

3단 계단형 임피던스 공진기를 이용한 가변 이중 대역 저지 필터

김기래* · 김요섭**

Variable Dual Band Stop Filter Using 3-Stepped Impedance Resonators

Gi-Rae Kim*, Yo-Seob Kim**

요 약

본 논문에서는 계단형 듀얼 밴드 대역저지 필터의 소형화 설계에 유용한 새로운 구조를 제안한다. 본 구조는 전송 라인과 두 개의 병렬로 연결된 3단 계단형 임피던스 공진기로 구성되어 있다. 필터의 등가회로를 통한 이론적 분석과 설계 절차를 나타내었다. 공진조건으로부터 유도한 방정식으로부터 각 설계 변수에 대한 특성 결과를 그래프로 나타내어 설계의 편의성을 제공한다. 제안된 필터 구조의 장점은 설계의 소형화 가능성, 구현 가능한 공진 주파수의 비율이 넓은 점, 그리고 구현 가능한 임피던스의 선택이 자유롭다는 점이다.

ABSTRACT

A novel circuit structure of dual-band bandstop filters is proposed in this paper. This structure comprises two shunt-connected tri-section stepped impedance resonators with a transmission line in between. Theoretical analysis from the equivalent circuit and design procedures are described. We represented graphs for filter design from the derived synthesis equations by resonance condition of circuits. Notably, advantages of the proposed filter structure are compact size in design, wide range of realizable resonance frequency ratio, and more realizable impedances.

Key Words : dual-band bands-stop filter, tri-section stepped impedance resonators.

1. 서 론

이중 대역 또는 다중 대역 RF/마이크로파 시스템은 무선 이동통신 시스템에서 가입자 효율 증대 필요성이 대두되면서 최근 많은 관심을 끌고 있다. 마이크로웨이브 시스템에서 대역 저지 필터는 회

로에서 발생하는 하모닉 성분이나 기생 주파수 성분들을 제거하며, 주로 특정 주파수의 유입을 차단하기 위해 사용된다. 따라서 마이크로웨이브 통신 시스템에서 수신기와 송신기에서 필수적으로 사용되는 중요한 부품이다. 듀얼 밴드 대역저지 필터는 일반적으로 송신기의 전력 증폭기와 수신

* 교신저자 신라대학교 전자공학과 교수

** 경남과학기술대학교

접수일자 : 2011년 3월 12일, 수정일자 : 2011 4월 15일, 심사완료일자 : 2011년 5월 31일

기의 믹서 회로에서 불필요한 두 대역 스펙트럼을 동시에 억제함으로써 전체 회로의 크기와 비용을 줄일 수 있는 장점이 있다. 듀얼 밴드 필터의 다양한 구조와 구현 방법이 제안되었다[1-4]. 듀얼 밴드 대역 저지 응답 특성은 저역 통과 필터의 원형 특성에서 두 단계의 주파수 변수의 변환을 적용하여 구현할 수 있다[1]. Chen [2] 등은 두 개의 적층 루프를 한 모듈에 집적함으로써 이중모드 이중 대역 필터를 구현하였다. Kuo[3] 등은 계단형 임피던스 공진기를 이용하여 병렬 결합과 수직으로 적층한 구조의 듀얼 밴드 대역 통과 필터의 설계 법을 제안하였다. 기존에는 단일 대역 대역저지 필터에서 개방 종단 $\lambda/4$ 스텐브가 광범위하게 사용되었다. 균일한 임피던스의 $\lambda/4$ 공진기는 단일 주파수에서만 90° 의 전기적 길이를 갖기 때문에 듀얼 밴드용으로 충분하지 않다. 최근에는 듀얼 밴드 특성을 지원하기 위한 합성 공진기로서 병렬로 결합된 스텐브 공진기 구조가 제안되었다 [4-6]. 그리고 2단 또는 3단의 계단형 임피던스 공진기는 비균일 임피던스를 갖으며, 두 개의 공진 주파수에서 동시에 90° 의 전기적 길이를 제공하기 때문에 듀얼 밴드 동작으로 적합하다 [7-10]. 그러나 회로의 소형화를 위해 구조적인 연구가 필요하다. 본 논문에서는 위에서 제안한 구조에서 소형화를 위해 3단 계단형 임피던스 공진기(TSSIR)를 사용하여 보다 소형화된 듀얼 밴드 대역 저지 필터를 제안 한다. 또한 P자 형의 구조를 가짐으로써 실질적인 크기를 더욱 줄일 수 있다. 실질 실험적인 결과와 시뮬레이션 결과는 거의 일치하며 기존의 구조와 비교하여 23% 정도의 소형화를 이룰 수 있었다.

