

광대역의 고조파 억제가 가능한 헤어핀 SIR을 사용한 협대역 통과 여파기 설계

Design of A Narrow Bandpass Filter with Wideband Harmonic Suppression Using Hairpin Step Impedance Resonators

박주성 · 모우딘 와합 · 최현철 · 김강욱

Ju-Seong Park* · Wahab Mohyuddin · Hyun-Chul Choi · Kang-Wook Kim

요 약

본 논문에서는 4~6 %의 협대역 필터를 구현함에 있어서 광대역으로 고조파 성분을 억제하기 위하여 suspended-strip 선로 상에 2개의 헤어핀 계단형 임피던스 공진기 구조를 구현한 새로운 설계법을 제시하였다. 제안된 협대역 필터의 구현의 예로, 중심주파수 $f_0=1.4$ GHz에서 5 %의 대역폭의 협대역 필터를 구현하였고, $7.5f_0$ 까지 광대역 고조파 억제 대역을 구현할 수 있음을 보였다. 이 결과는 기존 마이크로스트립 선로를 사용한 협대역 필터 설계법에 비해 2배 이상 넓은 고조파 억제가 구현 가능함을 입증한 것이며, 삽입손실 또한 0.9 dB로 우수한 특성을 얻었다.

Abstract

This paper proposes a new design method for narrow bandpass filters using two cascaded hairpin step impedance resonators (SIRs) with wideband harmonic suppression. The proposed bandpass filter utilizes a suspended strip line (SSL) to maximize the characteristic impedance ratio, thereby maximizing the harmonic suppression bandwidth. As an example of the proposed design method, the SSL bandpass filter with a center frequency of $f_0=1.4$ GHz and fractional bandwidth of 5 % was implemented, and proved to suppress harmonics up to $7.5f_0$ with a passband insertion loss of approximately -0.9 dB. This result implies that the proposed SSL narrow bandpass filter (NBPF) can suppress the harmonic bandwidth more than two times as compared with the filter design on a microstrip line (MSL).

Key words: Suspended Strip Line (SSL), Hairpin SIR, Narrow Bandpass Filter (NBPF), Impedance Ratio

I. 서 론

높은 선택도, 낮은 삽입 손실, 넓은 고조파 통과대역 억제 범위를 가지는 NBPF(Narrow Band Pass Filter)는 다중

채널 무선통신 시스템의 수신단에서 필요한 주파수 대역을 선택적으로 통과하게 하고, 채널간 간섭을 최소화하는 필수적인 소자이다. 이러한 NBPF는 주로 마이크로스트립 선로(Microstrip Line; MSL)를 사용하여 구현되었는데,

「This research was supported by the National R&D Program through the National Research Foundation of Korea (NRF) funded by the Ministry of Education, Science, and Technology(NRF-2017M1A7A1A03064220).」

경북대학교 전자공학부(School of Electronics Engineering, Kyungpook National University)

· Manuscript received November 29, 2017 ; Revised March 7, 2018 ; Accepted March 13, 2018. (ID No. 20171129-04S)

· Corresponding Author: Kang-Wook Kim (e-mail: kang_kim@ee.knu.ac.kr)

마이크로스트립 선로는 마이크로파 및 밀리미터파 신호를 전송하는 전송선으로 높은 집적도와 실용성 때문에 많은 무선통신 시스템에서 주로 사용되고 있다. 한편, NBPF의 특성에는 협대역의 통과대역 외에 DM 고조파(Differential Mode harmonic)의 불요 주파수 성분이 발생하게 된다. 즉, 필터의 중심주파수 주변의 통과대역 외에, 기준 주파수의 3, 5, 7차 등의 홀수차 고조파 통과대역이 발생하게 되어 이를 억제하는 설계가 바람직하다. 고조파 성분을 억제하기 위해 동기식 펄스폭 변조 모듈(Pulse Width Modulation: PWM), ASIC 등을 사용하는데, 이는 수신단의 구조를 복잡하게 구성하게 만드는 주요 원인이었다^{[1],[2]}. NBPF에서의 고조파 억제는 다중대역 시스템, 듀플렉서 설계를 어렵게 만드는 원인이기 때문에 많은 연구가 이루어지고 있다^{[3]-[6]}.

고조파 억제를 위한 방법으로는 비아(via)를 이용한 방법^[3], open loop 구조를 이용한 스위칭 기법^[4], stub을 이용한 공진기 설계법^[5], 계단형 임피던스 공진기(Step Impedance Resonator: SIR)구조^[6] 등의 MSL 기반의 연구들이 수행되었다.

