(Z_L)^2} \quad (11)$$

$$L_R = \left(\frac{C_R}{C_L} - \frac{1}{\omega_0^2 L_L C_L} \right) / \left(\frac{1}{\omega_0^2 C_R} - \frac{1}{L_L} \right) \quad (12)$$

$$\gamma = \alpha + j\beta = js(\omega) \sqrt{\left(\frac{\omega}{\omega_R} \right)^2 + \left(\frac{\omega_L}{\omega} \right)^2 - x\omega_L^2} \quad (13)$$

$$s(\omega) = \begin{cases} -1 & \text{if } \omega < \min(\omega_{se}, \omega_{sh}) \text{ LH range} \\ +1 & \text{if } \omega > \max(\omega_{se}, \omega_{sh}) \text{ RH range} \end{cases}$$

L_R 의 값은 식 (13)을 $f_0=195$ GHz, $\beta=0$ 으로 등가화하여 추출할 수 있다. 식 (12)에서 알 수 있듯이 L_R 의 값은 Z_L 의 값이 클수록 커지므로 값을 $Z_L=140$ Ω 크게 하였다.

두 번째 과정으로 C_L 과 L_L 을 먼저 마이크로스트립으로 물리적으로 구현한다. 아래와 같은 식을 참고로 설계하였다. 유전율은 10.2 기판의 두께는 50 mil이다.

$$L_L = \frac{Z_c}{w} \tan(\beta_{eff}l) (nH) \quad (14)$$

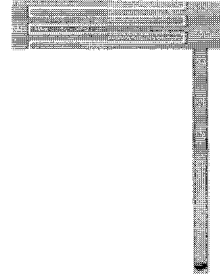


그림 4. 역 L형 기존의 CRLH의 인터디지틀 결합 선로 커패시터와 접지 스텝 인덕터

Fig. 4. Conventional inverted L-shaped CRLH composed of interdigital coupler capacitor and grounded stub inductor of CRLH.

$$C_L \approx (\epsilon_r + 1) \ell [(N-3)A_1 + A_2] (pF) \quad (15)$$

$$A_1 = 4.409 \tanh \left[0.55 \left(\frac{h}{w} \right)^{0.45} \right] \cdot 10^{-6} (pF/\mu m) \quad (16)$$

$$A_2 = 9.92 \tanh \left[0.52 \left(\frac{h}{w} \right)^{0.5} \right] \cdot 10^{-6} (pF/\mu m) \quad (17)$$

설계 공식에 대응되는 인터디지틀 결합 선로 커패시터와 접지된 스텝형 인덕터는 그림 4와 같다.

그러나 위의 구조는 인버터를 사용하기에는 불편한 구조이므로 다음의 구조로 변형하여 구현에 사용한다.

첫 번째 CRLH 공진기용 인터디지틀 결합 선로 커패시터와 접지된 스텝 인덕터의 임피던스는 $Z_L=140$ Ω , $Z_R=35$ Ω 이므로 전송선의 임피던스는 임

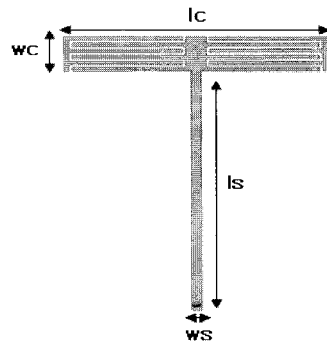


그림 5. 제안하는 inverter 연결이 용이한 CRLH 공진기 구조의 개략도

Fig. 5. Sketch of the proposed CRLH resonator easier for the inverter coupling.

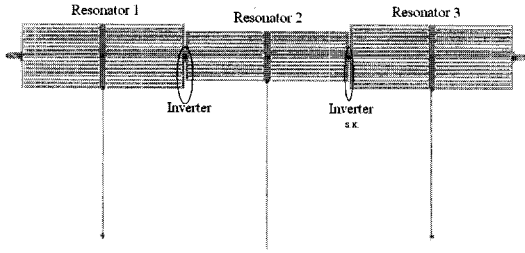


그림 6. 제안된 설계 기법을 이용하여 구현된 VHF 대역 대역 통과 여파기

Fig. 6. Layout of the implemented VHF BPF using the proposed design method.

