

## 결함 접지 스트립선로를 사용한 초광대역 고조파 억제 저역통과 필터

Ultra-Wideband Harmonic Suppression Low-Pass Filter  
Using Defected Ground Stripline

김동휘 · 이정석 · 김문주 · 민병철 · 김강욱 · 최현철

Dong-Hwi Kim · Jung-Seok Lee · Mun-Ju Kim · Byung-Cheol Min · Kang-Wook Kim · Hyun-Chul Choi

## 요 약

본 논문에서는 결함 접지 스트립선로 구조를 사용하여 초광대역으로 고조파 성분을 억제하는 계단형 임피던스 방식의 저역 통과 필터 설계법을 제안하였다. 제안된 결함 접지 스트립선로 구조는 기존의 결함 접지 구조와 달리 스트립선로에 비대칭적으로 접지면이 결함되게 하여, 기존의 결함 접지 구조에 비해 월등히 높은 60배 이상의 임피던스 비를 얻을 수 있어, 넓은 고조파 억제 대역과 높은 고조파 억제 레벨을 갖는 계단형 임피던스 필터를 설계할 수 있게 한다. 효율적인 필터 설계를 위하여, 제안하는 결함 접지 스트립선로의 단면을 등각사상법으로 해석하여 높은 정확도로 특성 임피던스를 계산할 수 있으며, EM 시뮬레이션 없이도 정확하면서도 신속한 설계가 가능하게 하였다. 제안된 높은 임피던스 비를 갖는 결함 접지 스트립선로 구조를 활용하여 초광대역 고조파 억제 저역통과 필터의 구현 예로서 1.1 GHz의 차단주파수( $f_c$ )를 가진 9차 체비셰프 필터(0.1 dB 리플)를 구현하여,  $36.4 f_c$ 까지 40 dB 이상의 고조파 억제 레벨을 얻을 수 있음을 보여주었다.

## Abstract

This study proposes a design method for implementing a low-pass filter that suppresses harmonic components in an ultrawide bandwidth using a stepped impedance structure with a defected ground stripline structure. The proposed defected ground stripline structure can obtain an impedance ratio that is more than 60 times higher than those of other transmission lines and conventional defected ground structures, owing to the asymmetrical ground plane of the stripline, making it possible to design a stepped impedance filter with a wide-band harmonic suppression band and a high harmonic suppression level. In addition, for an efficient filter design, the cross-sectional shape of the proposed defected ground stripline was analyzed by conformal mapping, and a design equation for calculating the characteristic impedance with high accuracy was derived, making it possible to design accurately and quickly without EM simulations. Using the proposed defected ground stripline structure with a high impedance ratio, a 9th-order Chebyshev filter (0.1 dB ripple) with a cutoff frequency ( $f_c$ ) of 1.1 GHz, providing a high harmonic suppression level of more than 40 dB, up to  $36.4 f_c$ , is implemented.

Key words: Defected Ground Stripline, Low Pass Filter, Conformal Mapping, Schwarz-Christoffel Transformation, Ultra-Wideband, Harmonic Rejection.

「This research was supported by Kyungpook National University Research Fund, 2021.」

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

· Manuscript received August 6, 2023 ; Revised August 21, 2023 ; Accepted October 12, 2023. (ID No. 20230806-059)

· Corresponding Author: Hyun-Chul Choi (e-mail: hcchoi@ee.knu.ac.kr)

## I. 서 론

5G/6G 통신 기술이 발달함에 따라 초고속 전송, 고용량의 통신 등을 위한 무선통신 시스템이 개발되고 있다. 이러한 무선통신 시스템은 점차 더 높은 주파수를 사용하여 밀리미터파에 이르고 있으며, 시스템의 선형성과 비트오류율(bit error rate: BER)의 감소를 위해 광대역으로 고조파 성분(harmonic components)을 억제하는 필터들을 요구하고 있다. 이러한 고조파 억제(harmonic rejection) 필터는 다양한 분야에서 용도에 맞게 저역 통과 필터(low pass filter: LPF), 고역 통과 필터(high pass filter: HPF), 대역 통과 필터(band pass filter: BPF)의 형태로 사용된다. 이중 광대역 고조파 억제 저역 통과 필터는 높은 고조파 억제 레벨, 넓은 고조파 억제 대역, 높은 스킨 특성, 소형화 등의 특성이 요구되며, 다양한 능동 소자에서 발생하는 고조파, 불요성분을 억제하기 위한 조건을 만족해야 한다<sup>[1]~[3]</sup>.

일반적인 계단형 임피던스 필터(steped impedance filter: SIF)는 저역통과 필터로서 고조파 성분을 억제하는 대역이 비교적 넓지 않은데, 고조파 억제 대역을 넓히기 위해 결함 접지 구조(defected ground structure: DGS), 인터디지털 헤어핀(interdigital hairpin), 스텝(stub)과 같은 다양한 구조를 복합적으로 사용하여 필터의 성능을 향상시켜 왔다<sup>[4]~[9]</sup>. 참고문헌 [4]에서는 전송영점을 갖는 계단형 임피던스 공진기(steped impedance resonator)를 통해 추가적인 전송영점을 갖는 광대역 고조파 억제 저역통과 필터를 설계하였다. 참고문헌 [5]에서는 인터디지털 헤어핀으로 만든 저역통과 필터에 방사 스텝(radial stub)을 통해 고조파 억제 저역 통과 필터를 설계하였다. 일반적으로 SIF에서 임피던스 비가 큰 구조를 사용하면 고조파 억제 대역이 넓어지며 필터의 소형화를 이룰 수 있다.

이 중, DGS를 사용한 LPF는 DGS를 집중 정수 소자로서 활용하였거나<sup>[6][7]</sup>, 선로의 특성 임피던스값을 향상시키는 방식으로 사용되었다<sup>[8]~[10]</sup>. 참고문헌 [6]에서는 덤벨형 DGS를 통해 집중 정수 소자로 사용하여 고조파 억제 LPF를 구현하였으며, 참고문헌 [7]에서는 다중 전송영점을 갖는 계단형 임피던스 스텝(steped impedance stub: SIS)과 균일 임피던스 스텝(uniform impedance stub:

UIS)으로 넓은 고조파 억제 대역을 형성하고, DGS로 억제대역을 확장시키는 모델을 제시하였다. 참고문헌 [8]에서는 다층 기판을 사용한 서파 마이크로스트립(slow-wave microstrip: SMS) 선로와 DGS로 향상된 임피던스 비를 갖는 선로를 제시하였으며, 기존 SIF에 비해 소형화된 고조파 억제 SIF 모델을 제시하였다. 참고문헌 [9] 및 참고문헌 [10]은 특성 임피던스 향상을 위해 SIF의 높은 임피던스 단에 DGS를 사용하는 간단한 구조로 사용되었다.