II. 3단 공진기 구조적 해석

일반적으로, 그림 1(a)와 같은 개방종단 $\lambda/4$ 스텐브는 설계가 단순하고 편리하기 때문에 단일 대역 대역저지 필터로 많이 사용되었다. 선로의 임피던스는 균일하기 때문에 단일 주파수에서 90° 의 전기적 길이를 가지고 특정 주파수에서 공진한다.

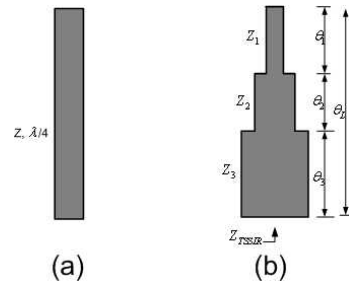
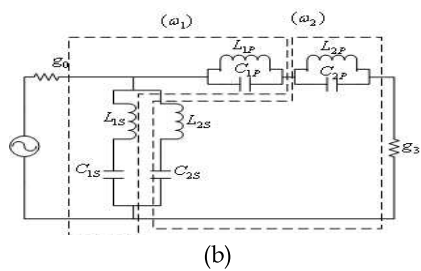
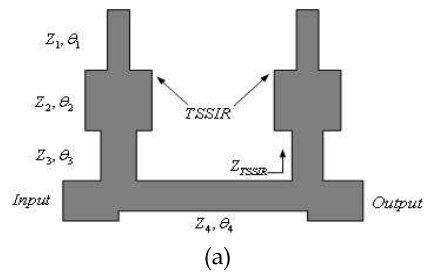


그림 1. 마이크로 스트립 선로 공진기
(a) $\lambda/4$ 스텐브 (b) 3단 계단형 임피던스 공진기
Fig. 1. Microstrip Line Resonators
(a) $\lambda/4$ stub (b) 3-stepped impedance resonator

그림 1(b)는 제안된 3단 계단형 임피던스 공진기의 구성으로 세 종류의 다른 특성 임피던스와 전기적 길이를 각각 (Z_1, θ_1) , (Z_2, θ_2) , (Z_3, θ_3) 로 나타내었다. 제안된 3단 계단형 임피던스 공진기의 임피던스는 비균일 하여 두 개의 서로 다른 주파수에서 공진이 일어나기 때문에 듀얼 밴드 대역 저지 필터 설계에 응용 할 수 있는 구조이다. 이와 같은 구조는 공진기의 길이를 줄일 수 있어 소형화 설계에 유리한 점을 갖는다.



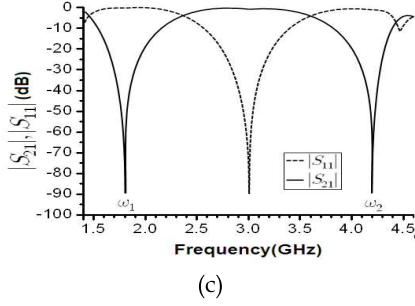


그림 2. TSSIR 듀얼밴드 대역저지 필터 (a) 2차 대역 저지 필터 구조 (b) 집중소자 모델 (c) 필터 특성
 Fig. 2. TSSIR Dualband Bandstop Filter
 (a) 2-pole Bandstop Filter Structure (b) Lumped element equivalent model (c) Filter Response

