

# 포크 형태의 개방형 스텐브 및 SIR 구조를 이용한 이중대역 대역통과 여파기의 설계

## Design of a Dual Band-pass Filter Using Fork-type Open Stubs and SIR Structure

이 태 현\*

\* 주저자 및 교신저자 : 경기과학기술대학교 전자공학과 교수

Tae-Hyeon Lee\*

\* Dept. of Electronic Engineering, Gyeonggi University of Science and Technology

† Corresponding author : Tae-Hyeon Lee, thlee@gtec.ac.kr

Vol. 22 No.1(2023)  
February, 2023  
pp.252~264

pISSN 1738-0774  
eISSN 2384-1729  
<https://doi.org/10.12815/kits.2023.22.1.252>

Received 1 March 2022  
Revised 26 March 2022  
Accepted 18 January 2023

© 2023. The Korea Institute of Intelligent Transport Systems. All rights reserved.

### 요 약

본 논문은  $\lambda/2$  개방형 SIR 구조와 전송선로와 대칭 및 비대칭 개방형 스텐브를 가진 포크 형태의 구조를 일체화한 이중대역 대역통과 여파기 설계에 대해 제안을 한다. 이중대역 효과를 얻기 위해, 제안된 여파기는 SIR 구조를 이용했고, SIR 구조의 임피던스 비율을 조절한다. 그러므로 여파기의 고조파는 임피던스 비율의 조절을 통해 위치가 이동하게 되며 이는 이중대역 효과를 얻을 수 있다. 이중대역 특성을 얻기 위해 SIR 구조를 반으로 나눈 상태에서 SIR 구조 사이에 개방형 스텐브를 삽입하여 이중대역 효과를 얻는다. 또한 포크 형태의 구조에서 개방형 대칭 스텐브의 길이를 조절함으로써 두 번째 주파수 응답을 얻는다. 포크 형태에서 비대칭 개방형 스텐브는 길이의 조절을 통해 최적의 대역폭을 얻는다. 그러므로 제안된 대역통과 여파기의 첫 번째 중심 주파수는 5.896 GHz이며 대역폭은 13.6 % 이다. 이때, 측정 결과는 0.13 dB 및 33.6 dB이다. 두 번째 중심 주파수는 5.906 GHz이며 대역폭은 13.6 % 이다. 이때, 측정 결과는 0.15 dB 및 19.8 dB이다. 그 이유는 임피던스 비율( $\Delta$ )이 1보다 높으면 고조파의 위치는 낮은 주파수 대역으로 이동하게 된다. 그러나 임피던스 비율( $\Delta$ )이 1보다 낮아지게 된다면 고조파의 위치는 높은 주파수 대역으로 이동하게 될 것이다. 이러한 특징을 이용하여 설계된 여파기의 기능은 측정 결과에서 얻을 수 있다. 제안한 대역통과 여파기는 입출력의 결합구조와 비아 홀이 없기 때문에 결합손실과 비아 에너지 집중 손실이 없다. 그러므로 성능이 우수하여 시스템 집적화가 가능하며 교통통신 시스템에서 활용되는 DSRC (dedicated short-range communication) 시스템 응용이 가능할 것으로 기대된다.

핵심어 : SIR 구조, 포크형태, 대칭 개방형 스텐브, 비대칭 개방형 스텐브, 이중대역 대역통과 여파기

### ABSTRACT

This paper proposes a design of a dual-band band-pass filter that integrates a  $\lambda/2$  open SIR structure, a transmission line, and a fork-type structure with symmetric and asymmetric open stubs. To obtain the dual-band effect, the proposed filter uses the SIR structure and adjusts the impedance ratio of the SIR structure. Therefore, the position of the harmonics of the filter is shifted through the adjustment of the impedance ratio, and this can obtain a double-band effect. In order to obtain the dual-band characteristics, the dual-band effect is obtained by inserting an open stub between the SIR structures with the SIR structure divided in half. In addition, the second frequency response is

obtained by adjusting the length of the open symmetrical stub in the fork-shaped structure. The asymmetrical open stub in the fork form achieves optimum bandwidth by adjusting the length. Therefore, the first center frequency of the proposed band-pass filter is 5.896 GHz and the bandwidth is 13.6 %. At this time, the measurement results are 0.13 dB and 33.6 dB. The second center frequency is 5.906 GHz and the bandwidth is 13.6 %. At this time, the measurement results are 0.15 dB and 19.8 dB. The reason is that when the impedance ratio ( $\Delta$ ) is higher than 1, the position of the harmonic is shifted to a lower frequency band. However, if the impedance ratio ( $\Delta$ ) is lowered by one step, the position of harmonics will move to a higher frequency band. The function of the filter designed using these characteristics can be obtained from the measurement result. The proposed band-pass filter has no coupling loss and no via energy concentration loss because there is no coupling structure of input/output and no via hole. Therefore, system integration is possible due to its excellent performance, and it is expected that dedicated short-range communication (DSRC) system applications used in traffic communication systems will be possible.

Key words : SIR structure, Fork type, Symmetrical open stub, Asymmetrical open stub, Dual band band-pass filter

## I. 서 론

V2X (vehicle to everything) 통신은 차세대 자율주행 자동차와 지능형 교통 시스템과의 유무선 통합 통신망 구축 방법으로써 상당히 중요한 통신 기술로 불이 나게 되고 있다. 상기 기술은 차량과 건물목의 보행자, 인접 차량, 교통통제 시스템, 교통사항 알림 서비스 시스템 주변 환경 및 날씨 등 정보를 제공하기 위한 차세대 교통통신 시스템으로 명명해도 과언이 아니다 (Kang, 2021). V2I(vehicle to infrastructure) 통신은 5.9 GHz 전용 주파수 대역을 사용하고 있으며 특히, 차량 통행 요금 자동 징수 수단에 현재 상용화되고 있다. 그러므로 시스템과 자동차의 무선통신을 통해 통행 요금 징수되고 있는 관계로 5.855-5.925 GHz (대역폭 10-13.5%)의 주파수 대역을 세부적으로 사용하고 있는 DSRC(dedicated short-range communications) 기술은 시장 수요가 높은 비중을 차지하고 있다 (Kang, 2021). DSRC 시스템의 내부 구성도는 송신부와 수신부 회로로 구성되며 RF 스위치를 비롯한 이중 주파수 대역을 처리할 수 있는 이중대역 여파기를 사용하고 있다 (Ali et al., 2020).