이러한 DGS를 사용한 연구에서는 필터를 설계시 두꺼운 유전체를 사용하여 높은 특성 임피던스값을 구현하였는데, 유전체가 두꺼워진 만큼 SIF의 낮은 임피던스 단의 특성 임피던스값도 또한 높아지게 되어 SIF 설계에 어려움이 따르게 된다. 또한, 밀리미터파 대역의 높은 주파수에선 신호 손실을 최소화하기 위해 얇은 두께의 유전체 기판을 사용하여야 하는데, 기존 DGS를 적용하는 방식은 얇은 두께의 유전체에선 적용하기에 어려움이 따른다.

따라서, 본 논문에서는 얇은 유전체 기판을 사용하면 서도 높은 특성 임피던스값을 갖는 결함 접지 스트립선로(defected ground stripline: DG-SL) 구조를 제안하였고, 낮은 임피던스값을 갖는 스트립선로(SL) 단과 결합하여 높은 임피던스 비를 가지는 초광대역 고조파 억제 SIF를 구현하였다. 즉, 초광대역 고조파 억제 SIF의 낮은 임피던스 단은 유한한 접지면을 갖는 SL을 사용하고, 높은 임피던스 단은 유한한 접지면을 갖는 SL에서 접지면이 일부 개방된 DGS를 사용하여 매우 높은 임피던스 비를 갖게 하였다.

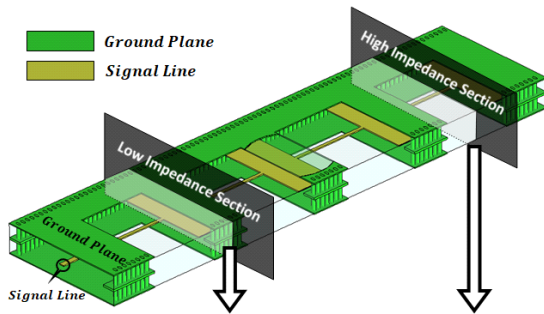
제안하는 DG-SL은 기존 DGS와 같은 신호선을 중심으로 좌우대칭적인 결함 접지면이 아닌, 비아로 인해 형성된 한쪽 접지벽(ground wall) 방향으로 접지면이 축소되어 생기는 비대칭적인 DGS를 갖고 있다. 이러한 DG-SL은 얇은 유전체 기판을 사용하면서도 높은 특성 임피던스값을 가지며, SIF로서 설계될 때 높은 임피던스 비를 가져 초광대역 고조파 억제 SIF로서 기능하게 된다.

등각사상(conformal mapping)의 Schwarz-Christoffel 변환법<sup>[11]</sup>을 제안하는 DG-SL에 적용하여 특성 임피던스 계산이 가능하게 하였으며, 계산된 특성 임피던스값과 DG-SL 구조를 통해 초광대역으로 고조파 억제 특성을 갖는 0.1 dB 리플의 9차 체비셰프(Chebyshev) SIF를 설계하였다.

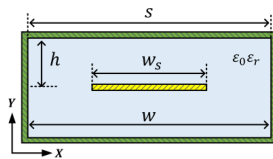
## II. 초광대역 고조파 차단 저역통과 필터

### 2-1 결합 접지 스트립선로의 구조

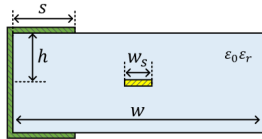
본 논문에서 제안된, 높은 임피던스 비를 갖는 DG-SL을 바탕으로 한 초광대역으로 고조파 성분을 억제할 수 있는 계단형 임피던스 필터(SIF)의 투시도와 임피던스 단면 모델을 그림 1에서 보여주고 있다. 이때, 그림 1(b) 및 그림 1(c)에서 낮은 임피던스 단과 높은 임피던스 단의 단면 모델과 설계 파라미터를 함께 보여주고 있다.  $s$ 는 접지면의 너비,  $w$ 는 유전체의 너비,  $h$ 는 유전체의 두께,  $w_s$ 는 신호선의 너비를 나타낸다.



(a) SIF의 투시도  
(a) Perspective view of SIF



(b) 낮은 임피던스 선로 단면(스트립선로)  
(b) The cross-sectional view of low impedance section (stripline)



(c) 높은 임피던스 선로 단면(DG-SL)  
(c) The cross-sectional view of high impedance section (DG-SL)

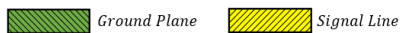


그림 1. 제안된 초광대역 고조파 억제 SIF  
Fig. 1. The proposed ultra-wideband harmonic suppression SIF.

그림 1(a)에서 넓은 폭의 신호선과 접지면에 둘러싸인 부분은 그림 1(b)에 해당하는 낮은 임피던스 단이며, 좁은 폭의 신호선과 접지면이 개방된 부분은 높은 임피던스 단인 그림 1(c)에 해당한다. 낮은 임피던스 단은 유한한 접지면을 가지는 SL이며, 높은 임피던스 단은 제안하는 DG-SL로 접지면이 비아로 형성된 접지벽 방향으로 축소되어 신호선을 덮지 않아 더욱 높은 특성 임피던스값을 가진다. 이러한 낮은 임피던스 단과 높은 임피던스 단의 반복인 SIF는 그림 1(a)와 같이 결합 접지 구조를 갖게 된다. 이때, 임피던스 해석을 위한 단면 모델은 신호선(노란색, 상향 빗금), 유전체 기판(하늘색), 접지면과 접지벽(초록색, 하향 빗금)으로 구성되어 있다.

### 2-2 유한한 접지면의 스트립선로와 결합 접지 스트립선로의 임피던스 해석법

등각사상의 해석법<sup>[12]</sup>을 제안된 DG-SL의 단면에 적용하여, 특성 임피던스 설계식을 도출하였다. 이러한 임피던스 해석은 선로 단면에서 형성되는 전자기장이 준-회전자기(quasi-TEM) 혹은 TEM 조건을 만족한다고 가정한다면, 단면 모델을 평행 판 구조로 변환하는 등각사상법을 사용해 분석할 수 있다. 이러한 해석을 통해 단면에 대한 정전용량을 계산할 수 있으며, 계산된 정전용량으로 단면의 특성 임피던스값을 결정할 수 있다. 본 저자 그룹에 의해 다양한 평면형 전이구조에 대한 일반적인 해석법을 정리하였다<sup>[11]</sup>. 평면형 구조의 정전용량 계산법을 제안된 DG-SL에 적용하여 단면의 특성 임피던스를 해석하였다.