그림 2(a)는 그림 1(b)의 TSSIR을 이용하여 구성된 이차 듀얼밴드 대역저지 필터의 구조를 나타낸다. 그림 2(b)는 이 구조의 집중 소자 회로 모델을 보여준다. 두 개의 서로 다른 공진 주파수는 두 개 대역 저지 구조가 서로 병렬 및 직렬접속에 의해 일어난다. 그림 2(b)에서 점선의 블록은 필터의 첫 번째와 두 번째 공진 주파수 ω_1 와 ω_2 에서 공진할 때 두 공진 회로를 각각 나타낸다. 그림 2(b)의 왼쪽의 점선 블록에서 병렬의 $L_{1p}C_{1p}$ 와 직렬의 $L_{1s}C_{1s}$ 공진기가 ω_1 에 공진할 때, 그 주파수에서 직렬의 $L_{1s}C_{1s}$ 는 단락되고, 병렬의 $L_{1p}C_{1p}$ 는 개방되어 저지 대역 특성을 나타낸다. 반면 직렬의 $L_{2s}C_{2s}$ 와 병렬의 $L_{2p}C_{2p}$ 는 공진주파수에서 임피던스가 각각 매우 높거나 낮으므로 입력 신호에 영향을 미치지 않는다. 그림 2(b)의 오른쪽의 점선 블록에서 두 번째 공진 주파수 ω_2 에서도 $L_{2s}C_{2s}$ 과 $L_{2p}C_{2p}$ 의 공진기가 같은 원리로 동작한다. 그러므로 그림 2(b)의 회로는 듀얼 밴드 대역 저지 필터로 동작한다. 설계하고자 하는 듀얼 밴드 대역저지 필터의 공진주파수가 각각 ω_1, ω_2 이고 대역폭이 Δ_1 와 Δ_2 라고 하자. 저역 통과 (low-pass) 기본형에서 주파수 매핑에 의해 대역 저지로 변환하면 필터의 LC 소자 값을 다음과 같이 구할 수 있다.

$$L_{is} = 1/\omega_{igs} \Delta_i, \quad C_{i2} = g_1 \Delta_i/\omega_i \quad (\text{직렬 LC})$$

$$L_{ip} = g_2 \Delta_i/\omega_i, \quad C_{i1} = 1/\omega_i g_2 \Delta_i \quad (\text{병렬 LC})$$

여기서, g_i 는 잘 알려진 저주파 통과 (low-pass) 필터 기본형 요소의 값이다. 그림 2(b)는 공진기의 등가회로로서 직병렬로 연결 LC 공진기로 구성된다. 그림 2(c)는 공진 주파수가 각각 1.8GHz와 4.2GHz이고 대역폭은 50%와 25%인 이중 주파수를 갖는 구조에 대해 시뮬레이션 결과를 나타내었다. 그림 2(a)의 3단 계단형 임피던스 공진기의 입력임피던스 Z_{TSSIR} 는 식 (1)과 같이 된다.

$$Z_{TSSIR} = j Z_3 \frac{\tan \theta_3 - Q \Delta}{1 + Q \tan \theta_3 \Delta} \quad (1)$$

여기서,

$$\Delta = (P \cot \theta_1 - Q \tan \theta_2)/(Q + P \cot \theta_1 \tan \theta_2)$$

식(1)에서 2개의 공진 주파수 ω_1 와 ω_2 를 구하기 위하여 공진주파수에서 $Z_{TSSIR} = 0$ 이 되는 조건을 이용한다. 그림 2(b)에서 병렬-직렬 LC 공진기의 임피던스 Z_c 는 식(2)와 같이 된다.

$$Z_c = \frac{j}{\omega} \frac{\sqrt{L_1 L_2} (\omega^2 - \omega_1^2)(\omega^2 - \omega_2^2)}{\omega_1 \sqrt{C_1 L_2} (\omega^2 - \omega_2^2) + \omega_2 \sqrt{C_2 L_1} (\omega^2 - \omega_1^2)} \quad (2)$$

제한된 TSSIR과 그 등가회로의 리액턴스 슬로프 파라미터, $x = \omega_i/2 \cdot dX/d\omega_i$ 가 같아야 필요한 대역폭을 갖게 된다.