차세대 V2X 네트워크를 구축하기 위해 데이터를 받는 운전자는 WIFI 기반의 IEEE(Institute of Electrical And Electronics Engineers) 802.11p의 DSRC(dedicated short-range communication) 방법과 LTE/5G를 이용한 C-V2X(cellular-V2X) 방법 중 한 가지 방법을 결정하기 위한 논의가 국내외적으로 활발히 진행되고 있다 (Bettisworth et al., 2015; Kim et al., 2019). 특히, DSRC의 경우, 능동 송신기와 수동 중계기를 운영하고 있는데 자동차와 중계기 사이에 양방향통신이 이루어지기 위해 송신 주파수 대역과 수신주파수 대역이 각각의 경로에 맞게 전송되어 혼신(간섭)을 피하는 기술이 매우 중요하다 (Kim et al., 2018). 송신 주파수 대역과 수신주파수 대역이 각각의 경로에 맞추어 전송되기 위해 주파수 대역을 통과시켜주고 그 외의 불필요한 주파수 대역을 명확하게 차단해주기 위한 여파기의 기술이 매우 중요하며 이러한 여파기는 예리한 차단 특성이 우수해야 할 것이다 (Kim et al., 2018). 특히 중계기는 송신과 수신 주파수 대역을 모두 중계하기 때문에 이중대역 여파기는 매우 중요하게 다루고 있다 (Kim et al., 2018).

이중대역 대역통과 여파기는 주파수를 효율적으로 분배하여 송신부와 수신부의 신호처리 과정에서 주파수 대역을 격리하게 시키는 데 상당히 중요한 기능이 있으며 여파기의 낮은 손실과 높은 반사손실에 대해 높은 성능을 요구하고 있다 (Rahman and Park, 2018). 이러한 성능을 만족시키기 위해 여파기를 설계할 때 SIR (stepped impedance resonator)과 SLR(stub-loaded resonator)의 구조를 사용하게 되는데 이는 이중대역 특성

을 얻거나 주파수 대역의 예리한 차단 특성 그리고 전송 영점(transmission-zero)의 효과를 얻기 위해 많은 연구가 진행되고 있다 (Sami and Rahman, 2019).

원하는 스펙트럼(spectrum) 위치에 맞는 중심 주파수 대역을 조절하거나 낮은 손실과 전송 영점 특성을 효율적으로 얻기 위해 SIR 및 SLR 구조에서 임피던스 (impedance) 비율을 조절하거나 스테브(stub)의 길이를 미세하게 변화시킴으로써 만족한 성능을 얻을 수 있다 (Sami and Rahman 2019; Wei et al., 2020). 이러한 성능을 만족시키기 위해 기존에 사용되는 self-SIR 구조는 결합구조에서 커플링(coupling) 손실이 발생하는 것을 분석할 수 있었다 (wang et al., 2019). 이러한 현상을 극복하기 위해 우(even)/기(odd) 모드(mode) 분석적 공진기(mode)를 입력 임피던스(impedance)에 적용하여 SIR과 SLR을 추가 접목하게 시킨 여파기가 연구된 사례가 존재한다 (Weng et al., 2020). 이는 구현이 간단하고 넓은 대역폭을 얻을 수 있는 장점이 있지만, SLR과 SIR의 중복된 구조를 활용하기 때문에 기생성분이 발생할 수 없는 아쉬운 분석 결과를 얻게 된다 (Weng et al., 2020).

SLR과 SIR의 집적화 기반의 대역통과 여파기는 임피던스 비율과 스테브 길이를 조절하여 전송 영점을 얻을 수 있다. 그러므로 예리한 차단 특성을 얻을 수 있는 것으로 분석된다 (Karimi et al., 2018). 그러나 양면성(trade-off)에 대한 성능을 가지고 있는 관계로 손실 특성이 우수하지 않은 것으로 판단된다. 이러한 문제점을 개선하기 위해 SIR과 SLR 구조를 효과적으로 접목하게 시켜 우수한 특성을 얻기 위해 많은 연구자가 고민하고 있다 (Rahman and Park, 2018; Wei et al., 2020).

이러한 손실 특성을 개선하고자 본 연구는 SIR 구조와 부하 중심 스테브를 이용한 포크 (fork) 형태의 개방형 스테브를 삽입한 이중대역 대역통과 여파기에 대해 제안을 한다. 포크 형태 구조는 개방형 대칭 스테브의 길이를 조절하여 두 번째 주파수 응답을 얻을 수 있다.

일반적인 공진기는 기본 주파수 대역과 고조파들이 정수배로 발생하게 된다. 이때, 이중대역 특성을 얻기 위해 고조파의 특성을 효율적으로 이용을 해야 한다. 그러나 정수배로 동작하는 고조파의 위치를 원하는 주파수 대역(운영 주파수 대역)에 위치시키기 어렵다. 그러므로 특정 임피던스 비율을 조절하여 고조파의 위치를 이동시킴으로써 이중대역을 특성을 얻도록 한다.