이러한 임피던스 해석법은 단면의 정전용량 계산을 통해 특성 임피던스값을 계산할 수 있다. 단면 구조가 대칭적일 경우 일부분의 정전용량으로 단면 전체의 특성 임피던스값을 계산할 수 있다. 그림 1(b) 및 그림 1(c)에서 보여주는 단면은 신호선을 중심으로 상하 대칭 구조를 가진다. 임피던스 해석을 위해 신호선을 포함한 평면에 전기벽(electric wall)이 있다고 가정했을 때, 상단 유전체에 대한 정전용량으로도 단면의 특성 임피던스 해석이 가능하다.

제안된 DG-SL을 활용한 SIF 설계를 위한 낮은 임피던스

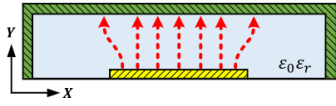


그림 2. 낮은 임피던스 단의 전기장 분포: 영역 I  
Fig. 2. Distribution of electric field in low impedance section: Region.

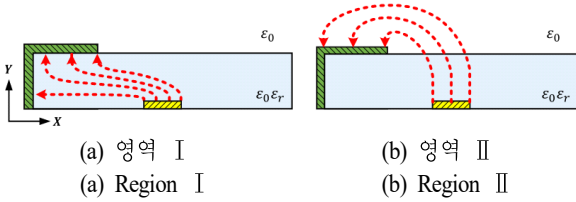


그림 3. 높은 임피던스 단의 전기장 분포  
Fig. 3. Distribution of electric field in high impedance section.

스 단과 높은 임피던스 단의 임피던스 해석을 위한 단면은 그림 2 및 그림 3과 같다. 그림 2는 낮은 임피던스 단의 특성 임피던스 해석을 위한 영역 I의 전기력선 분포이며, 그림 3은 높은 임피던스 단의 특성 임피던스 해석을 위한 영역 I과 영역 II의 전기력선 분포이다.

### 2-2-1 영역 I

단면의 특성 임피던스 해석을 위한 영역 I은 접지면 하단과 신호선 사이의 유전율이  $\epsilon_0\epsilon_r$ 인 영역이다. 낮은 임피던스 단일 때는 그림 2와 같으며, 높은 임피던스 단일 때는 그림 3(a)와 같다. 영역 I의 정전용량  $C_1$ 은 참고문헌 [11]의 타입3의 형상을 제안된 단면 구조에 맞추어 적용하였으며, 식 (1)과 같이 주어진다.

$$C_1 = \epsilon_0\epsilon_r \frac{K(k'_1)}{K(k_1)} \quad (1)$$

이때  $K$ 는 제1종 타원적분을 의미하고,  $\epsilon_0$ 는 진공의 유전율,  $\epsilon_r$ 는 유전체의 유전상수를 의미한다. 계수  $k_1$ 는 참고문헌 [11]의 타입3 계수에서 상단 접지선이 0일 때이며, 상보 계수는  $k'_1 = \sqrt{1-k_1^2}$ 와 같이 주어진다.

### 2-2-2 영역 II

영역 II는 그림 3(b)에서 보여주듯이 접지면이 비아로

형성된 접지벽 방향으로 축소되어 신호선이 개방되어 나타나는 프린징 전기장(fringing fields)이다. 전기력선의 대부분은 공기 중에 분포되어 있으며, 그림 3(b)와 같이 신호선과 접지면 상단으로 전기력선이 연결된다. 영역 II의 정전용량  $C_2$ 는 참고문헌 [11]의 타입5의 형상을 제안된 단면 구조인 그림 3(b)에 맞추어 적용하였으며, 식 (2)와 같이 주어진다.

$$C_2 = \epsilon_0 \frac{K(k'_2)}{K(k_2)} \quad (2)$$

이때, 참고문헌 [11]의 타입5 계수를 그림 3(b)에 적용하였을 때 계수  $k_2$ 와 같이 주어지며, 상보 계수는  $k'_2 = \sqrt{1-k_2^2}$ 와 같이 주어진다.

### 2-2-3 선로의 특성 임피던스

제안된 DG-SL의 단면을 영역 I과 영역 II로 구분하여 정전용량  $C_1$ 과  $C_2$ 를 얻을 수 있다. 낮은 임피던스 단의 특성 임피던스값은 접지면이 신호선을 충분히 덮고 있으며, 영역 II에 해당하는 프린징 필드가 없다. 이때, 낮은 임피던스 단은 정전용량  $C_1$ 으로 특성 임피던스값을 계산할 수 있으며, 식 (3)과 같이 주어진다. 낮은 임피던스 단의 유효유전율은 SL과 같이  $\epsilon_r$ 이다.

높은 임피던스 단은 영역 II의 프린징 필드가 있어 정전용량  $C_1$ 과  $C_2$ 로 특성 임피던스값을 계산할 수 있다. 이때, 높은 임피던스 단의 특성임피던스는 식 (4)와 같이 주어지며, 유효유전율은 식 (5)와 같이 주어진다. 식 (3)~식 (5)는 신호선을 중심으로 상하 대칭적인 구조를 고려하여 주어진다<sup>[11][12]</sup>.

$$Z_L = \frac{60\pi}{\sqrt{\epsilon_r}(C_1/\epsilon_r)/\epsilon_0} \quad (3)$$

$$Z_H = \frac{60\pi}{\sqrt{\epsilon_{eff}}(C_1/\epsilon_r + C_2)/\epsilon_0} \quad (4)$$

$$\epsilon_{eff} = \frac{C_1 + C_2}{C_1/\epsilon_r + C_2} \quad (5)$$

3D EM 시뮬레이터(CST microwave studio)를 사용하여 제안된 두 개의 단면 모델에 대해 선로의 특성 임피던스

값을 구하고, 계산한 특성 임피던스값과 비교한 그래프를 그림 4 및 그림 5에서 보여주고 있다. 이때, 사용된 기판은 Duroid 5880(유전상수 2.2)이고, 기판의 높이  $h$ 는 0.127 mm, 기판의 너비  $w$ 는 4 mm로 하였다.