따라서 공진조건 ($Z_{TSSIR} = 0$)과 두 공진 주파수에서 리액턴스 슬로프 파라미터 조건으로부터 식 (3)을 구할 수 있다.

$$\tan \theta_3 = Q \frac{P \cot \theta_1 - Q \tan \theta_2}{Q + P \cot \theta_1 \tan \theta_2} \quad (3a)$$

$$\tan(r_f \theta_3) = Q \frac{P \cot(r_f \theta_1) - Q \tan(r_f \theta_2)}{Q + P \cot(r_f \theta_1) \tan(r_f \theta_2)} \quad (3b)$$

$$\frac{0.5 Z_3 \sec^2 \theta_3 A}{[Q + P(\tan \theta_2 + Q \tan \theta_3) \cot \theta_1 - Q^2 \tan \theta_2 \tan \theta_3]^2} = \frac{1}{g_1 \Delta_f} \quad (3c)$$

$$\frac{0.5 Z_3 r_f \sec^2(r_f \theta_3) B}{Q + P[\tan(r_f \theta_2) + Q \tan(r_f \theta_3)] \cot(r_f \theta_1) - C} = \frac{1}{g_1 \Delta_s} \quad (3d)$$

여기서,

$$A = P(Q^2\theta_1 + QP\theta_2 + P\theta_3)\cot^2\theta_1\tan^2\theta_2 + 2QP(1 - Q^2)\theta_3 \cot\theta_1\tan\theta_2 + QP(Q\theta_1 + P\theta_2 + QP\theta_3)\cot^2\theta_1 + Q^2(P\theta_1 + Q\theta_2 + Q^2\theta_3)\tan^2\theta_2 + Q^2(P\theta_1 + Q\theta_2 + \theta_3)$$

$$B = P(Q^2\theta_1 + QP\theta_2 + P\theta_3)\cot^2(r_f\theta_1)\tan^2(r_f\theta_2) + 2QP(1 - Q^2)\theta_3\cot(r_f\theta_1)\tan(r_f\theta_2) + QP(Q\theta_1 + P\theta_2 + QP\theta_3)\cot^2(r_f\theta_1) + Q^2(P\theta_1 + Q\theta_2 + Q^2\theta_3)\tan^2(r_f\theta_2) + Q^2(P\theta_1 + Q\theta_2 + \theta_3)$$

$$C = Q^2\tan(r_f\theta_2)\tan(r_f\theta_3)^2$$

위 식에서 $r_f = \omega_1/\omega_2$ 이고, $\theta_1, \theta_2, \theta_3$ 는 모두 첫 번째 공진 주파수 ω_1 에 대한 선로의 위상각이다.

식(3)의 4개의 합성 방정식은 3단 공진기를 설계할 때 필요한 6개의 파라미터 ($\theta_1, \theta_2, \theta_3, Z_1, Z_2, Z_3$)를 결정하는데 사용된다.

III. 필터의 설계 특성 곡선

위에서 얻은 결과 식을 이용하여 설계하고자 하는 듀얼밴드 대역저지 필터는 최대 평탄 특성(maximally flat response)을 갖는 2차 필터($g_1 = 1.4142$)이고, 두 개의 공진 주파수는 1.5와 3.15GHz ($r_f = 2.1$), 대역폭이 각각 $\Delta_1 = 50\%$, $\Delta_2 = 25\%$ 인 사양을 갖는다. 위의 식에서 해를 찾을 수 있는 임피던스 비율은 P와 Q가 0.2~6.0 범위로 제한되는데 이것은 마이크로스트립 선로로 구현할 수 있는 Z_1, Z_2 및 Z_3 의 최고와 최저의 특성 임피던스 때문이다. 일반적으로 마이크로 스트립 선로로 구현할 경우 특성임피던스의 범위는 최소 20에서 최대 120Ω 정도이다. 본 논문에서 설계의 목적은 소형화이기 때문에 가장 좋은 범위는 $P=0.4\sim 2.4$ 와 $Q=0.2\sim 0.7$ 이다. 그림 3은 설계의 편의성을 위해 다양한 P와 Q에 대해 T_{SSIR} 의 선로의 전체 길이 θ_L 를 나타낸다.