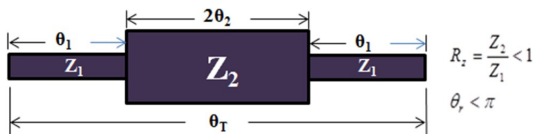
특정 임피던스 비율을 조절하기 위해 대칭성 다단구조를 선택한다. 대칭성 다단구조를 가진 공진기의 경우 임피던스 비율에 따라 광대역 특성과 이중대역 특성을 얻을 수 있다. 이때, 각각의 구조를 임피던스 차이를 제공하여 임피던스 비율을 효율적으로 조절하게 된다면 이중대역 특성을 얻을 수 있다. 즉, 각 대칭성 구조를 가진 상태에서 각 구조마다 임피던스값을 다르게 제공한다면 약간의 길이를 조절했을 때 고조파의 위치를 이동시킬 수 있다. 그러므로 기본 주파수 대역을 고정한 상태에서 고조파가 위치를 이동시킴으로써 이중대역 효과를 충분히 얻을 수 있다. 또한 이중대역에서 명확한 차단 대역을 얻기 위해 SIR 구조에 삽입 구조를 삽입하게 되는데 이러한 삽입 구조는 스테브를 대신할 수 있다. 그러므로 스테브의 길이를 정밀 조절하여 차단 대역 특성을 개선한다.

본 논문은 서론, 분석 방법, 설계 방법, 결과, 결론의 순서로 구성된다. 서론에서 기술의 추세와 제안한 방법 및 특징, 제안된 방법의 기술 특징을 간략하게 소개되며 본문에서 설계의 방법과 분석 그리고 분석 방법에 대해 자세히 기술되며 분석 방법의 타당성을 제시한다.

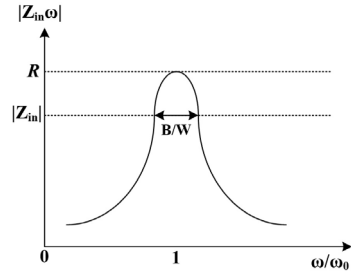
결과 부분에서 시뮬레이션 및 측정을 통해 결과를 제시하며 분석 방법 토대로 얻어진 시뮬레이션 및 측정 결과의 유효성에 대해 논의하며 결론을 통해 논 연구 방법의 특징과 장점 그리고 향후 기대효과 등을 제시하며 본 논문의 전개 방법을 구성한다.

## II. SIR 구조의 설계 방법 분석

일반적인  $\lambda_g/2$  개방형 SIR 구조는 <Fig. 1>과 같이 높은 특성임피던스 ( $Z_1$ ) 와 낮은 특성임피던스 ( $Z_2$ ) 를 가지고 있다. 그림으로부터  $\theta_1$ 과  $\theta_2$ 는  $Z_1$ 과  $Z_2$ 에 대한 전기적 길이이고  $\theta_T$ 는 SIR 구조에 대한 전체 전기적 길이이다 (Makimoto and Yamashita, 1994).



<Fig. 1> Structure of the SIR with  $\lambda_g/2$  open type



<Fig. 2> Magnitude resonant condition with input impedance  $|Z_{in}|$  in the SIR

$\lambda_g/2$  개방형 SIR 구조에서 공진이 발생하기 위한 조건은 기본적으로 물리적 길이가  $\lambda_g/2$  이상에서 식 (1) 과 (2) 에 의거,  $\theta$ 는  $\theta_1=\theta_2$ 일 때 발생하게 된다. 그러므로 공진 조건 만족성을 얻기 위해 입력 어드미턴스 ( $Y_{in}$ ) 는 0 ( $Y_i=0$ )에 속하게 되며 이는  $Z_2/Z_1=1$ 의 조건을 만족하게 된다 (Makimoto and Yamashita, 1994). 그러므로 입력 임피던스( $Z_{in}$ ) 비율이 1이 되었을 때 <Fig. 2>와 같이 공진 주파수는 최적의 선택도(Q)를 가지게 되어 SIR 공진 구조를 충분히 형성시킬 수 있다.

$$Y_i = jY_2 \frac{2(1+R_2)(R_2 - \tan^2\theta)\tan\theta}{R_1 - 2(1+R_1+R_1^2)\tan\theta} \dots\dots\dots (1)$$

$$\frac{Z_2}{Z_1} = \tan\theta_1 \tan\theta_2 = 1 \dots\dots\dots (2)$$

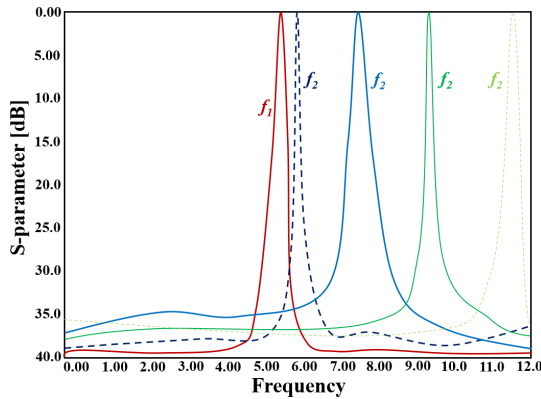
앞에서 언급한 분석 내용은 대부분 단일 공진 조건을 만족했을 때 이론이 성립된다. 그러나 이중대역 공진 조건을 만족하기 위해 획기적인 방법은 공진 주파수( $f_i$ )와 스푸리어스 ( $f_s$ )를 조절하여 이중대역 결과를 얻는 방법을 제안할 수 있다. 이때,  $\tan\theta_1$ 과  $\tan\theta_2$ 를 비대칭 비율로 조절을 했을 때 식 (5)와 같이 전기적 길이가  $\tan 2\theta_1\theta_2$ 의 조건으로 변하게 된다. 그러므로 공진 위상 기울기가 변하게 되어 이중대역 특성을 얻을 수 있게 된다 (Makimoto and Yamashita, 1994). 분석에 의하면, 이중대역 SIR 공진기는 식 (3)~(5)와 같이 임피던스 비율( $\Delta$ )을 이용하게 된다. SIR 공진기에서  $\theta$  값을 같은 조건으로 가정했을 때,  $Z_1$ 과  $Z_2$ 의 입력 임피던스와 여파기의 입력 전체 구조에 대한 입력 임피던스( $Z_{in}$ )는 식 (3)~(5)와 같이 해석하게 된다.