그러나 이러한 MSL을 사용하여 구현한 협대역 필터는 고조파 억제에 명확한 한계를 보여왔다. MSL을 이용하여 고조파 억제를 위해 자주 구현되는 방법이 SIR을 사용한 구조이며, 2개의 임피던스비를 이용하여 간단하게 고조파 억제 범위를 계산 및 구현이 가능하다. 마이크로스트립 선로의 경우는 임피던스 구현 범위가 비교적 좁기 때문에 고조파 성분의 억제에 한계가 있었다. 그러나 금속의 cavity 내에 PCB(Print Circuit Board) 선로로 구성된 suspended stripline(SSL)은 임피던스 구현 범위가 넓기 때문에 광대역의 고조파 억제 범위를 가진 SIR 필터 구현이 가능하게 된다.

SSL에서는 금속 도파구조 내에 PCB로 구현한 신호선로가 있는 구조로서, 진행하는 신호는 대부분 공기 중으로 전파하기 때문에 방사 및 유전체에 의한 손실이 적으므로 필터구현 시 삽입손실이 매우 적게 구현이 가능하다. 또한 금속 덮개에 의한 선풍 조정이 가능하므로 넓은 범위의 임피던스 구현이 가능하다.

따라서 본 논문에서는 SSL을 사용하여 광대역 고조파 억제대역을 가지면서도 저손실의 특성을 가지는 고성능

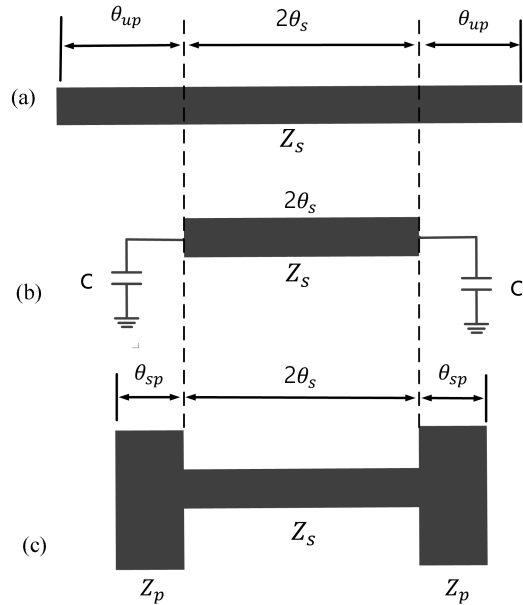


그림 1. (a) $\lambda_g/2$ UIR 구조, (b) UIR 양단에 종단된 커패시턴스 C가 있는 구조, (c) $\lambda_g/2$ SIR 구조

Fig. 1. (a) $\lambda_g/4$ UIR structure, (b) UIR with lumped capacitances, (c) $\lambda_g/2$ SIR structure.

NBPF 설계를 하였다. MSL 기반의 PCB 회로와 집적을 용이하게 하기 위하여 본 연구실에서 개발한 전이구조를 이용하였다^[7].

II. SSL 여파기 설계

2-1 헤어핀 SIR 공진기 설계

그림 1(a)는 하나의 특성 임피던스 선로로 구성된 반파장($\lambda_g/2$) UIR(Uniform Impedance Resonator) 구조이다. UIR 구조로서 필터를 구현하면 중심주파수 f_0 외에 발생하는 불요의 DM 고조파 성분(f_3, f_5, f_7 등)을 보다 효과적으로 억제하는 것이 어려운 구조이다. 반면, SIR 구조는 그림 1(c)와 같이 두 개의 다른 특성 임피던스 Z_p, Z_s 를 가진 전송선으로 구성된 구조이며, 두 임피던스 비를 조정함으로써 일반적인 UIR 구조에 비해 향상된 DM 고조파 억제 특성을 가지게 할 수 있다. 양단이 개방되어 있는 $\lambda_g/2$ SIR 구조의 DM 고조파 억제 대역을 구하기 위해서 그림 1(b)와 같이 단일선로 Z_s 의 UIR 양단에 가상의

캐패시터가 연결된 회로를 구성한다. 그림 1(b)는 $\lambda_g/2$ 의 회로이며, 단일선로 Z_s 의 전기적 길이는 UIR과 같은 $2\theta_s$ 이며, 양단의 캐패시터 C 의 값은 전송선 이론에 의해 구해진다.

$$C = \frac{\tan \theta_{up}}{Z_s \omega} \quad (1)$$

식 (1)에서의 커패시터 C 를 그림 1(c)의 SIR 전송선의 임피던스 $Z_p = 1/j\omega C$ 로 놓을 수 있다. 따라서 SIR의 전기적 길이 θ_{sp} 와 UIR의 전기적 길이 θ_{up} 와 관계를 식 (2)를 사용하여 의해 구할 수 있다^[8].