여기서 $\theta_L = \theta_1 + \theta_2 + \theta_3$ 이다. 그림 3에서 나타낸 바와 같이 θ_L 의 모든 값은 $Q < 0.6$ 일 때 112° 이하이다. Q의 감소하면 θ_L 이 감소하는 형태로 모두 U자형 곡선이다. 그림 3의 U자형 곡선에서 각 Q 값에 대해 가장 낮은 θ_L 를 갖게 되는 최

적의 P값을 찾을 수 있다. 그러므로 각 Q 값의 곡선에는 가장 낮은 θ_L 값을 갖게 되는 최적의 P 값이 존재한다. 따라서 $P > 1 > Q$ 일 때 즉, $Z_1 > Z_3 > Z_2$ 일 때 회로 크기를 효과적으로 줄일 수 있다. 회로의 크기를 효과적으로 줄이기 위해서는 위의 세 가지 경우를 만족해야 한다. 그림 4는 T_{SSIR} 의 디자인 곡선(P,Q)=(1.0, 0.3), (1.2, 0.4), (1.4, 0.5) 대 주파수 비율 r_f 는 필터 설계를 위한 그래프를 나타낸다. 그림 4(a)는 (P, Q)에 따른 주파수 비율 r_f 에 대한 $\theta_1, \theta_2, \theta_3$ 의 전기적 길이를 나타낸다. θ_1 는 거의 일정하게 길이를 유지하며, θ_2 는 주파수 비율 r_f 가 높아질수록 길이는 점점 감소한다. θ_3 는 θ_2 와 반대로 주파수 비율이 r_f 가 증가할수록 길이는 증가한다. 이것은 $r_f < 2.15$ 일 때, $\theta_1 > \theta_2 > \theta_3$ 과 $r_f > 2.15$ 일 때, $\theta_1 > \theta_3 > \theta_2$ 의 조건을 만족 시킨다. r_f 가 너무 높거나 낮을 때, θ_2, θ_3 가 전기적 길이는 0에 가까운 경향이 있다. 그래서 주파수 비율 r_f 의 범위는 필터 설계에 있어서 대부분을 차지하는 1.92에서 2.65까지 제한하여 설계하였다. 그림 4(b)는 (P, Q)에 따른 주파수 비율 r_f 에 대한 정규화 임피던스 Z_1, Z_2, Z_3 로서 TSSIR의 최고 및 최저 임피던스는 $Z_1 = P \times Z_3$ 와 $Z_2 = Q \times Z_3$ 로 나타낼 수 있다. 모든 임피던스는 r_f 가 감소 할 때 증가한다. 설계할 때 임피던스가 높으면 (P, Q)의 범위를 벗어나기 때문에 최대 임피던스는 일반적으로 120Ω으로 제한된다.

본 논문에서는 $r_f = 2.33$ 일 때 (P, Q)=(1.0, 0.3), 선로의 길이는 ($\theta_L = 90.47571^\circ$)이고, 임피던스는 $Z_1 = 99.7226\Omega$, $Z_2 = 29.91678\Omega$, $Z_3 = 99.7226\Omega$ 이 된다. 특히, 그림4에서 나타나는 것처럼, 각종 (P, Q)는 r_f 의 다양한 도달 범위를 지원할 수 있다. 그림 5는 r_f 증가에 따른 기존의 병렬연결 $\lambda/4$ 스테르브와 비교하여 TSSIR의 총 길이의 축소 효과를 비교하여 나타내었다.