$$Z_{in1} = -j \frac{\frac{z_1}{z_2} - \tan\theta}{z_2 + z_1 \tan\theta \frac{z_1}{z_2}} = -j z_2 \frac{\Delta \frac{z_1}{z_2} - \tan\theta}{1 + \Delta \tan\theta \frac{z_1}{z_2}} = -j z_2 \frac{\Delta z_1 - \tan\theta z_2}{\Delta \tan\theta z_1 + z_2} = -j z_2 \frac{z_1}{z_2} \dots\dots (3)$$

$$Z_{in2} = -j \frac{z_1}{\tan \theta} = -j z_1 \frac{z_2}{z_1} \dots\dots\dots (4)$$

$$Z_{in} = -j z_n \frac{\Delta z_n - \tan \theta z_2}{\Delta \tan \theta z_n + z_2} = -j z_n \frac{z_1}{z_2} \quad @ \quad Z_n = \frac{Z_1}{Z_2} = 1 \dots\dots\dots (5)$$

입력 임피던스 ( $Z_{in}$ )가 0 또는 무한대 ( $Z_{in}=0$  또는  $Z_{in}=\infty$ )로 도달했을 때 SIR의 공진 특성은 식 (6)과 같이 만족하게 되고 입력 임피던스 ( $Z_{in}$ )가 0 또는 무한대 ( $Z_{in}\neq 0$  또는  $Z_{in}\neq \infty$ )가 아닐 때, 식 (7)과 같이 만족하게 된다. 더욱 상세하게는  $Z_1$ 이 0 또는 무한대 조건( $Z_1=0$  또는  $Z_1=\infty$ )을 만족하게 된다면 식 (6)과 같이 공진 주파수( $f_1$ )는 만족하게 되지만  $Z_2$ 가 0 또는 무한대( $Z_2\neq 0$  또는  $Z_2\neq \infty$ )가 아닐 때, 고조파의 위치는 식 (7)과 같이 조건에 의해 변하게 된다.



<Fig. 3> Variation of harmonics ( $f_2$ ) location according to change of impedance ratio ( $\Delta$ )

$$\theta_{f_1} \leftarrow Z_1 = 0 \leftrightarrow \theta_{f_1} \leftarrow Z_1 = \infty \dots\dots\dots (6)$$

$$\theta_{f_2} \leftarrow Z_2 \neq 0 \leftrightarrow \theta_{f_1} \leftarrow Z_2 \neq \infty \dots\dots\dots (7)$$

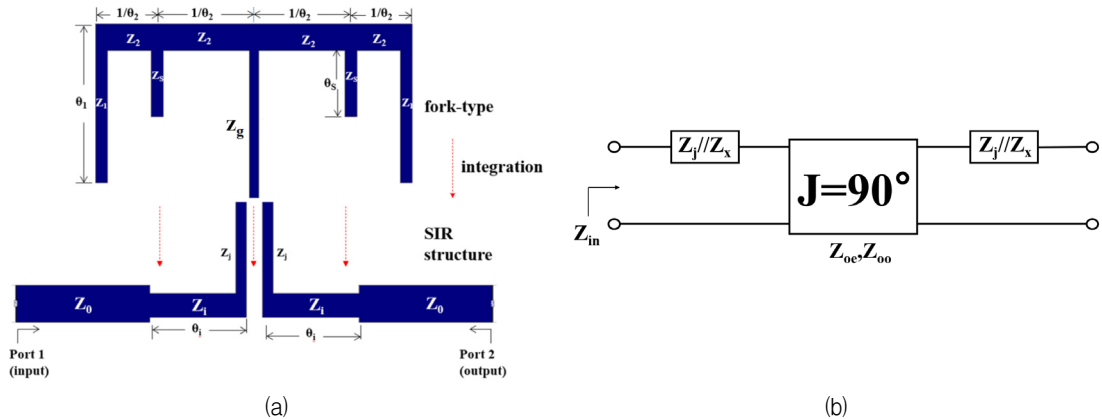
즉, 일반적으로  $\lambda g/2$  개방형 또는  $\lambda g/4$  단락형 공진기가 기본 공진 주파수 대역을 가지고 있을 때, <Fig. 3>과 같이  $n$ 배의 고조파(harmonics)를 발생시키는 성질을 가지고 있다. 그러므로 이 고조파의 성질을 적절히 활용하게 된다면 이중대역 공진 주파수 대역을 생성시킬 수 있다. 그러나 한 가지 문제는 원하는 주파수 대역을 효율적으로 얻거나 활용성 면에서 한계가 있다. SIR 구조를 가진 공진기의 특징은 <Fig. 3>과 같이 SIR 임피던스의 비율( $\Delta=Z_1/Z_2$ )을 조절함으로써 고조파 주파수 대역 위치를 변화시킬 수 있다.

분석 결과 토대로 임피던스 비율이 <Fig. 3>과 같이 1보다 작을수록 ( $\Delta < 1$ ) 고조파는 기본 공진 주파수로부터 멀어지게 된다. 또한, 임피던스 비율( $\Delta$ )이 1보다 커질수록 ( $\Delta > 1$ ) 고조파는 기본 공진 주파수 대역으로부터 가까워지는 성질을 가지게 된다. 임피던스 비율( $\Delta$ )이 동일할 경우, 기본 고조파 대역을 보여주게 된다. 그러므로 공진 주파수( $f_1$ )가 5.895 GHz일 때, 임피던스의 비율( $\Delta$ ) 비율이 0 또는 1일 때, 고조파의 중심 주파수( $f_2$ )는 5.905 GHz이며 공진 주파수로부터 변화되는 고조파의 위치 주파수 차는 0이 된다. 그러나 임피던스 비율( $\Delta$ )이 1보다 작아지면 <Table 1>과 같이 고조파의 중심 주파수( $f_2$ )는 공진 주파수( $f_1$ )로부터 차이( $\Delta f$ )가 발생하여 상기 고조파의 주파수는 1.01배 이상 상승하는 것으로 분석되고 임피던스 비율( $\Delta$ )이 1보다 높아지면 고조파의 중심 주파수( $f_2$ )는 공진 주파수( $f_1$ )로부터 차이가 발생하여 상기 고조파의 주파수는 0.1배 이상 감소하는

것으로 분석된다.