$$\tan \theta_{sp} = R_z \tan \theta_{up} \quad (2)$$

이때 $R_z = Z_p/Z_s$ 로서 임피던스의 비이다. 그림 1(c)에서 임피던스 Z_p 인 선로의 전송선의 전기적 길이 θ_{up} 와 임피던스 Z_s 인 선로의 전송선의 전기적 길이 θ_s 가 기준 주파수 f_0 에 대응되는 전기적 길이와 같다고 할 수 있다. 따라서 $\theta_{up} = \theta_s$ 로 놓으면, 식 (2)로부터 SIR에서의 대역통과 기준주파수 f_0 에 따른 DM 고조파 억제 대역 f_{SB} 를 식 (3)과 같이 구할 수 있다.

$$\Delta f_{SB} = \frac{\pi}{2 \tan^{-1} \sqrt{R_z}} f_0 \quad (3)$$

식 (3)을 사용하여 본 논문에서 제시하는 DM 고조파 억제 헤어핀 SIR 공진기 설계가 가능하다. 그림 2는 본 논

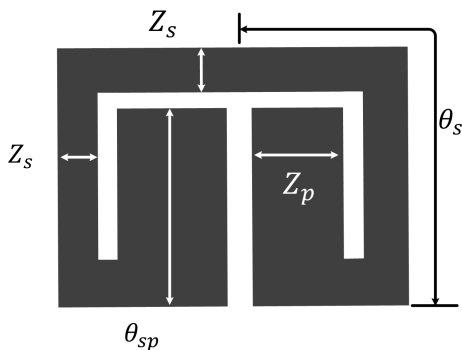


그림 2. 제안된 $\lambda_g/2$ 헤어핀 SIR 구조
Fig. 2. Proposed $\lambda_g/2$ hairpin SIR structure.

문에서 제시하고 있는 그림 1(c)의 SIR 구조를 헤어핀 형태로 접은 헤어핀 SIR(hairpin SIRs) 구조이다. 헤어핀 SIR 구조는 2개의 임피던스를 가지고 있는 SIR 구조를 1차 형태로 접은 구조로서, 각각 낮은 임피던스 선로 Z_p 2개가 결합선로 형태로 만들어졌으며, 높은 임피던스 선로 Z_s 1개는 단일선로로 구성되어 있다. 이때 헤어핀 구조의 Z_p 선로는 결합선로이기 때문에 단일선로일 때보다 더 낮은 임피던스 구현이 가능하게 되고, 따라서 식 (3)에 의해 일반적인 $\lambda_g/2$ SIR 구조에 비해 2개의 임피던스 차이가 크게 구현이 가능하다. 따라서 더 넓은 DM 고조파 억제 대역을 가질 수 있다.

DM 고조파 억제범위는 Z_p 와 Z_s 의 임피던스의 차가 커질수록(R_z 가 작을수록) 통과대역 주파수와 잔류하는 최대 고조파 주파수 대역 간의 간격이 커진다는 것을 알 수 있으며, 식 (3)을 통하여 SIR의 임피던스 비에 따른 고조파 억제대역을 정할 수 있다. 따라서 원하는 억제 대역폭을 결정하면, SIR의 두 선로의 특성 임피던스를 결정할 수 있다. 기존 설계에서 사용된 MSL의 경우 임피던스의 최대·최소 구현 범위가 15~120 Ω 이기 때문에, MSL을 이용한 최대 고조파 억제 대역은 식 (3)에 의해 가장 낮은 임피던스 15 Ω 과 가장 높은 임피던스 120 Ω 의 비로 구해지며, 고조파 억제 대역의 값은 $\Delta f_{SB} = 4.6f_0$ 이다. 한편 본 논문에서 제안한 SSL을 사용하면 금속숫개의 높이를 조절하여 넓은 임피던스 범위를 구현할 수 있으며, MSL과 같은 선폭일 경우에 SSL의 최대 최소 임피던스 구현 범위가 5~300 Ω 이 가능하다. 따라서 SSL은 MSL과 같은 선폭일 경우 식 (3)에 의해 최대 고조파 억제 대역 $\Delta f_{SB} = 11.5f_0$ 로 MSL의 최대 고조파 억제 대역 $\Delta f_{SB} = 4.6f_0$ 경우에 비해 약 3배 정도 더 넓은 고조파 억제대역을 확보할 수 있게 된다.

헤어핀 SIR의 고조파 억제 대역에 대한 공진기 및 여파기 설계를 간단히 하기 위해서는 목표로 하는 임피던스 비 R_z 에 대한 정확한 전기적 길이 계산이 필요하다. 따라서 그림 3과 같이 헤어핀 SIR 공진기의 등가회로를 구성하여 임피던스 비 R_z 에 대한 전기적 길이를 구할 수 있다. 그림 3의 등가회로는 공진기의 입력 / 출력 어드미턴스가 각각 Y_i , Y_o 가 되게 하는 단일선로 Z_s 와 2개의 결합선로 Z_p 가 병렬로 놓인 회로이다. 따라서 단일선로