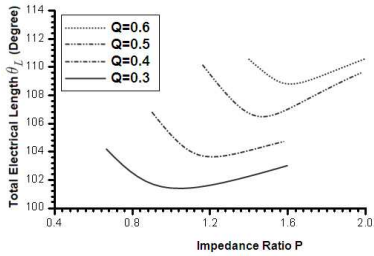


그림 3. TSSIR의 P와 Q에 대한 선로의 길이 θ_L
 Fig. 3. Line length θ_L for P,Q of TSSIR

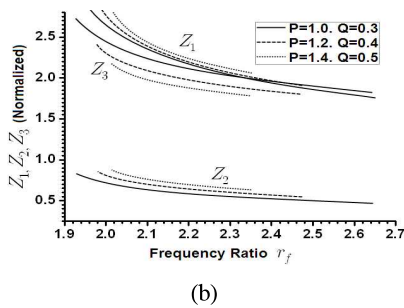
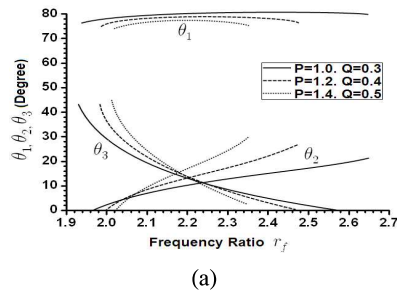


그림 4. (a) r_f 에 대한 θ_1, θ_2 및 θ_3 (b) r_f 에 대한 임피던스 Z_1, Z_2, Z_3
 Fig. 4. (a) $\theta_1, \theta_2, \theta_3$ for r_f (b) impedances Z_1, Z_2, Z_3 for r_f

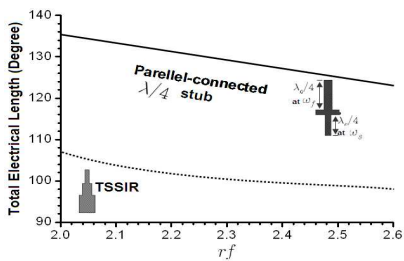


그림 5. TSSIR의 전체 길이 감소효과 비교
 Fig. 5. Line Reduction effect of TSSIR

IV. 필터의 설계

본 논문에서 제시한 P형 3단 계단형 임피던스 필터를 앞의 이론을 증명하기 위해 실제로 제작하여 측정하였다. 두 개의 예제 2.33(1.8/4.2 GHz), 2.417(2.4/5.8GHz)로 각각 설계 하여 제작 및 측정된 결과를 보여준다. 모든 필터 제작은 비유전율이 4.4, $\tan \delta = 0.02$, 유전체 두께가 1.6mm인 FR4 에폭시 기판을 사용하였다.

1. 필터 A (1.8/4.2 GHz, $r_f = 2.33$)

필터의 두 개의 공진 주파수는 1.8GHz과 4.2GHz, 대역폭은 각각 $\Delta_1 = 50\%$ $\Delta_2 = 25\%$ 이다. 식(3)을 이용하여 TSSIR의 설계 매개변수를 구해 보면 다음과 같다.

$$g_1 = 1.4142 \quad r_f = 2.33 \quad P = 1.0, \quad Q = 0.4$$

$$\theta_1 = 80.6985^\circ, \quad Z_1 = 99.7226\Omega$$

$$\theta_2 = 7.46681^\circ, \quad Z_2 = 29.91678\Omega$$

$$\theta_3 = 13.2123^\circ, \quad Z_3 = 99.7226\Omega$$

TSSIRs 사이 단순화된 입력 변환장치의 설계 매개변수는 $\theta_4 = n\pi/(r_f + 1)$, $Z_4 = 1/\sin\theta_4$ 를 사용하여, $\theta_4 = 61.8187^\circ$, $Z_4 = 53.9502$ 결과를 산출할 수 있다. 계산된 데이터를 바탕으로 설계된 듀얼 밴드 대역 저지 필터의 설계도와 제작된 샘플의 사진, 그리고 응답특성을 그림 6에 나타내었다.