<Table 1> Harmonics variation with location according to the impedance ratio ( $\Delta$ )

$\Delta$	$f_1$ [GHz]	$f_2$ [GHz]	$\Delta_f$
0.0	5.895	5.905	0.00
0.2	5.895	9.905	4.01
0.4	5.895	8.905	3.01
0.6	5.895	7.905	2.01
0.8	5.895	6.905	1.01
1.0	5.895	5.905	0.00
1.2	5.895	4.905	0.99
1.4	5.895	3.905	1.99
1.6	5.895	2.905	2.99
1.8	5.895	1.905	3.99
2.0	5.895	0.905	4.99



<Fig. 4> Integration with SIR structure and fork-type (a) structure (b) J-inverter

### III. 분석적 기반의 설계 방법

제안된 대역통과 여파기는 <Fig. 4(a)>와 같이 SIR 구조와 포크 형태의 개방형 스텐브(stubs) 그리고 커플링 구조로 구성된다. 여 파기에서 SIR구조( $Z_j$ )와 포크 형태의 개방형 스텐브( $Z_x, Z_1, Z_2, Z_s, Z_g$ )는 공진기로 구성되며 공진기 사이는 <Fig. 4(b)>와 같이 커플링(g) 구조로 동작하는 어드미턴스(admittance) 인버터(J-inverter)로 연결된다.

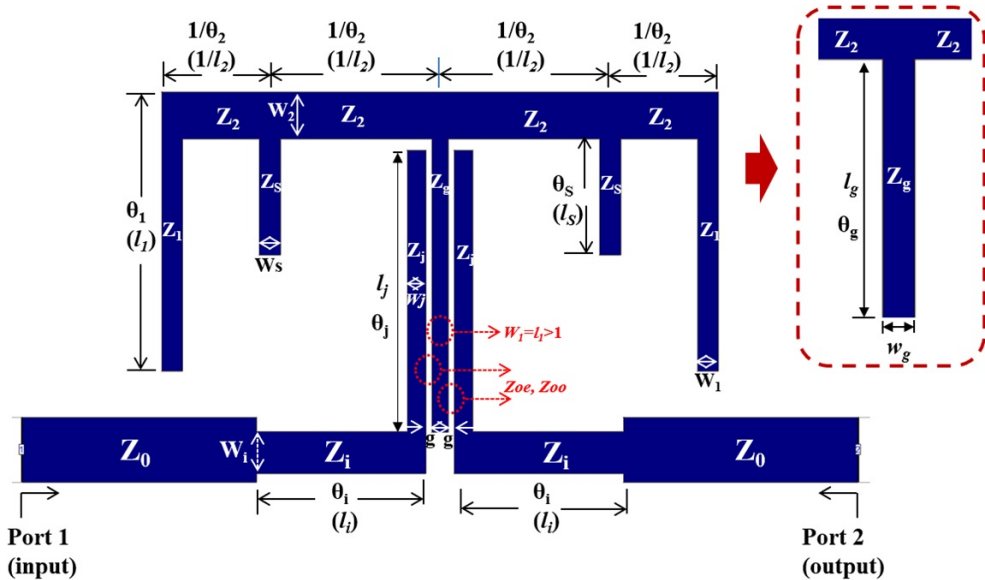
설계된 대역통과 여파기는 SIR 구조와 포크 형태의 개방형 스텐브 (stub)를 집적화하여 이중 대역통과 기능 결과를 얻는다. 제안된 여파기의 구조는 <Fig. 4(a)>과 같이 SIR구조(하단)와 포크 구조(상단)로 구성되며 SIR 구조에서  $Z_1$ 와  $Z_2$ 는 낮은 임피던스 및 높은 임피던스를 가지고 있다. 또한 포크 구조에서는 낮은 임피던스( $Z_2$ )를 가진 전송선로와 높은 임피던스( $Z_1//Z_s$ )를 가진 개방형 스텐브로 구성된다.

이때,  $\theta_1$ 와  $\theta_2$ 는 SIR 구조의 전기적 길이 (이론 계산)이며  $l_1$ 와  $l_2$ 는 SIR 구조의 물리적 길이이다. 또한  $w_1$ 와

$w_j$ 는 SIR 구조의 넓이를 의미한다. 이때,  $Z_i$ 와  $Z_j$ 는 44.3 Ω 및 72.0 Ω이고  $\theta_i$ 와  $\theta_j$ 는 30.8° 및 55.3°이며  $l_i$ 와  $l_j$ 는 6.50mm 및 12.094mm이다. 그리고  $w_i$ 와  $w_j$ 는 각각 1.8mm 및 0.8mm이다.

포크 구조에서  $Z_1$ 과  $Z_s$ 는 개방형 스테르브의 특성 임피던스이고  $Z_2$ 는 스테르브 사이의 연결을 위한 전송선로에 대한 임피던스이다.  $\theta_1$ 와  $\theta_s$ 는 스테르브에 대한 전기적 길이이며  $l_1$ 와  $l_s$ 는 스테르브에 대한 물리적 길이이다. 또한  $w_1$ 과  $w_s$ 는 스테르브에 대한 물리적 넓이다. 이때,  $Z_1$ 과  $Z_s$ 는 각각 68.0 Ω이다.  $\theta_1$ 와  $\theta_s$ 는 46.2° 및 23.1°이고  $l_1$ 는 10.0mm이며  $l_s$ 는 5.0 mm이다. 그리고  $w_1$ 과  $w_s$ 는 0.9 mm 및 0.9 mm이다.