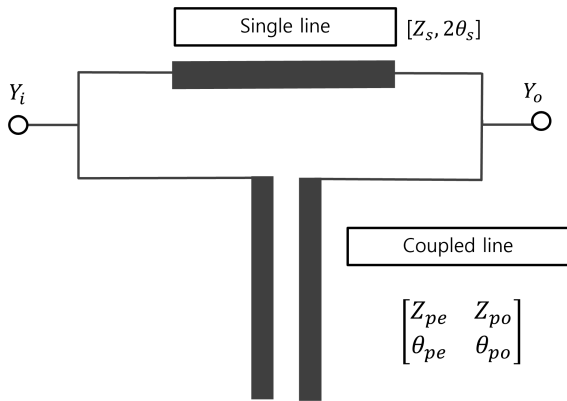


그림 3. 헤어핀 SIR 등가회로
Fig. 3. Equivalent circuit of hairpin SIRs.

Z_s 와 결합선로 Z_p 에 대한 개의 ABCD행렬은 식 (4), (5)와 같다.

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_s = \begin{bmatrix} \cos \theta_s & jZ_s \sin \theta_s \\ j \sin \theta_s / Z_s & \cos \theta_s \end{bmatrix} \quad (4)$$

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_p = \begin{bmatrix} \frac{Z_{pe} \cot \theta_{pe} + Z_{po} \cot \theta_{po}}{Z_{pe} \cot \theta_{pe} - Z_{po} \cot \theta_{po}} & -j \frac{2Z_{pe}Z_{po} \cot \theta_{pe} \cot \theta_{po}}{Z_{pe} \cot \theta_{pe} - Z_{po} \cot \theta_{po}} \\ j \frac{2}{Z_{pe} \cot \theta_{pe} - Z_{po} \cot \theta_{po}} & \frac{Z_{pe} \cot \theta_{pe} - Z_{po} \cot \theta_{po}}{Z_{pe} \cot \theta_{pe} + Z_{po} \cot \theta_{po}} \end{bmatrix} \quad (5)$$

행렬의 병렬회로는 그림 3의 등가회로에서 입출력 어드미턴스 Y_i, Y_o 에 대해 계산하면, 우수모드에 대한 전기적 길이 θ_{pe} 와 기수 모드 θ_{po} 에 대한 식이 나타난다. 식을 간단히 하기 위해서 $\theta_{pe} = \theta_{po} = \theta_{sp}$ 로 가정할 수 있다. 즉, Z_p 우수, 기수 모드에 대한 전기적 길이 θ_{pe}, θ_{po} 와 Z_p 의 전기적 길이를 같다고 하면, 식 (6)을 얻을 수 있다.

$$\sqrt{1-K^2} \cdot (R_{zp} \cot \theta_p - \tan \theta_p / R_{zp}) + 2 \cos 2\theta_s - 2K = 0 \quad (6)$$

식 (6)의 결합계수 K 는 우수모드(odd mode) 임피던스 Z_{pe} 와 기수 모드(even mode) 임피던스 Z_{po} 를 사용하여

$K = (Z_{pe} - Z_{po}) / (Z_{pe} + Z_{po})$ 로 정의되며, 결합선로 임피던스는 $Z_p = \sqrt{Z_{pe} \cdot Z_{po}}$ 로 정의된다. 그러나 본 논문에서 제시한 헤어핀 SIR의 경우는 2개의 결합선로 Z_p 의 임피던스를 최소화하기 때문에 Z_p 의 선평이 넓어서 결합계수 K 의 값이 무시할 정도로 미미하다⁹⁾. 따라서 식 (6)의 결합계수 K 는 0으로 가정하며, Z_s 와 Z_p 의 전기적 길이는 같으므로, $\theta_{sp} = \theta_s = \theta_0$ 으로 놓을 수 있다. 따라서 최종적인 결합선로 Z_p 의 전기적 길이 식이 식 (7)과 같이 주어진다.

$$\begin{aligned} &(Z_p^2 \cos \theta_0 - Z_s^2 \tan \theta_0) \sin \theta_0 \\ &+ Z_s \cdot Z_p \cos \theta_0 - Z_s = 0 \end{aligned} \quad (7)$$

2-2 두 개의 헤어핀 SIR을 이용한 여파기 SSL 여파기 설계

2-1절에서 제시한 방법을 통해 헤어핀 SIR 공진기의 임피던스 비 R_z 와 선로의 전기적 길이를 결정 한 후, 4~6% 주파수 대역을 얻기 위해 2개의 SIR 공진기를 이용하여 NBPF를 설계한다. 제안된 헤어핀 SIR 필터 설계의 예로서 MSL과 SSL 각각을 이용한 필터를 설계하였다.