그림 4는 접지면 너비  $s$ 와 유전체 너비  $w$ 가 동일한 낮은 임피던스 단의 경우에 신호선의 너비  $w_s$ 에 따른 임피

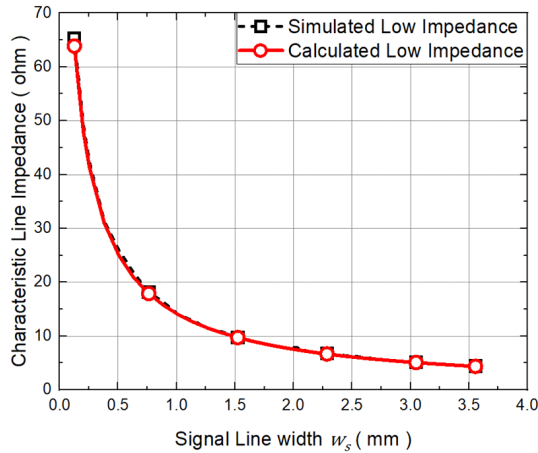


그림 4. 낮은 임피던스 단 임피던스 비교( $h=0.127$  mm,  $w=4$  mm,  $\epsilon_r=2.2$ )

Fig. 4. Impedance comparison of low impedance section ( $h=0.127$  mm,  $w=4$  mm,  $\epsilon_r=2.2$ ).

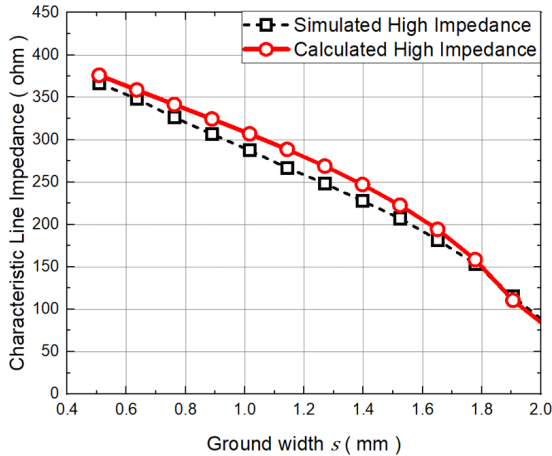


그림 5. 높은 임피던스 단 임피던스 비교( $h=0.127$  mm,  $w=4$  mm,  $w_s=0.127$  mm,  $\epsilon_r=2.2$ )

Fig. 5. Impedance comparison of high impedance section ( $h=0.127$  mm,  $w=4$  mm,  $w_s=0.127$  mm,  $\epsilon_r=2.2$ ).

던스의 값을 비교한 그래프이다. 일반적인 SL과 같이 신호선의 너비가 넓어질수록 특성 임피던스가 낮아지며, 식 (3)을 통해 계산된 특성 임피던스값과 EM 시뮬레이션을 통한 특성 임피던스값의 차이는 대부분 1  $\Omega$  미만의 낮은 오차를 가지나 일부 값에서 최대 5.3 %의 오차를 가진다.

그림 5는 DG-SL에 해당하는 높은 임피던스 단의 경우에 대해 신호선의 너비  $w_s$ 가 일정할 때 접지면의 너비  $s$ 에 따른 식 (4)의 계산된 특성 임피던스값과 EM 시뮬레이션값을 비교한 그래프이다. 접지면이 좁아질수록 특성 임피던스값은 높아지며, 접지면이 신호선과 인접할 때 5  $\Omega$ 미만의 차이를 가지나, 접지면이 좁아져 신호선과 멀어질 때 최대 8.5 %의 오차를 갖는다.

기존의 여러 평면 전송 선로로서 구현할 수 있는 특성 임피던스 범위를 본 논문에서 제안한 구조인 DG-SL의 특성 임피던스 범위와 비교한 것을 표 1에서 보여주고 있다. 제안된 구조의 낮은 임피던스 단은 SL을 사용하여 매우 낮은 특성 임피던스값을 가지며, 높은 임피던스 단인 DG-SL은 얇은 두께의 유전체에서도 기존 전송선로에 비해 매우 높은 특성 임피던스값을 가지게 하였다. 즉, 제안

표 1. 평면형 전송선로에서 구현 가능한 특성 임피던스 범위 및 임피던스 비

Table 1. The range of characteristic impedance and impedance ratio that can be implemented in a planar transmission line.

Transmission line	Structure	Characteristic impedance*	Impedance ratio ( $Z_H/Z_L$ )
MSL	Double-sided	8.2~97.5 $\Omega$	11.9
CPW	One-sided	48.2~105.5 $\Omega$	2.2
CBCPW	Double-sided	8~99.8 $\Omega$	12.5
CPS	One-sided	109~211 $\Omega$	1.9
SL	Double-sided	4.1~65.3 $\Omega$	15.9
Proposed structure (DG-SL)	Double-sided	4.4~270.1 $\Omega$	61.4

\*Dielectric constant of the substrate: 2.2, height of the substrate: 0.127 mm, height of the stripline and DG-SL: 0.254 mm, gap between two conductors: 0.127 mm, linewidth range: 0.1016~3.56 mm; MSL: microstrip, CPW: coplanar waveguide, CBCPW: conductor-backed CPW, CPS: coplanar stripline, SL: stripline.

된 DG-SL 구조를 통해 기존 전송 선로에 비해 월등히 넓은 임피던스 범위를 갖게 되고, 60배 이상의 높은 임피던스의 비를 구현할 수 있음을 확인할 수 있다.

### 2-3 초광대역 고조파 억제 DG-SL SIF 설계

일반적으로 SIF는 목표하는 차단주파수( $f_c$ )에서 전송 선로의 전기적 길이  $\theta_c$ 가  $\pi/2$ 보다 짧을 때, 두 개의 직렬 인덕터 사이에 한 개의 병렬 커패시터를 갖는 등가 회로로 나타낼 수 있으며,  $\pi/4$ 보다 짧을 경우 선로의 특성 임피던스가 충분히 낮을 때는 병렬 커패시터로, 선로의 특성 임피던스가 충분히 높을 때는 직렬 인덕터로 가정할 수 있다<sup>[13][14]</sup>. 이때, 전기적 길이  $\theta_c$ 는 선로의 물리적 길이  $l$ 에  $2\pi/\lambda_g$ 를 곱하여 라디안값으로 표현할 수 있으며,  $\lambda_g$ 는 차단주파수에서의 관내파장이다.