$Z_2$  및  $\theta_2$ 는 포크 형태의 전송선로에 대한 특성 임피던스 및 전기적 길이 이고  $l_2$  및  $w_2$ 는 포크 형태의 전송선로에 대한 물리적(설계 길이) 길이 및 넓이다. 이때,  $Z_2$ 는 41.2 Ω이며  $\theta_2$ 는  $\theta_1$ 과  $\theta_2$ 로 분할됨으로써 각각 15.7° 및 31°이다.  $w_2$ 는 2.0 mm이다. 여기서  $l_2$ 는 양쪽 각각 1/2로 분류된다. 이때, 1/2에 수치는 각각 3.31 mm 및 6.53 mm이고  $Z_g$ 가 77.7Ω 일 때,  $w_g$ 는 0.7 mm이며 길이는  $l_g$ 는 12.1mm ( $\theta_g$ : 55.5°)이다. 이때, 갭(gap) 면적은 0.25 mm이다. SIR 구조에서 이중대역 공진 조건을 만족하기 위해 <Fig. 5>와 같이 개방형 SIR 구조를 1/2 영역으로 나눈 후 2개 SIR 구조( $Z_j$ ) 사이에 중심 스테르브를 삽입한다.



<Fig. 5> Structure of a proposed dual band-pass filter

그러므로 개방형 중심 스테르브의 임피던스( $Z_g$ )를 정합함으로써 식 (8)~(10)와 같이 이중대역 (2개의 주파수 ( $f_1$  및  $f_2$ ) 대역) 및 차단 대역을 얻을 수 있다 (Makimoto and Yamashita, 1994).

$$\frac{f_2}{f_1} = \frac{\theta_j}{\theta_1} = \frac{\pi \theta_i}{2 \tan^2 \theta_i \theta_j} \dots \dots \dots (8)$$

$$1/Z_{in} = j Y_j \frac{2(Z_j + \tan \theta_j)(Z_{g2} - \tan \theta_{g1} \tan \theta_{g2})}{Z_i(1 - \tan^2 \theta_i)(1 - \tan^2 \theta_j) - 2(1 - Z_{g1}^2 \tan \theta_{g1} \tan \theta_{g2})} \dots \dots \dots (9)$$

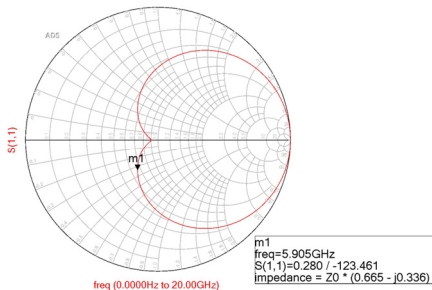
$$\theta = \tan^{-1} \sqrt{Z_{in}} \dots \dots \dots (10)$$

여기서  $Z_i$ 와  $Z_j$  비율 조절을 통해  $Z_i/Z_j=1$ 가 성립되어 공진 조건을 만족할 수 있게 된다. 이때, 전기적 길이

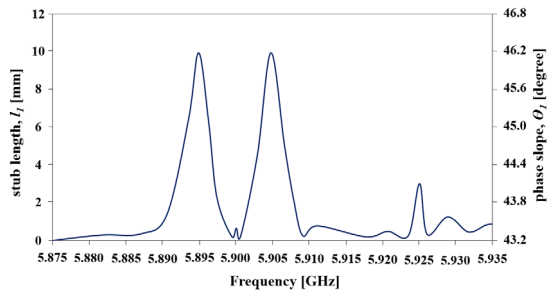
는  $\tan^2\theta_i\theta_j$ 가 되며 이는 약 13.6%의 대역폭을 확보한 이중대역 기반의 대역통과 특성을  $\tan^2\theta_i\theta_j = \left(\sqrt{\frac{Z_i}{Z_j}}\right) = 1$ 의 공진 조건으로 만족할 수 있게 된다. 이때, SIR 구조는  $Z_j$ 와  $Z_i$ 의 특성임피던스 비율( $\Delta=(Z_j/Z_i)^2$ )을 조절하여 1보다 크게 ( $\Delta>1$ ) 한다. 그래서 이중대역 특성을 얻을 수 있게 한다.

중심 스텐브는 이중대역을 명확하게 구분하기 위해 이중 통과 대역 사이의 차단 대역을 확보할 수 있도록 정밀 조절 기능을 수행한다. 이때, 식 (11)과 같이  $Z_{oc}$ 와  $Z_{oo}$ 에 대한 특성 임피던스가 135Ω 및 15.0Ω 일 때, 이중대역 사이의 차단 대역 중심 주파수는 <Fig. 6(a)>와 같이 5.905GHz ( $Z_m=R+jX=0.665-j0.336 \Omega$ )가 되어서 특성임피던스를 정합할 수 있게 된다. 이때,  $Z_{oc}$ 와  $Z_{oo}$ 은 우(even) 및 기(odd) 모드(mode)를 의미한다.

$$Z_{in} = \sqrt{Z_{oc}Z_{oo}} = \left(\frac{Z_j}{Z_g}\right)^2 [\Omega] \dots\dots\dots (11)$$



(a)



(b)

<Fig. 6> Optimization of frequency using stub length variation (a) impedance matching for center frequency corresponding to the stop band between  $f_1$  and  $f_2$  (b) optimized resonant frequencies