MSL 임피던스비 $R_z = 0.3$ ($Z_p = 15 \Omega, Z_s = 40 \Omega$)과 SSL 임피던스비 $R_z = 0.04$ ($Z_p = 5 \Omega, Z_s = 100 \Omega$)로 선택하면, 식 (3)에 의해 $\Delta f_{SB} = 3.2f_0, \Delta f_{SB} = 7.2f_0$ 로 각각 계산된다. 이때 헤어핀 SIR 공진기의 전기적 길이는 식 (7)에 의해 $\theta_0 = 60^\circ, \theta_0 = 50^\circ$ 로 계산된다.

그림 4(a)는 제안된 본 논문에서 사용한 SSL 구조이다. 제안된 필터의 구현을 위해 사용된 기판은 유전율 $\epsilon_r = 3.38$, 기판 두께 $h = 0.305 \text{ mm}$ 인 RO4003기판이고, SSL 부분의 금속 덮개 높이를 $b = 0.525 \text{ mm}$ 로 설정하여 설계하였다. 그림 4(b)는 본 논문에서 제안하고 있는 두 개의 헤어핀 SIR NBPF의 평면 회로부 형상이다. 제안된 필터의 설계의 주요 사양은 기준 주파수 $f_0 = 1.4 \text{ GHz}$, 비대역폭(Fractional Bandwidth: FBW)=5%, 통과대역 리플(ripple)=0.1 dB로 정하여 설계하였다. 좁은 FBW를 얻기 위해 공진기는 최소한으로 사용하였으며, 본 논문에서 설계한 헤어핀 SIR를 2개 사용하였다. 이 경우 FBW가 4~6%의 좁은 대역폭을 가지는 NBPF 설계가 가능하다. 일반

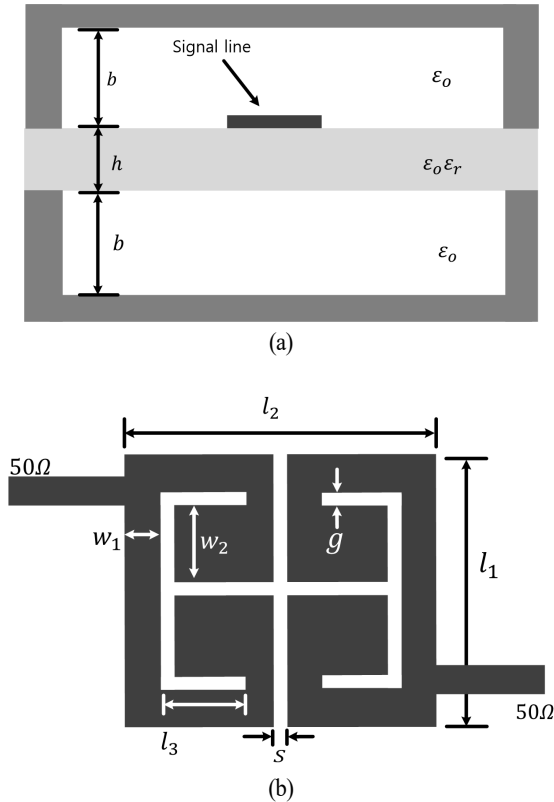


그림 4. (a) 사용된 SSL 구조, (b) 제안된 두 개의 헤어핀 SIR NBPF 형상
 Fig. 4. (a) SSL structure, (b) proposed NBPF using two hairpin SIR structures.

적으로 FBW를 결정하기 위해서는 공진기 사이의 결합에 의해 발생하는 결합계수를 이용한다. 공진기 사이의 상호 결합계수 합성법(coupling coefficients synthesis)에 의해 결합거리 s 에 따른 결합계수를 결정할 수 있으며, 본 논문의 FBW가 5%로 설계하기 때문에 본 논문에서 설계하는 NBPF의 결합계수를 0.05로 맞추어 s 를 결정한다. 본 논문에서는 Hong이 제안한 결합계수 계산식을 이용하여 결합거리 s 에 따른 결합계수를 결정하였다⁹⁾. 따라서 공진기 사이의 결합거리 $s = 0.3 \text{ mm}$ 이다. 일반적으로 필터의 2개의 입출력단의 전송선로의 위치는 두 공진기 사이에 발생하는 결합계수에 대한 2차 고조파 특성을 억제하기 위하여 그림 4(b)와 같이 비대칭적(skew-symmetric)으로 구성한다⁴⁾. 계산된 헤어핀 SIR의 특성임피던스와 전기적 길이는 등각사상법(conformal mapping)을 사용하여 계산

되었으며, MSL과 SSL의 호환을 위해 전이구조를 이용하여 50 Ω 입출력 전송선로를 설계하였다⁷⁾.