2. 필터 B (2.4/5.8 GHz, $r_f = 2.417$)

필터의 두 개의 공진 주파수는 2.4GHz과 5.8GHz, 대역폭은 각각 $\Delta_1 = 50\%$ $\Delta_2 = 25\%$ 이다. 식(3)과 TSSIRs 사이 단순화된 입력 변환장치의 설계 매개변수 식을 이용하여 TSSIR의 설계 매개변수를 구해 보면 다음과 같은 결과를 산출할 수 있다.

$$g_1 = 1.4142, \quad r_f = 2.417, \quad P = 1.0, \quad Q = 0.4$$

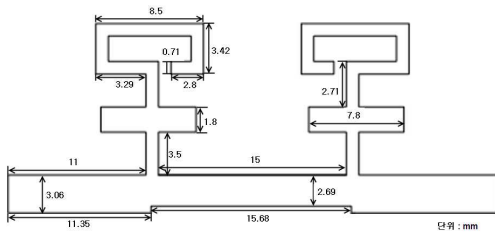
$$\theta_1 = 66.98^\circ, \quad Z_1 = 119.38\Omega$$

$$\theta_2 = 17.67^\circ, \quad Z_2 = 47.75\Omega$$

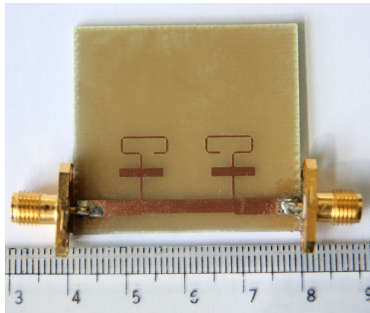
$$\theta_3 = 12.6^\circ, \quad Z_3 = 119.38\Omega$$

$$\theta_4 = 105.36^\circ, \quad Z_4 = 51.85\Omega$$

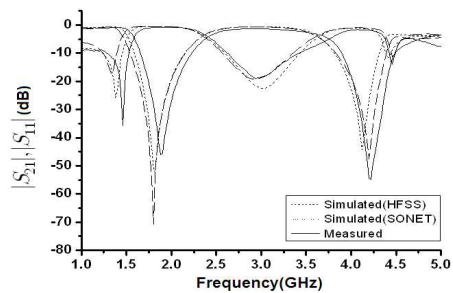
계산된 데이터를 바탕으로 설계된 듀얼밴드 대역 저지 필터의 설계도와 응답 특성을 그림 7에 나타내었다.



(a)



(b)



(c)

그림 6. 필터 A (a) 필터 구성도 (b) 설계된 필터 사진 (c) 필터의 특성 결과
Fig. 6. Filter A. (a) Structure (b) photo (c) filter response

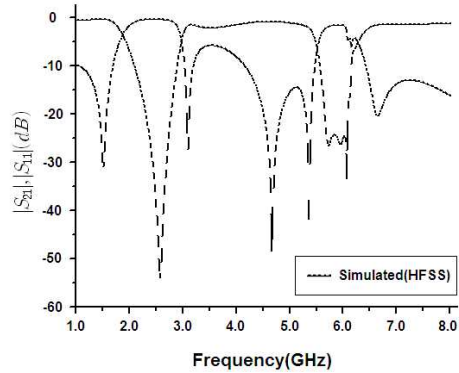


그림 7. 필터 B (a) 필터 구성도 (b) 필터의 특성 결과
Fig. 7. Filter A. (a) Structure (b) filter response