이때, 원하는 필터 성능에 맞춰 버터워스(Butterworth) 또는 체비셰프(Chevyshev)와 같은 L-C 사다리형 저역통과 필터 원형을 정하며, 직렬 인덕터를 높은 임피던스 단으로, 병렬 커패시터를 낮은 임피던스 단으로 치환하면 SIF가 된다. 이러한 SIF의 설계는 식 (6) 및 식 (7)을 통해 결정할 수 있는데, 각 단의 유도용량과 정전용량은 필터 원형에 따라 값이 정해지며, 선로의 임피던스와 관내파장에 따라 각 단의 길이가 정해지게 된다. 이때, 높은 임피던스 단은 특성 임피던스값이 높을수록, 낮은 임피던스 단은 특성 임피던스값이 낮을수록 해당 단의 물리적 길이가 짧아짐을 알 수 있다.

$$L = \frac{g_n R_0}{\omega_c}, \quad l_H = \frac{\lambda_{gH}}{2\pi} \sin^{-1} \left( \frac{\omega_c L}{Z_H} \right) \quad (6)$$

$$C = \frac{g_n}{\omega_c R_0}, \quad l_L = \frac{\lambda_{gL}}{2\pi} \sin^{-1} (\omega_c C Z_L) \quad (7)$$

위 식에서,  $L$ 은 유도용량,  $C$ 는 정전용량을 나타내며,  $g_n$ 는 저역통과 필터 원형의 정규화된 요소값,  $R_0$ 는 필터 임피던스,  $\omega_c$ 는 차단 각속도를 나타낸다.  $l_H$ 는 높은 임피던스 단의 물리적 길이를 나타내며, 이때의 특성 임피던스값을  $Z_H$ , 차단주파수에서의 관내파장을  $\lambda_{gH}$ 로 나타낸다. 또한,  $l_L$ 는 낮은 임피던스 단의 물리적 길이를 나타내며, 이때의 특성 임피던스값을  $Z_L$ , 차단주파수에서의 관

내파장을  $\lambda_{gL}$ 로 나타낸다.

SIF는 차단주파수보다 높은 주파수 영역에서 원치 않는 전송 피크가 나타나는 공진 주파수가 있으며, 식 (8)과 같이 주어진다<sup>[14]</sup>.

$$f_r = \frac{c}{2l_H \sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (8)$$

여기서,  $c$ 는 광속 상수,  $\epsilon_{eff}$ 는 높은 임피던스 단의 유효유전율을 나타낸다.

위 식에서 높은 임피던스 단의 길이는 원치 않는 전송 피크가 나타나는 공진 주파수( $f_r$ )의 반파장 길이에 해당한다. 이때,  $l_H$ 의 길이가 짧아질수록  $f_r$ 는 더욱 높은 주파수에서 나타나게 된다. 따라서, 선로의 특성 임피던스값이 높을수록 원치 않는 전송피크가 나타나는 공진주파수는 더욱 높은 주파수에서 나타난다. 이러한 방식으로 기존 SIF에서 DGS를 사용하여 고조파 억제 대역을 넓힐 수 있었다. 기존의 DGS SIF는 두꺼운 유전체 기판을 사용하여 높은 특성 임피던스값을 구현하였다. 하지만 신호 손실을 최소화하기 위해 얇은 두께의 유전체 기판을 사용하는 밀리미터파 시스템에서는 기존 DGS SIF를 적용하기엔 어려움이 따른다.

본 논문에서 제안된 DG-SL은 기존의 전송선로에 비해 넓은 임피던스 범위를 갖고 있어 SIF로 설계될 때, 짧은 전기적 길이 조건을 만족할 수 있다. 또한 얇은 유전체 기판을 사용하면서도 높은 특성 임피던스값을 얻을 수 있어 밀리미터파의 높은 주파수 대역에서도 SIF를 설계할 수 있을 것이다. DG-SL의 높고 낮은 임피던스 단이 반복함에 따라 SIF에서 결함 접지 구조가 나타나며, 기존의 DGS를 사용한 고조파 억제 LPF와 동일하게 높은 고조파 억제 레벨과 광대역 고조파 억제 특성을 갖게 될 것이다<sup>[7]~[10]</sup>.

## III. 시뮬레이션과 측정

### 3-1 설계

제안된 DG-SL의 성능을 증명하기 위하여 0.1 dB 리플의 9차 체비셰프(Chebyshev) SIF를 설계하고 구현하였다<sup>[15]</sup>. 사용된 기판은 Duroid 5880(유전상수 2.2)이고, 기판의 높이  $h$ 는 0.127 mm, 기판의 너비  $w$ 는 4 mm로 하였다. 높

은 임피던스 단은  $w_s=0.127$  mm,  $s=1$  mm로  $Z_H=270.1$   $\Omega$ 을 얻었고, 낮은 임피던스 단은  $w_s=3.56$  mm,  $s=4$  mm로  $Z_L=4.4$   $\Omega$ 을 얻어 61.4의 높은 임피던스 비를 얻었다. 0.1 dB 리플의 9차 체비셰프 저역 통과 필터는 통과대역에서 충분히 낮은 삽입 손실을 가지며, 높은 고조파 억제 레벨과 스킵트 특성, 넓은 고조파 억제 대역을 얻기 위해 필터 원형을 정하였으며, 각 단의 길이는 표 2에 정리하였다. 각 단은 차단주파수에서 전기적 길이  $\theta_c < \pi/4$ 를 만족하며, SIF의 총 유전체 두께는 0.254 mm, 총 길이는 71.14 mm이다.

그림 6에서는 제안된 초광대역 고조파 억제 SIF의 투과 및 반사의 성능을 3D EM 시뮬레이션(CST Microwave Studio)을 사용하여 계산한 값을 보여주고 있다. 제안된 SIF는 통과대역에서 0.27 dB의 평균 삽입손실, 1.1 GHz에서 3 dB의 삽입손실을 가지며, 12 dB 이상의 반사손실을 갖고 있다. 또한 1.5 GHz~40 GHz의 넓은 주파수 대역에서 35 dB 이상의 고조파 억제 레벨을 갖고 있어 초광대역 고조파 억제 SIF로 동작함을 확인하였다.