스텐브( $Z_i$ )는 이중 주파수 대역에서 고조파를 원하는 정확한 위치에 이동시킬 수 있도록 위치 정밀 제어 기능을 수행한다. 이때, 스텐브 길이( $l_i$ )를 조절하게 되면 원하는 위치에서 주파수 대역을 확보할 수 있게 된다. 그러나  $\theta_i$ 에 해당하는 기본 공진 주파수( $f_i$ )는 스텐브 길이( $l_i$ ) 변화에 무관하다. 그러나 두 번째 공진기는 주파수 변화 비율 ( $\alpha=f_2/f_1$ ) 만큼 변하게 되어 두 번째 주파수의 위치가 식 ( $l_2$ )와 같이 변하게 된다. 이때, 전송선로 임피던스( $Z_i$ )는 고조파 위치를 정확하게 확보할 수 있도록 기능을 수행하는 스텐브( $Z_i$ )의 임피던스를 정합하기 위한 기능을 수행한다. 개방형 스텐브( $\theta_i$ )의 길이( $l_i$ )를 조절함으로써 전기적 길이의 위상 기울기 변화 때문에 주파수 대역의 공진 점이 변하게 된다. 그러므로  $\theta_i$ 과  $l_i$ 이 46.2° 및 10.0mm일 때 공진 주파수 ( $f_i$ )는 <Fig. 6(b)>와 같이 5.895 GHz일 때 공진 주파수( $f_2$ )는 5.905 GHz가 된다.

$$2Y_1\tan(\alpha\theta_1) + Y_2\tan(\alpha\theta_2) = 0 \dots\dots\dots (12)$$

공진 주파수가 변하지 않도록 위상 기울기 변화를 조절하고 원하는 대역폭을 정밀하게 확보할 수 있는 스텐브 ( $l_s$ )는 스텐브 임피던스 ( $Z_s$ ) 정합을 통해 적절한 길이( $l_s$ )를 확보할 수 있게 된다. 이때,  $\theta$ 는  $\theta_i$  및  $\theta_j$ 와  $\theta_1$  그리고  $\theta_s$ 에 대한 전체의 전기적 길이를 의미하며 <Table 2> 및 <Table 3> 그리고<Fig. 7>는  $l_s$ 의 변화에 따른 공진 주파수의 대역폭 변화에 관한 결과를 제시한다.



감쇄 극을 가진 원하는 대역폭을 얻는 방법은 섭동(perturbation) 구조를 삽입한다. 섭동 구조는 개방형 스텐브에 해당하는 임피던스( $Z_0$ )를 가진 전기적 길이( $\theta_0$ ) 및 물리적 길이( $l_0$ )이다. 이때,  $l_0$ 를 각각 조절하게 되면 첫 번째의 공진 주파수( $f_1$ )와 두 번째의 공진 주파수( $f_2$ )에 대한 영과 극(pole & zero)이 발생하게 되어 첫 번째와 두 번째의 공진 주파수에 대해 비교적 최적의 넓은 대역폭을 확보하게 된다.

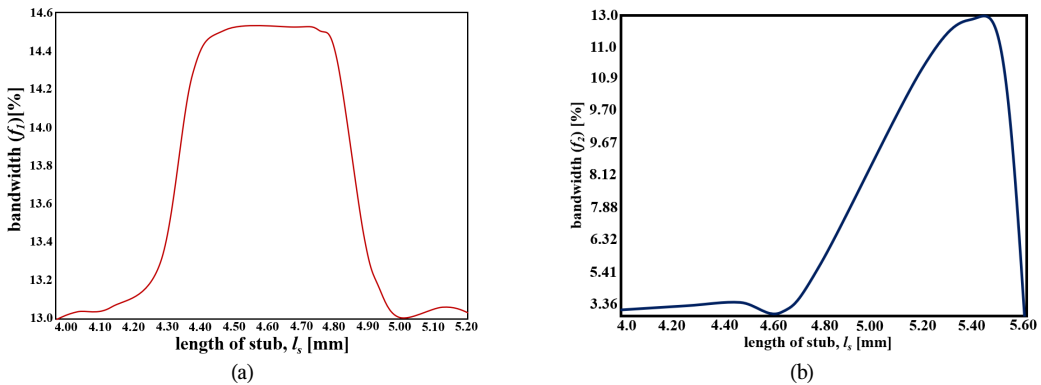
극(pole)은 주파수 통과 대역 외의 차단 대역의 시작에서 중요한 결정 사안에 지배적인 요소가 된다. 차단 특성이 우수할수록 높은 영(zero)과 극(pole)을 가지게 되는데 이때 영(zero)과 극(pole)이 높을수록 감쇄 극이 비례적 증가하게 된다. 그러므로 주파수 차단 특성이 우수해진다. 임피던스 비율( $\Delta$ )에서  $Z_2$ 와  $Z_0$ 의 차이를 비교했을 때,  $Z_2 > Z_0$ 의 경우, 감쇄 극이 형성되지 않지만  $Z_2 < Z_0$ 의 조건은 감쇄 극이 형성되어 섭동에 대한 차단 특성이 우수해지는 것을 분석할 수 있게 되었다. <Table 3>에서 언급된 내용과 같이  $l_s$ 의 길이에 따른 대역폭 변화 과정에서 4.9 mm ~ 5.0 mm 사이는  $f_1$ 의 대역폭 변화가 없었지만 4.8 mm부터 대역폭이 증가하여 4.3 mm까지 동일한 대역폭을 유지하게 되었다. 그리고  $f_2$ 의 경우 4.8 mm ~ 5.0 mm까지 대역폭이 감소하였고 4.6 및 4.7 mm는 최대 대역폭을 유지하게 되었지만 4.5 mm부터 다시 감소하기 시작했다.

<Table 2> Analysis of variation with bandwidth according to  $l_s$

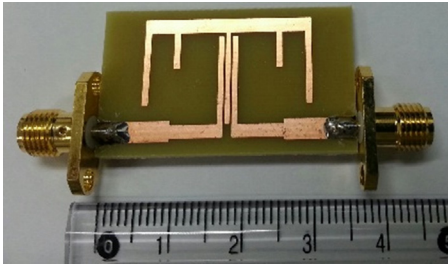
variation		bandwidth [%]	
		$f_1$	$f_2$
$l_s$	decreasing	wideness	narrowness
	increasing	narrowness	wideness