V. 결론

이중대역 대역저지 필터의 새로운 회로 구조가 본 논문에 제시 되었다. 제안된 필터의 이중 대역은 마이크로웨이브 회로에서 발생하는 하모닉 성분이나 기생 성분들을 제거할 수 있으며, 특정 주파수의 유입을 차단하기 위해 사용 될 수 있다. 이 소형의 이중대역 대역저지 필터는 완벽하게 제어할 수 있는 중심 주파수와 대역폭을 가지며, 제안된 P형 3단 계단형 임피던스 공진기는 더 많은 설계 유연성을 가질 수 있다. 광범위하게 실현 가능한 주파수 비율과 소형의 사이즈 및 구현 가능한 특성 임피던스의 3개의 이점은 적당한 (Q, P)을 선택하여 설계 할 수 있다. 본 논문에서는 설계 절차 및 설계 곡선도 함께 제공된다. 제안된 이중대역 대역저지 필터는 시뮬레이션 결과 및 측정 결과가 일치함을 확인 할 수 있으며, 기존의 필터보다 23% 축소된 크기로 설계되었음을 확인 할 수 있다.

참고 문헌

[1] Uchida, H., H. K. Totani, N. Yoneda, M. Miyazaki, Y. Konishi, S. Makino, J. Hirokawa, and M. Ando, "Dual-band-rejection filter for distortion reduction in RF transmitters," IEEE Trans. MTT., Vol. 52, pp.2550-2556, Nov. 2004.

- [2] Chen, J.-X., T. Y. Yum, J.-L. Li, and Q. Xue, "Dual-mode dual-band bandpass filter using stacked-loop structure," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, Vol. 16, 502-504, Sep. 2006.
- [3] Kuo, J.-T., T.-H. Yeh, and C.-C. Yeh., "Design of microstrip bandpass filter with a dual-passband response," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, Vol. 53, 1331-1337, Apr. 2005.
- [4] Quendo, C., E. Rius, and C. Person, "Narrow bandpass filters using dual-behavior resonators," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, Vol. 51, 734-743, Mar. 2003.
- [5] Tsai, C.-M., H.-M. Lee, and C.-C. Tsai, "Planar filter design with fully controllable second passband," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, Vol. 53, 3429-3439, Nov. 2005.
- [6] Ma, Z., K. Kikuchi, Y. Kobayashi, T. Anada, and G. Hagiwara, "Novel microstrip dual-band bandstop filter with controllable dual-stopband response," *Asia-Pacific Microwave Conference Proceedings*, 1177-1180, Dec. 2006.
- [7] Chin, K.-S., J.-H. Yeh, and S.-H. Chao, "Compact dual-band bandstop filters using stepped-impedance resonators," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, Vol. 17, No. 12, 849-851, Dec. 2007.
- [8] Zhang, H. and K. J. Chen, "Miniaturized coplanar waveguide bandpass filters using multisection stepped-impedance resonators," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, Vol. 54, 1090-1095, Mar. 2006.
- [9] Yeh, L.-K., C.-Y. Hsu, C.-Y. Chen, and H.-R. Chuang, "A 24-/60-GHz CMOS on-chip dual-band bandpass filter using trisection dual-behavior resonators," *IEEE Electron. Device Lett.*, Vol. 29, No. 12, 1373-1375, Dec. 2008.
- [10] Chin, K.-S. and J.-H. Yeh, "Dual-wide-band bandpass filter using short-circuited stepped-impedance resonators," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, Vol. 19, No. 3, 155-157, Mar. 2009.

저자약력

김 기 래(Gi-Rae Kim)**중신회원**

1986년 서강대학교
전자공학과 공학사,
1988년 서강대학교대학원
전자공학과 석사
1998년 경남대학교대학원
전자공학과 박사
1988-1993 삼성전자(주)
정보통신연구소
선임연구원
1993-1999 마산대학
정보통신과 조교수
1999-현재 신라대학교
전자공학과 교수



<관심분야> 초고주파 회로설계, 무선통신

김 요 섭(Yo-Seob Kim)**비회원**

경남과학고등학교 학생
과학고 R&E연구과제 수행
한국뇌과학올림피아드 수상
진국과학전람회 수상



<관심분야> 과학이론 및 실험, 뇌과학