### 3-2 제작

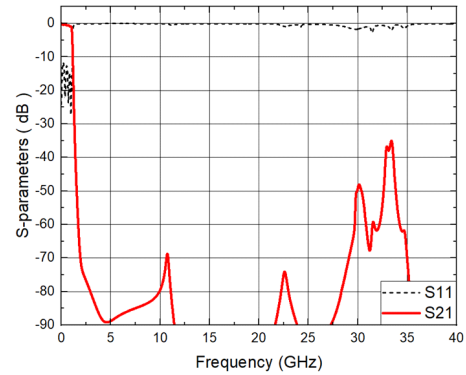
제안된 초광대역 고조파 억제 SIF의 측정을 위하여 입력과 출력단에 SL에서 MSL로 연결하는 전이구조를 추가한 것을 그림 7에서 보여주고 있다. 그림 7에서 B-C 구간은 제안하는 DG-SL을 사용한 초광대역 고조파 억제 SIF 구조를 나타내며, A-B, C-D 구간은 MSL-to-SL 전이구조를 나타내며 기존에 본 연구실에서 개발된 MSL-to-

표 2. 제안된 DG-SL SIF의 각 단의 길이(0.1 dB 리플의 9차 체비셰프 저역통과 필터)

Table 2. Length of each section of the proposed DG-SL SIF (9th Chebyshev low pass filter with 0.1 dB ripple).

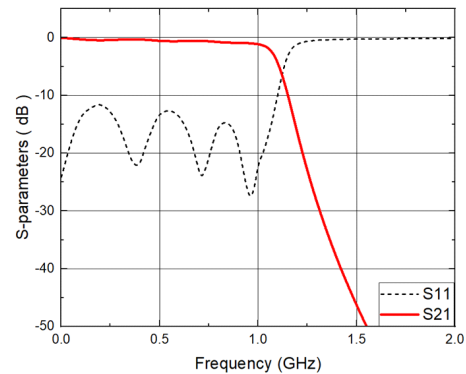
	1st&9th	2nd&8th	3rd&7th	4th&6th	5th
Electrical length (rad)	0.105	0.267	0.187	0.299	0.193
Physical length (mm)	3.36	10.89	6.01	12.21	6.2

Substrate: Duroid 5880  $h=0.127$  mm.



(a) S-파라미터

(a) S-parameters



(b) 확대된 S-파라미터

(b) Expanded S-parameters

그림 6. 제안된 DG-SL SIF의 3D EM 시뮬레이션 결과  
Fig. 6. 3D EM simulation results of the proposed DG-SL SIF.

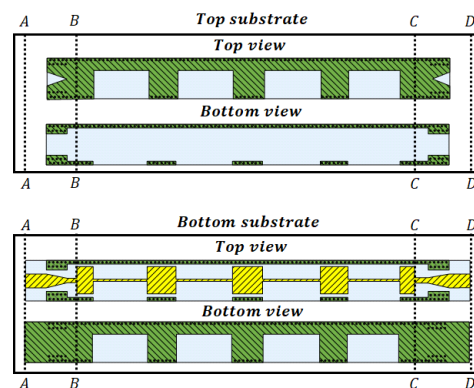


그림 7. 제안된 DG-SL SIF의 단면도(MSL-to-SL 전이구조 포함)  
Fig. 7. Cross-sectional view of the proposed DG-SL SIF (including MSL-to-SL transition).



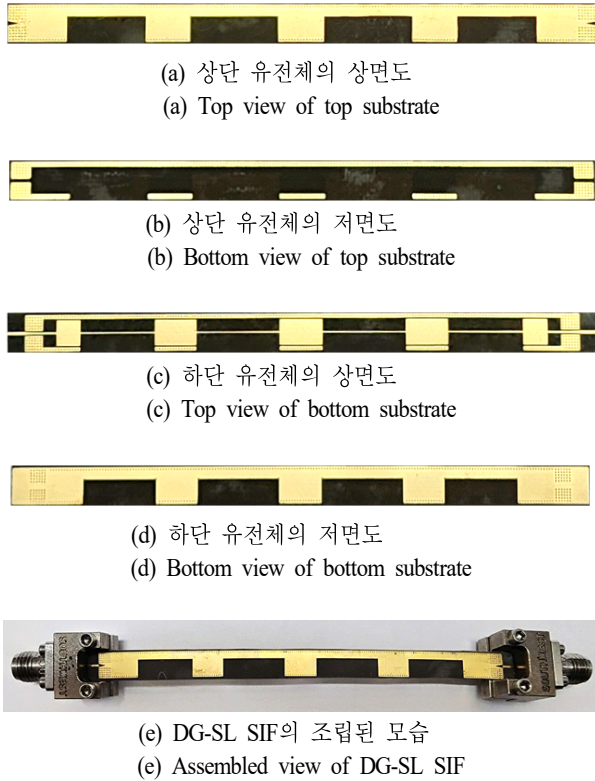


그림 8. 제작된 DG-SL SIF(MSL-to-SL 전이구조 포함)  
Fig. 8. Fabricated DG-SL SIF (including MSL-to-SL transition).

suspended SL 전이구조를 참고하여 설계하였다<sup>[2],[16]</sup>.

그림 7에서 설명한 구조를 바탕으로 제작된 SIF는 그림 8에서 보여주고 있다. 이때, 전이구조를 포함한 필터의 전체 크기는 85.4 mm×5 mm이며, Duroid 5880을 사용한 유전체 총 두께는 0.254 mm이다. 그림 8(a)와 그림 8(b)는 제작된 DG-SL SIF의 상단 유전체에 해당하는 상면도와 하면도이며, 그림 8(c)와 그림 8(d)는 제작된 DG-SL SIF의 하단 유전체에 해당하는 상면도와 하면도이다. 그림 8(b)와 그림 8(c)의 접지면 부분이 접합되어 제안하는 DG-SL SIF인 그림 8(e)의 모습이 된다. 이때, 그림 8(e)는 측정을 위해 2.92 mm 엔드 론치 커넥터를 연결한 모습이다. 제작된 DG-SL SIF는 높은 임피던스 단의 접지면이 개방됨에 따라 결합 접지 구조를 갖고 있음을 확인할 수 있다.

### 3.3 측정

제작된 DG-SL SIF의 성능을 확인하기 위하여 벡터 네

트워크 분석기(Anritsu MS4644B)를 통해 40 GHz까지 측정을 하였다. 제작된 필터는 입·출력단에 MSL-to-SL 전이구조를 포함하고 있어서, 전이구조의 영향을 제외하고 제안된 SIF의 결과를 얻기 위해 통과-반사-선로(thru-reflect-line: TRL) 교정(TRL calibration)을 실시하였다<sup>[13]</sup>.