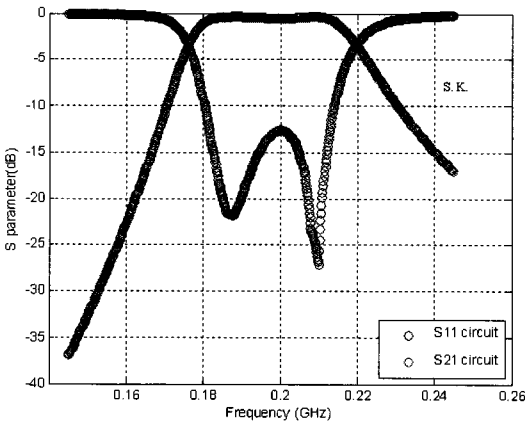


그림 7. 제안된 CRLH VHF 대역 통과 여파기 회로의 S₁₁ 및 S₂₁ 특성

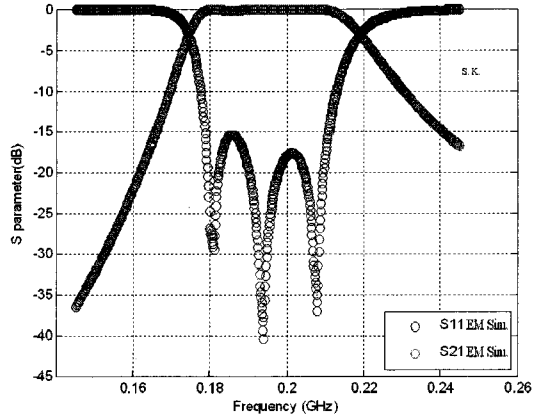
Fig. 7. S₁₁ and S₂₁ of the circuit for the proposed CRLH VHF BPF.

피턴스 정합을 위해 사이 값인 100 Ω으로 하였다. 또한, 두 번째 공진기의 인터디지틀 결합 선로 커패시터와 접지된 스텝 인덕터의 임피던스는 $Z_L=92 \Omega$ 이고, $Z_R=36 \Omega$ 이므로 전송선의 임피던스를 55 Ω으로 하였다.

위의 값을 토대로 최적화된 169~211 MHz용 CRLH 공진기 결합형 여파기 구조는 그림 6과 같다.

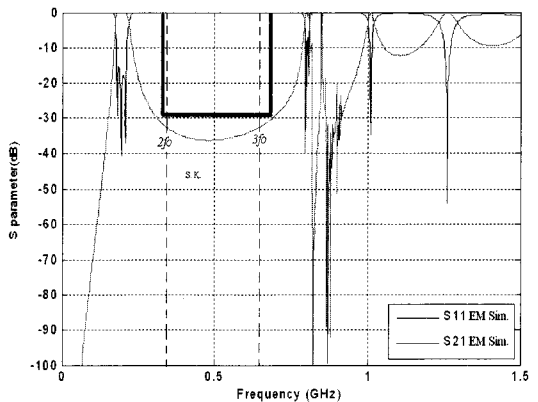
우선 최적화된 대역 통과 여파기의 회로 특성을 통과 대역에서 종합하면 그림 7과 같다.

그림에서 보는 것과 같이 설계된 회로는 대역 중심이 VHF인 169~211 MHz(중심 195 MHz)이며, 삽입 손실은 0.1 dB, 반사 손실 ≈ 15 dB로 설계 목표와 잘 일치한다. 대역내 감쇄극을 완벽하게 복원해 내면 반사 손실 특성은 개선될 것이다. 이는 다음의 전자



(a) 통과 대역 인접 영역 특성

(a) Performance near the passband



(b) 확장된 대역상의 특성(차단 특성 확인)

(b) Performance in the extended band(check of the rejection)

그림 8. 제안된 CRLH VHF 대역 통과 여파기 회로의 전자장 해석 결과

Fig. 8. EM simulated performance of the proposed CRLH VHF BPF.

장 모의시험 과정에 적용되어 그 효과를 확인할 수 있다.