2-3 MSL-SSL 전이구조 설계

본 논문에서는 SSL 선로 상에서 대역통과 필터를 설계하였는데 MSL과 연결을 위해 본 저자의 연구실에서 설계한 고성능의 MSL-SSL 전이구조를 사용하였다. 그림 5(b)

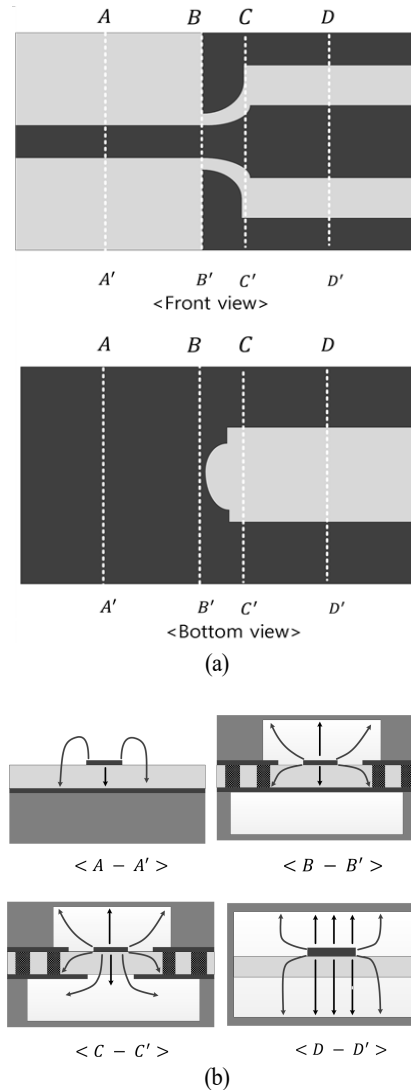
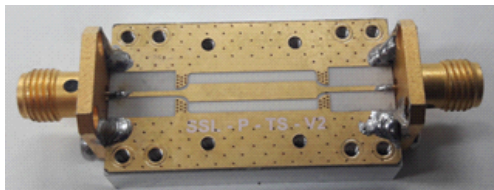


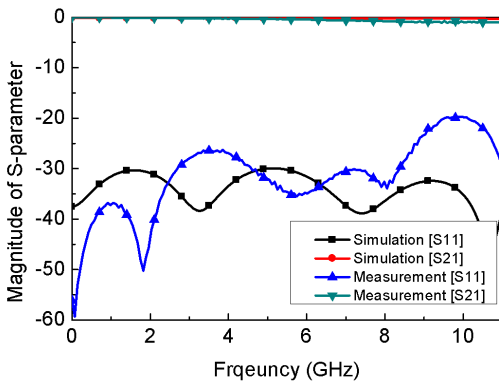
그림 5. (a) 사용된 앞면 및 뒷면의 MSL-to-SSL 전이구조 형상, (b) 전이구조의 각 부분에서의 전기 분포 형상
 Fig. 5. (a) MSL-to-SSL transition: front and bottom views, (b) electric field distributions at each cross-section.

는 그림 5(a)의 각 단계에서의 전개분포를 나타낸 것이다. 그림 5(b)에 나타난 전개 분포에서 보듯이 MSL-SSL 전이 구조는 MSL에서 CBCPW(Conductor Backed Coplanar Waveguide), CPW(Coplanar Waveguide), SSL로 전이되고, 전이과정에서 자연스러운 전개 분포 변화와 임피던스 유지가 가능할 수 있도록 구현하였다. 즉, 일반적인 A-A' MSL의 전개분포에서 B-B' CBCPW의 전개분포로 변화하였다. 또한 B-B'와 C-C'에서 보여주듯이 기관의 바닥면인 접지선로 폭의 변화를 통해 전이를 이루게 된다. 마지막으로 C-C'의 CPW로부터 D-D'의 SSL까지의 기관의 윗면 신호 선폭의 변화를 통하여 자연스럽게 SSL로 전이를 이루게 하였다.

이러한 전이구조의 설계법을 이용하여 제작된 MSL-SSL 전이구조의 back-to-back 사진을 그림 6(a)에서 보여주고 있고, 그 EM 시뮬레이션 및 측정 결과를 그림 6(b)에서 보여주고 있다. 측정 결과는 DC-10 GHz까지 삽입손실이 0.9 dB 이하의 값을 가졌으며, 반사손실은 10 dB 이상을 갖는다는 것을 확인하였다.



(a)



(b)

그림 6. (a) 제작된 MSL-to-SSL 전이구조, (b) 시뮬레이션 및 측정 결과

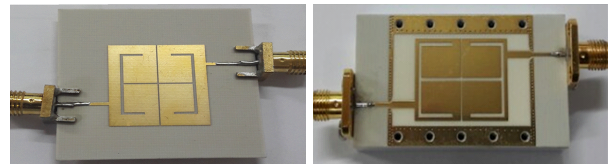
Fig. 6. (a) Fabricated MSL-to-SSL transition, (b) simulated and measured results.