그림 9는 제안된 DG-SL SIF의 TRL 교정 후  $S$ -파라미터 결과를 EM 시뮬레이션 결과와 비교한 그래프이다. 시뮬레이션 결과와 비교하였을 때 유사한 고조파 억제 특성을 가짐을 알 수 있다. 제안된 0.1 dB 리플 9차 체비셰프 SIF의 3 dB 차단주파수는 1.1 GHz에서 나타나며, 통과대역에서의 평균 삽입손실은 0.6 dB, 최대 삽입손실은 1.5 dB, 반사손실은 11.8 dB 이상이다. 또한 1.4 GHz에서부터

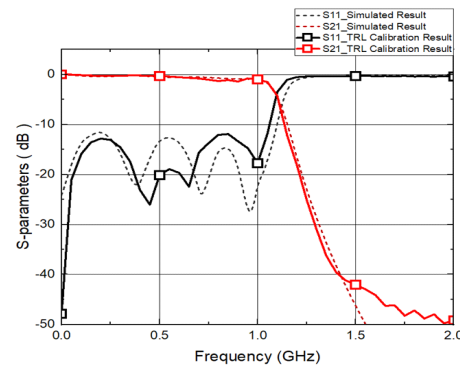
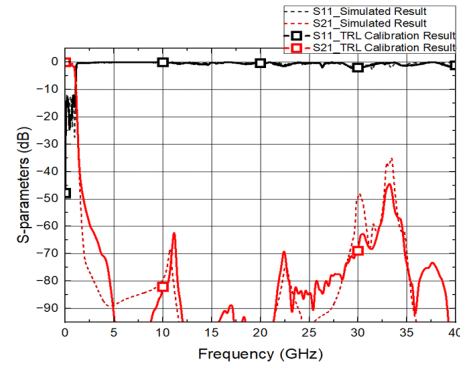


그림 9. 측정 결과(TRL 교정 후)와 3D EM 시뮬레이션 결과의 비교

Fig. 9. Comparison of measurement results (after TRL calibration) and 3D EM simulation results.



40 GHz의 측정 범위에서 40 dB 이상의 우수한 고조파 억제 특성을 가지며, 억제 대역에서도 -3 dB 이상의 반사계수를 갖고 있어 제안하는 DG-SL SIF는 우수한 특성을 갖는 초광대역 고조파 억제 LPF임을 알 수 있다.

표 3에서는 본 논문에서 제안하는 DG-SL을 사용한 고조파 억제 LPF와 기존에 출판된 LPF의 성능을 비교하였다. 참고문헌 [4]는 3개의 SIR로 전송 영점을 조절해 고조파 억제 대역을 넓히고, 슬롯 공진기를 통해 공진주파수를 억제하였고, 참고문헌 [5]는 인터디지털 헤어핀과 방사형 스텐드로 고조파 억제 LPF를 설계하였다. 두 필터 모두 DGS를 사용하지 않은 구조이며, 제안된 DG-SL SIF에 비해 복잡한 구조를 가진다. 그러나, 상대적으로 낮은 고조파 억제 레벨과 좁은 고조파 억제 대역폭을 갖고 있음을 확인할 수 있다.

참고문헌 [7]은 SIS와 UIS를 다중 전송 영점으로, DGS를 집중 정수 소자로 사용하였으며, 본 논문에서 사용한 유전체와 비슷한 유전율과 차단주파수를 갖는 LPF로 설계되었다. 제안된 DG-SL SIF에 비해 낮은 고조파 억제 레벨과 좁은 고조파 억제 대역을 가진다. 특히, 참고문헌 [7]에서 반사계수는 약 18 GHz 부근에서 -10 dB 미만으로 내려가나, 제안하는 DG-SL SIF는 고조파 억제 대역 대부분에서 -3 dB보다 높은 반사계수를 보여주고 있다. 참고문헌 [9] 및 참고문헌 [10]은 본 논문과 동일하게 선로의 특성 임피던스 향상을 위해 DGS를 사용하였으나, 낮

은 고조파 억제 레벨과 좁은 고조파 억제 대역을 가진다.

본 논문에서 제작한 DG-SL SIF는 DGS를 SIF의 임피던스 비 향상을 위해 사용하였으나, 기존 연구에 비해 우수한 고조파 억제 특성을 가진다. 또한, 얇은 두께의 유전체 기판에서도 설계할 수 있어, 밀리미터파 대역의 무선통신에서도 적용할 수 있다. 고조파 억제 대역의 대부분에서 -3 dB 이상의 반사계수와 40 dB 이상의 고조파 억제 레벨을 갖고 있어, 밀리미터파 대역의 신호를 완벽히 차단하고 있음을 알 수 있다.

#### IV. 결 론

본 논문에서는 얇은 유전체 기판에서도 높은 특성 임피던스값을 갖는 결합 접지 스트립선로(DG-SL) 구조를 제안하였으며, SL과 DG-SL로 높은 임피던스 비를 가진 초광대역 고조파 억제 계단형 임피던스 필터를 구현하였다.

제안된 DG-SL은 비아로 형성된 접지벽 방향으로 접지면이 축소되어 신호선을 덮지 않는 비대칭적인 DGS로 높은 특성 임피던스값을 가진다. SL과 DG-SL로 SIF를 설계할 때, 60배 이상의 높은 임피던스 비를 가져 높은 고조파 억제 레벨과 넓은 고조파 억제 대역을 가진다.

SIF의 효율적인 설계를 위해 DG-SL의 단면 구조를 등각사상법으로 해석하여 단면의 특성 임피던스값을 계산하는 방법을 제안하였으며, DG-SL SIF의 설계 예로서 1.1

표 3. 기존 고조파 억제 LPF와 제안된 SIF의 비교

Table 3. Comparison of existing harmonic suppression LPFs and proposed SIFs.

Ref		[4]	[5]	[7]	[9]	[10]	This work
Parameter							
Minimum return loss [dB]		12	17.8	19.8	13.7	15	11.8
Cutoff frequency $f_c$ [GHz]		1.95	3	1	6.3	2.6	1.1
Harmonic suppression bandwidth		$1 \sim 8.2f_c$	$1.08 \sim 7f_c$	$1.2 \sim 20f_c$	$1.17 \sim 3.3f_c$	$1.3 \sim 4.2f_c$	$1.27 \sim 36.4 f_c$
Suppression level [dB]		15	30	20	20	25	40
Substrate		Rogers 4003	HTS film	$\epsilon_r = 2.55$	Taconic	Taconic	Duroid 5880
Total dielectric thickness [mm]		0.8	0.5	0.8	0.762	0.762	0.254
Circuit size	[mm × mm]	25.7×11.56	23.1×3.2	33×21.4	56.4×5.26	33×30	71.14×5
	$[\lambda_g \times \lambda_g]$	0.272×0.122	0.21×0.03	0.16×0.1	1.694×0.15	0.407×0.37	0.304×0.025

GHz의 차단주파수( $f_c$ )를 가진 9차 체비셰프 필터(0.1 dB 리플)를 구현하여,  $36.4 f_c$ 까지 40 dB 이상의 고조파 억제 레벨을 얻을 수 있음을 보여주었다.