그림 8(a)에서 통과 대역 특성은 설계 목표치와 잘 부합한다. 약간의 물리적 치수의 트리밍을 통해 세 개의 감쇄 극점을 찾아 반사 손실을 회로의 모의 시험의 경우보다 더 낮출 수 있었다. 본 논문의 중요한 기여라고 할 수 있는 것이 그림 8(b)에서 보이는 확장된 차단 영역 특성이다. 표시된 것처럼 제안된 VHF 대역 metamaterial 여파기는 3차 고조파까지 억제할 수 있는 능력을 보유하고 있다. 본 구조의 장점을 부각시키기 위해, 아래에서 기존 기술에 의한 여

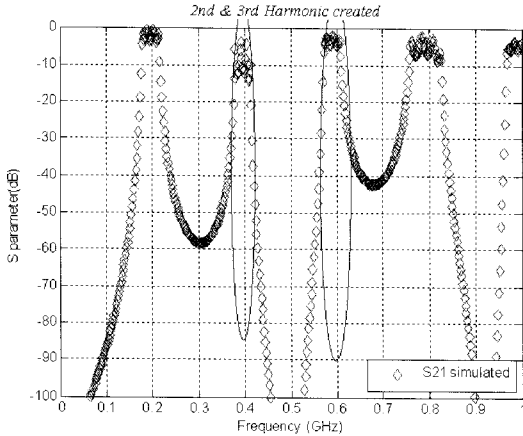


그림 9. 기존 기술인 VHF 대역용 평행 결합 선로 여파기의 불요파 발생 특성

Fig. 9. Spurious harmonic of the conventional parallel-edge coupled VHF BPF.

파기의 차단 특성을 도시한다. 잘 알려진 반파장 공진기 이론을 따르는 3차 평행 결합 선로 여파기의 S_{21} 의 크기이다.

평행 결합 선로 여파기는 반파장 공진기들이 연결되면서 간편하게 만들 수 있는 있어 많이 사용되지만, 2차, 3차 등등의 고조파(하모닉)를 발생시켜 확장 대역에서의 차단 특성이 열악하다. 이는 저자가 제안하는 기술로 그림 8(b)와 같이 문제를 개선할 수 있다.

이제는 제안된 설계 기법이 metamaterial 특성을 가지는가에 대한 검증은 수행한다.

Metamaterial 특성을 확인하는 방법으로 몇 가지 있지만, 첫 번째로 ZOR인 $\beta=0$ 에서의 전계 분포를 보는 것이다. 그림 10처럼 $\beta=0$ 설계 주파수인 195

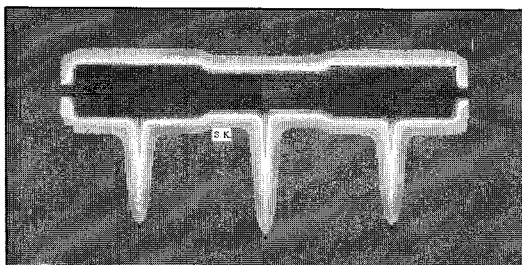
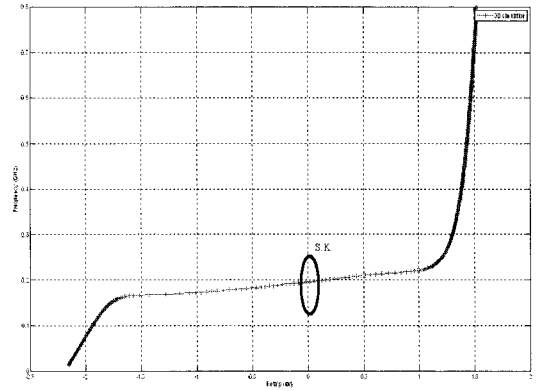


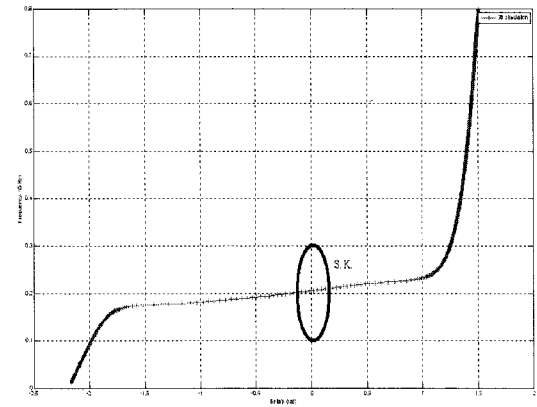
그림 10. 제안된 VHF 여파기 구조의 metamaterial 특성인 ' $\beta=0$ ' ZOR 전계 분포

Fig. 10. ' $\beta=0$ ' ZOR E-field distribution(metamaterial feature) of the proposed BPF.