III. 시뮬레이션 및 측정 결과

그림 7(a)와 (b)는 각각 MSL와 SSL로 제작된 NBPF의 형상이다. MSL로 설계된 NBPF의 수치는 $g = 0.5 \text{ mm}$, $s = 0.3 \text{ mm}$, $l_1 = 20.6 \text{ mm}$, $l_2 = 16.7 \text{ mm}$, $l_3 = 4 \text{ mm}$, $w_1 = 0.8 \text{ mm}$, $w_2 = 6.5 \text{ mm}$ 이며, MSL 헤어핀 SIR 형태의 NBPF 크기는 $21.0 \times 16.7 \text{ mm}^2$ 이다. SSL로 설계된 NBPF의 수치는 $g = 0.6 \text{ mm}$, $s = 0.3 \text{ mm}$, $l_1 = 16.4 \text{ mm}$, $l_2 = 18.7 \text{ mm}$, $l_3 = 7.6 \text{ mm}$, $w_1 = 0.8 \text{ mm}$, $w_2 = 6.5 \text{ mm}$ 이며, SSL 헤어핀 SIRs 형태의 NBPF 크기는 $19.0 \times 18.7 \text{ mm}^2$ 이다. 본 논문의 MSL과 SSL사이의 전이구조의 삽입손실은 DC~10 GHz까지 0.7 dB 미만의 값을 나타내었다. 그림 8은 NBPF의 시뮬레이션 및 측정 S 파라미터이다. 그림 8(a)와 (b)는 각각 MSL과 SSL 전송선로 기반 NBPF의 S 파라미터의 값이며, SSL NBPF가 MSL NBPF에 비해 약 2.3배 넓은 고조파 억제 대역을 가지는 것을 확인할 수 있다. 또한 MSL NBPF의 삽입손실 S_{21} 이 2.5 dB인 것에 비해 SSL NBPF의 삽입손실 S_{21} 은 0.9 dB로 약 2 dB가 적은 우수한 값을 나타내었다. 이와 같은 저손실은 SSL의 금속 덮개에 의해 새어나가는 방사손실의 최소화가 가능하기 때문이다. 또한 기존 SSL 소자들은 MSL과 집적된 모듈로 구현하기 어려웠지만, 저자의 연구실에서 개발한 MSL과 SSL의 전이구조를 통해 별도의 튜닝 및 큰 손실 없이 모듈화가 가능하였다.

IV. 결론

본 논문은 기존의 DM고조파 억제를 위해 연구되었던 MSL 기반한 NBPF와 다르게 SSL을 이용하여 우수한 고조파 억제 NBPF를 설계하였다. SSL의 높은 임피던스 비를 이용하여 기존 MSL 기반의 필터에 비해 2.3배 넓은



(a) MSL로 제작된 형상

(b) SSL로 제작된 형상

(a) MSL structure

(b) SSL structure

그림 7. 제작된 NBPF

Fig. 7. Fabricated NBPFs.

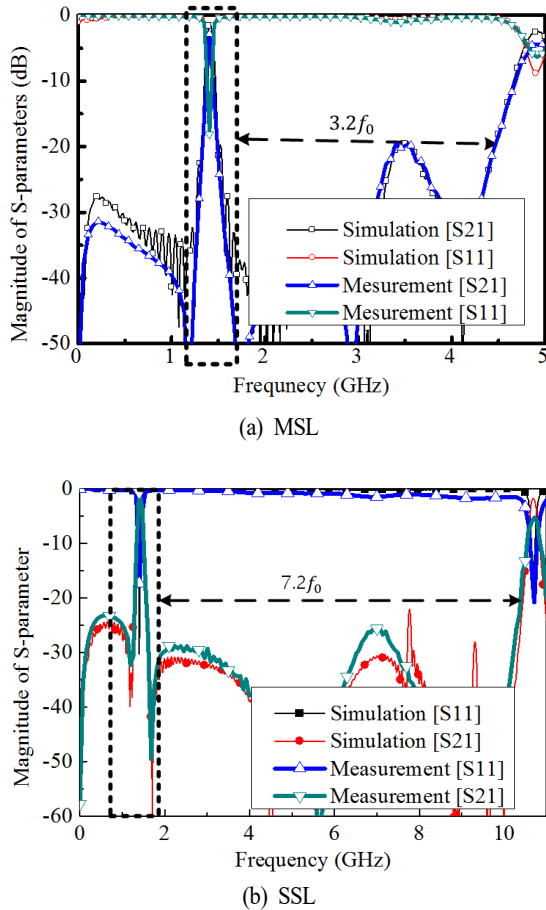


그림 8. 시뮬레이션 및 측정 S 파라미터
Fig. 8. Simulated and measured S-parameters.