본 논문에서 제안하는 DG-SL을 활용한 초광대역 고조파 억제 필터는 얇은 두께의 유전체 기판에서도 높은 고조파 억제 레벨과 넓은 고조파 억제 대역을 구현할 수 있음을 확인하였다. 주어진 특성 임피던스 식을 바탕으로 다양한 유전체 기판에서도 초광대역 고조파 억제 SIF의 설계할 수 있게 하였다. 제안된 DG-SL과 초광대역 고조파 억제 SIF는 높은 고조파 억제 레벨과 넓은 고조파 억제 대역을 요구하는 다양한 무선 통신 시스템에서 유용하게 사용할 수 있을 것이다.

## References

- [1] K. Ma, K. S. Yeo, "New ultra-wide stopband low-pass filter using transformed radial stubs," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 59, no. 3, Mar. 2011.
- [2] J. S. Park, W. Mohyuddin, H. C. Choi, and K. W. Kim, "Design of a suspended stripline narrow bandpass filter with ultrawideband harmonic suppression," *International Journal of Antennas and Propagation*, vol. 2018, p. 9029240, Apr. 2018.
- [3] W. H. Tu, K. Chang, "Compact microstrip low-pass filter with sharp rejection," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 15, no. 6, Jun. 2005.
- [4] L. Kumar, M. S. Parihar, "A wide stopband low-pass filter with high roll-off using stepped impedance resonators," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 28, no. 5, May 2018.
- [5] L. Zhou, Z. Long, H. Li, T. Zhang, and M. Qiao, "Design of an ultrawide stopband HTS LPF based on interdigital hairpin structure," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 28, no. 8, pp. 666-668, Aug. 2018.
- [6] J. S. Lim, C. S. Kim, D. Ahn, Y. C. Jeong, and S. W. Nam, "Design of low-pass filters using defected ground structure," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 53, no. 8, pp. 2539-2545, Aug. 2005.
- [7] F. C. Chen, H. T. Hu, J. M. Qiu, and Q. X. Chu, "High-selectivity low-pass filters with ultrawide stopband based on defected ground structures," *IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology*, vol. 5, no. 9, pp. 1313-1319, Sep. 2015.
- [8] H. El-Halabi, H. Issa, E. Pistono, D. Kaddour, S. Abou-Chahine, and P. Ferrari, "Compact low-pass stepped impedance filters with enhanced out of band response," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 59, no. 8, pp. 1791-1800, Aug. 2017.
- [9] M. F. Karim, A. Q. Liu, A. Alphones, and X. J. Zhang, "Low-pass filter using a hybrid EBG structure," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 45, no. 2, pp. 95-98, Apr. 2005.
- [10] S. Y. Huang, Y. H. Lee, "Compact U-shaped dual planar EBG microstrip low-pass filter," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 53, no. 12, pp. 3799-3805, Dec. 2005.
- [11] G. H. Lee, S. Kumar, W. Mohyuddin, H. C. Choi, and K. W. Kim, "Generalized design technique of ultrawideband transitions for quasi-TEM planar transmission lines based on analytical models," *IEEE Access*, vol. 9, pp. 52619-52633, Mar. 2021.
- [12] R. Schinzinger, P. A. A. Laura, *Conformal Mapping: Methods and Applications*, New York, NY, Dover, pp. 266-309, 2003.
- [13] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, 4th ed. Hoboken, NJ, Wiley, pp. 197-202, 422-426, 2012.
- [14] J. S. Hong, *Microstrip Filters for RF/Microwave Applications*, Hoboken, NJ, Wiley, pp. 112-123, 2016.
- [15] G. L. Matthaei, L. Young, and E. E. T. Jones, *Microwave Filters, Impedance-Matching Networks, and Coupling Structures*, London, Artech House, pp. 83-104, 1980.
- [16] 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, p. 801950, Nov. 2013.

김 동 휘 [경북대학교/박사과정]

<https://orcid.org/0000-0002-3840-3054>



2015년 2월: 계명대학교 전자공학부 (공학사)  
2017년 2월: 경북대학교 전자공학부 (공학석사)  
2017년 3월~현재: 경북대학교 전자공학부 박사과정  
[주 관심분야] FSS, Wide-Suppression Passive Filter, Wide-Band Passive Components, Microwave Antenna 등

민 병 철 [경북대학교/석·박사통합과정]

<https://orcid.org/0000-0003-0791-2769>



2020년 2월: 경북대학교 전자공학부 (공학사)  
2020년 3월~현재: 경북대학교 전자공학부 석·박사통합과정  
[주 관심분야] 초고속 Microwave 회로, Wide-Suppression Narrowband Passive Filter, Microwave Antennas, Passive Component for Signal Integrity 등

이 정 석 [경북대학교/박사과정]

<https://orcid.org/0000-0003-0435-7405>



2016년 8월: 서울대학교 물리학과 (이학사)  
2020년 8월: 경북대학교 전자공학부 (공학석사)  
2020년 9월~현재: 경북대학교 전자공학부 박사과정  
[주 관심분야] Microwave Antenna, Wide-Band Passive Components 등

김 강 욱 [경북대학교/교수]

<https://orcid.org/0000-0002-3959-9191>



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 전자공학부 교수  
2007년~2016년: 이엠와이즈통신(주) 대표이사  
2016년~2017년: 경북대학교 기획처장  
2018년~2019년: 경북대학교 도서관장  
[주 관심분야] 마이크로파 통신시스템 및 서브시스템, 마이크로파 및 밀리미터파 부품 및 패키징, 무선 통신용 안테나, 전자기 상호 작용 및 전자기 수치 해석

김 문 주 [경북대학교/석·박사통합과정]

<https://orcid.org/0009-0007-8980-1646>



2020년 2월: 경북대학교 전자공학부 (공학사)  
2020년 3월~현재: 경북대학교 전자공학부 석·박사통합과정  
[주 관심분야] Microwave Circuits, Wide-Band Microwave Passive Components 등

최 현 철 [경북대학교/교수]

<https://orcid.org/0000-0003-3128-6737>



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) 연

구소장

1990년 3월~현재: 경북대학교 IT대학 전자공학부 교수

2016년 3월~2018년 2월: 경북대학교 IT대학 학장

[주 관심분야] 전파 및 역산란 해석, RF/Microwave 회로 및 시스템, EMI/EMC 등