(a) 제안된 zero-order resonance 공진기 1과 3의 분산도 ($\beta=0'$)

(a) Dispersion diagram($\beta=0'$) of the proposed zero-order resonators 1 & 3



(a) 제안된 zero-order resonance 공진기 2의 분산도($\beta=0'$)

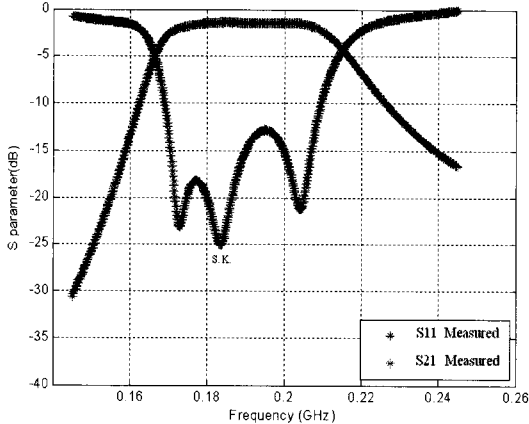
(a) Dispersion diagram($\beta=0'$) of the proposed zero-order resonator 2

그림 11. 제안된 zero-order resonance 공진기 1(혹은 3)과 2의 분산도

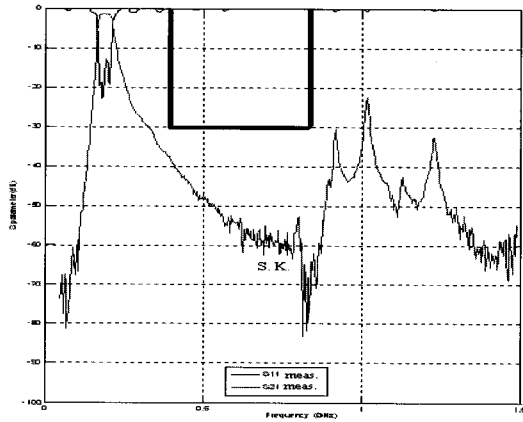
Fig. 11. Dispersion diagrams of the proposed zero-order resonators 1(or 3) and 2.

MHz에서 수직 방향의 전계의 분포를 얻어 보니, 위상 변화가 0인 특성이 포착되었다. 공진기 각각은 물론, 입력으로부터 출력에 이르기까지 같은 크기의 전계가 형성(ZOR 특성)되었다. 두 번째 검증 방법으로 분산도를 얻는 것이다. 특히 공진기 부분의 주파수-vs.-파수 관계를 집중적으로 확인하였다.

Left-handedness와 right-handedness가 결합된 특성인 $\beta=0$ 즉 전파 상수가 0이 되는 부분이 설계 주파수인 195 MHz 지점임을 분산도를 통해 확인할 수



(a) 통과 대역 인접 영역 특성
(a) Performance near the passband



(b) 확장된 대역상의 특성(차단 특성 확인)
(b) Performance in the extended band(check of the rejection)

그림 12. 제안된 CRLH VHF 대역 통과 여파기 회로의 측정 결과

Fig. 12. Measured performance of the proposed CRLH VHF BPF.

있다. 참고로 분산도에서 195 MHz 아래 주파수 영역이 Left-handedness인 $\beta < 0$ 임을 알 수 있다.

그림 12는 제안한 CRLH ZOR형 VHF 여파기를 제작하여 측정한 결과이다.

그림 12(a)에서 보듯이 제작된 통과 대역 특성은 설계 목표치에 도달한다. 제안된 구조의 중요한 특징인 차단 대역의 확장 결과는 그림 12(b)에서 제시되었다. 마스크로 표시된 것처럼 제안된 VHF 대역 metamaterial 여파기는 어떠한 별도 회로의 추가 없이 3차 고조파 이상 불요파를 억제할 수 있는 능력

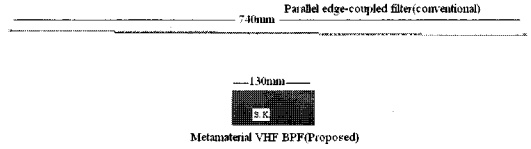


그림 13. 기존의 여파기와 제안된 VHF 대역 통과 여파기의 크기 비교
Fig. 13. Comparison of the sizes of the conventional and proposed VHF BPF.