고조파 억제 대역을 가지게 되었으며, 금속 덮개로 구성 되어 있는 SSL이 방사손실을 억제하여 낮은 삽입손실 NBPF 설계가 가능하였다. 또한, 기존의 소형화 공진기인 헤어핀의 경우에는 본 논문의 공진기 설계와 같이 공진기 내부의 결합에 의해 소형화를 시키는 방식이었지만, 별도의 튜닝이 필요하였다. 그러나 본 연구에서는 내부의 결합을 2×2행렬로 구성하여 정확한 계산을 통해 별도의 튜닝없이 직접 설계를 할 수 있다. 본 논문의 SSL 헤어핀 SIR NBPF는 여파기의 손실이 낮아 마이크로파 및 밀리미터파 대역에서 사용이 가능하기 때문에 향후 무선통신 시스템에서의 활용도가 높아질 것이며, 5G 및 IOT 시스템에서 수요가 많아지는 다중대역 시스템 및 듀플렉서에 유용하게 사용될 것이라 기대한다.

References

- [1] Z. Wei, L. Hongpeng, and W. Wei, "Harmonic suppression strategy for voltage-controlled grid connected inverter based on parameter optimization," in *2017 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo, Asia-Pacific (ITEC Asia-Pacific)*, Harbin, 2017, pp. 1-5.
- [2] G. Liu, Y. Zhang, S. Jin, and F. Zhang, "Research on harmonic current suppression technology of permanent magnet synchronous motor based on surrogate mode," in *2017 20th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, Sydney, NSW, 2017, pp. 1-5.
- [3] Y. L. Li, J. X. Chen, Q. Y. Lu, W. Qin, W. Li, and Z. H. Bao, "A new and simple design approach for harmonic suppression in bandpass filter," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 27, no. 2, pp. 126-128, Feb. 2017.
- [4] G. Le Dai, X. Y. Zhang, C. H. Chan, Q. Xue, and M. Y. Xia, "An investigation of open-and short-ended resonators and their applications to bandpass filters," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 57, no. 9, pp. 2203-2210, Sep. 2009.
- [5] N. Kumar, Y. K. Singh, "Compact stub-loaded open loop BPF with enhanced stopband by introducing extra transmission zeros," *Electronics Letters*, vol. 51, no. 2, pp. 164-166, 2015.
- [6] P. Rezaee, M. Höft, "A new compact microstrip slow wave open loop resonator filter with improved spurious-free band," in *2016 German Microwave Conference (GeMiC)*, Bochum, 2016, pp. 217-220.
- [7] Y. G. Kim, K. W. Kim, "A new design method for ultrawideband microstrip-to-suspended stripline transitions," *International Journal of Antennas and Propagation*, vol. 2013, pp. 1-9, 2013.
- [8] M. Sagawa, M. Makimoto, and S. Yamashita, "Geometrical structures and fundamental characteristics of microwave stepped-impedance resonators," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 45, no. 7, pp.

1078-1085, Jul 1991.

[9] J. S. Hong, M. J. Lancaster, "Couplings of microstrip square open loop resonators for cross-coupled planar

microwave filters," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 44, no. 11, pp. 2099-2109, Nov. 1996.

박 주 성



2009년 2월: 경북대학교 신소재공학과 (공학사)
 2016년 8월~현재: 경북대학교 전자공학과 (공학석사)
 [주 관심분야] 초고주파 회로 설계, 고주파 공진기, MMIC, EMI/EMC 등

최 현 철



1982년 2월: 경북대학교 전자공학과 (공학사)
 1984년 2월: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 (공학석사)
 1989년 2월: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 (공학박사)
 1989년 3월~1990년 2월: 대현정밀 (주)

연구소장

1990년 3월~현재: 경북대학교 전자공학과 교수
 2016년~2018년 3월: 경북대학교 IT대학 학장
 [주 관심분야] 전파 및 역산란 해석, RF/Microwave 회로 및 시스템, EMI/EMC 등

모우딘 와합



2011년 8월: National University of Computer & Emerging Sciences, Pakistan Bachelor of Science (Telecommunication Engineering) (공학사)
 2014년 8월: 경북대학교 전자공학과 (공학석사)
 2014년 9월~현재: 경북대학교 전자공학과 박사과정

[주 관심분야] 광대역 믹서 설계, 고주파 여파기 설계

김 강 욱



1985년 2월: 서울대학교 전기공학과 (공학사)
 1987년 2월: 서울대학교 전기공학과 (공학석사)
 1996년 7월: University of California, Los Angeles 전자공학과 (공학박사)
 1987년~1990년: 한국전기연구소 연구원
 1998년~1999년: P-Com, Inc. 마이크로파

설계연구원

1999년~2001년: Narda DBS Microwave, RF 설계연구원
 2001년~현재: 경북대학교 IT대학 전자공학과 교수
 2007년~2016년: 이엠와이즈통신(주) 대표이사
 2016년~2017년: 경북대학교 기획처장
 [주 관심분야] 마이크로파 통신시스템 및 서브시스템, 마이크로파 및 밀리미터파 부품 및 패키징, 무선 통신용 안테나, 전자기 상호 작용 및 전자기 수치 해석