을 가지고 있다.

마지막으로 본 구조의 장점을 부각시키기 위해, 기존 기술에 의한 3차 평행 결합 선로 여파기의 크기와 제안한 metamaterial VHF 대역 통과 여파기의 크기를 비교하였다.

비교 결과, 제안된 구조는 기존 여파기 크기의 약 1/6로 효과적인 소형화가 이뤄졌다.

III. 결 론

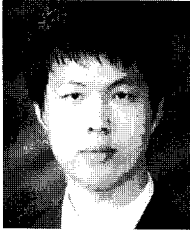
본 논문에서는 인버터에 의한 결합 이론을 통한 CRLH 대역 통과 여파기를 설계하였다. 모의시험 및 측정 결과 통과 대역(169~211 MHz인 VHF 대역)에서 < 1.5 dB의 삽입 손실, $S_{11} < -15$ dB을 가지고, 3차 배 이상의 불요파를 억제하는 특성을 가져 설계 목표에 부합함을 알 수 있었다. 그리고 구현 공진기의 크기는 기존 기술보다 훨씬 작은 $\lambda_g/7.5$ 임이 확인되었다.

참 고 문 헌

- [1] Christophe Caloz, Tatsuo Itoh, *Electromagnetic Metamaterials: Transmission Line Theory and Microwave Application*, John Wiley & Sons, 2006.
- [2] J. -S. Hong, M. J. Lancaster, *Microstrip Filters for RF/Microwave Applications*, John Wiley & Sons, 2001.
- [3] C. A. Allen, K. M. K. H. Leong, and T. Itoh, "Design of microstrip resonators using balanced and unbalanced composite right/left-handed transmission lines", *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 54, Issue 7, pp. 3104-3112, Jul. 2006.

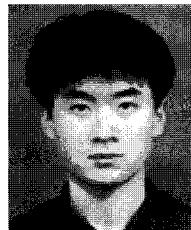
- [4] N. Engheta, R. Ziolkowski, *Metamaterials: Physics and Engineering Explorations*, John Wiley & Sons, 2006.
- [5] S. Kahng, J. Ju, "Left-Handedness based bandpass filter design for RFID UHF-band applications", in *Proc. KJMW 2007*, vol. 1, pp. 165-168, Nov. 2007.
- [6] 강승택, 주정호, "초소형 메타 재질 구조와 스테리브를 이용한 통과 특성과 차단 대역이 향상된 초광대역 대역 통과 여파기", 특허청 출원 번호: 10-2007-0097825.
- [7] 주정호, 강승택, "E-결합 인버터를 가지는 메타재질구조와 스테리브를 이용한 초소형 UHF 대역 통과 여파기", 특허청출원 번호: 10-2007-0098-085.
- [8] 주정호, 강승택, "일단 CRLH 전송선 구조를 이용한 소형 초광대역 대역 통과 여파기의 설계", 한국전자과학회논문지, 18(12) pp. 1402-1407, 2007년 12월.
- [9] 강승택, 주정호, "저지 특성이 향상된 CRLH-TL metamaterial 쉘 형 UWB 대역 통과 여파기의 설계", 대한전자공학회 논문지, 4(TC) 8, 통권 제 374호, pp. 47-52, 2008년 8월.
- [10] 주정호, 강승택, "유도 결합형 Inverter와 Metamaterial을 이용한 넓은 저지 대역을 갖는 소형 GSM 대역 통과 여파기의 설계", 한국전자과학회 논문지, 19(2), pp. 95-101, 2008년 2월.

신 은 철



2008년 2월: 청주대학교 정보통신공학과 (공학사)
 2008 3월~현재: 인천대학교 정보통신공학과 석사과정
 [주 관심분야] 초고주파용 부품 및 수동 집적 회로

강 승 택*



1996년 3월~2000년 2월: 한양대학교 전자통신공학과 (공학박사)
 2000년 2월~2000년 4월: 한양대학교 산업과학연구소 연구원
 2000년 4월~2004년 2월: 한국전자통신연구원 통신위성개발센터 선임연구원
 2004년 3월~현재: 인천대학교 정보통신공학과 교수
 [주 관심분야] 초고주파 부품 및 안테나 최적 설계, Metamaterial 연구 및 응용, EMI/EMC 대책, 소자모델링, 전자파 수치해석 기법 개발 및 응용

* 책임저자