<Table 3> Analysis of variation with bandwidth according to stub

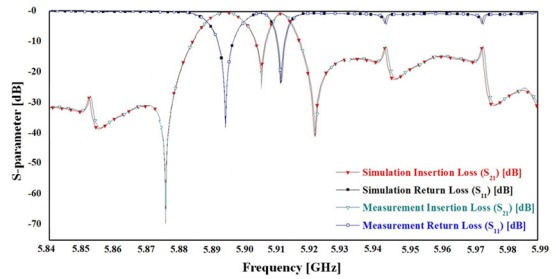
length, $l_s$ [mm]	$f_1$ , BW [%]	$f_2$ , BW [%]
5.0	13.0	13.0
4.9	13.9	11.0
4.8	14.2	10.9
4.7	14.2	9.70
4.6	14.5	9.67
4.5	14.5	8.12
4.4	14.5	8.12
4.3	14.5	8.12



<Fig. 7> Variation of the bandwidth by open stub length ( $l_s$ ) (a)  $f_1$  (b)  $f_2$



<Fig. 8> Photograph of the new BPF



<Fig. 9> Simulation and measurement results of proposed band-pass filter

#### IV. 제작 및 결과

제안한 이중대역 대역통과 여파기는 <Fig. 8>과 같이 유전율 4.6과 기판 높이 1.6 mm 그리고 동판 두께 0.035 mm를 가진 FR-4 기판을 이용하여 제작했다. 여파기의 크기는 24.0 mm × 16.4 mm이며 <Fig. 9>과 같이 시뮬레이션 및 측정 결과를 보여주고 있다.

시뮬레이션 결과에서 첫 번째 주파수 대역( $f_1$ )의 삽입 및 반사손실은 중심 주파수 5.895 GHz 및 대역폭 13.6 % 에서 0.11 dB 및 43.1 dB이며 두 번째 주파수 대역( $f_2$ )의 삽입 및 반사손실은 중심 주파수 5.905 GHz 및 대역폭 13.6%에서 0.12 dB 및 24.0 dB이다. 측정 결과에서 첫 번째 주파수 대역( $f_1$ )의 삽입 및 반사손실은 중심 주파수 5.896 GHz 및 대역폭 13.6%에서 0.13 dB 및 31.8 dB이며 두 번째 주파수 대역( $f_2$ )의 삽입 및 반사손실은 중심 주파수 5.906 GHz에서 0.15 dB 및 19.4 dB이다. 여파기를 설계할 때, SIR의 경우 대부분 대역폭 또는 크기를 조절하거나 고조파 위치 변화를 통해 이중 공진 대역을 가진 대역통과 여파기 등 설계를 많이 하게 된다 (Rahman and Park, 2018; Sami and Rahman, 2019; Wei et al., 2020; Wang et al., 2019; Weng et al., 2020; Karimi et al., 2018; Makimoto and Yamashita, 1994; Zhang et al., 2015; Wu and Xiong, 2010). 또한 스테르브의 경우, 대역폭을 조절하거나 길이를 변화시킴으로써 주파수를 변경 또는 우수한 삽입손실을 얻을 수 있도록 여파기의 성질을 조절한다 (Rahman and Park, 2018; Sami and Rahman, 2019; Wei et al., 2020; Wang et al., 2019; Weng et al., 2020; Karimi et al., 2018). 그러나 제안한 여파기는 SIR의 임피던스 비율을 통해 대역폭과 주파수의 위치를 동시에 조절할 수 있으며 스테르브 길이( $l_1$ ,  $l_2$ )의 세밀한 튜닝을 통해 이중 대역폭과 이중 주파수 대역을 정밀하게 조절할 수 있다. (Zhang et al., 2015; Wu and Xiong, 2010; Cselyuszka et al., 2018; Xu et al., 2021; Li et al., 2017; Salmani et al., 2020). 제안된 이중대역 대역통과 여파기는 네트워크분석기(Vector Network Analyzer:HP-8510C)를 통해 결과를 얻었다. 제안된 대역통과 여파기에 대한 삽입 및 반사손실은 (Weng et al., 2020; Cselyuszka et al., 2018; Xu et al., 2021; Li et al., 2017; Salmani et al., 2020)를 비교했을 때 손실 특성이 상대적으로 우수한 것으로 분석되며 이는 <Table 4>와 같이 제시된다. 이때, (Weng et al., 2020)는 입력과 출력을 제외한 스테르브 구조 사이에 다중 커플링(coupling) 구조가 삽입되는데 커플링에 대한 손실로 기인한다. (Cselyuszka et al., 2018; Li et al., 2017)는 SIW(substrate integrated waveguide)의 비아(via)의 간격에 의한 손실로 분석되고 있고 (Xu et al., 2021)은 슈퍼-결합 선로(super-coupled line)에 의한 커플링 손실로 판단되고 있다. 또한 (Salmani et al., 2020)은 입출력 부분에 커플링 구조가 존재하게 되는데 이는 커플링 손실을 발생시킬 수 있게 된다 (Zhang et al., 2015). 그 외 손실의 경우 비아(via) 손실로써 비아 홀(via-hole)에

대한 높은 에너지 집중 손실을 발생시킬 수 있기 때문에 삽입 및 반사손실 특성이 저하될 수 있다. (Zhang et al., 2015; Liu et al., 2014).

<Table 4> Comparison for performance of dual band-pass filter

ref [#]	frequency [GHz]		bandwidth [%]		insertion loss, $S_{21}$ [dB]	
	$f_1$	$f_2$	$f_1$	$f_2$	$f_1$	$f_2$
this work	5.896	5.906	13.6	13.6	0.13	0.15
Weng, 2020	4.05	8.05	52.1	55.7	1.30	1.10
Wu, 2010,	3.70	5.80	31.0	13.0	0.70	1.00
Cselyuszka, 2018	4.80	5.70	5.20	8.20	2.22	2.17
Xu, 2021	5.50	7.50	18.0	26.0	1.40	1.40
Li, 2017	3.50	5.20	11.0	4.00	1.90	1.90
Salmani, 2020	2.40	5.15	22.9	5.15	0.50	1.00

그러나 제안된 대역통과 여파기는 스테르브와 접동 구조의 미세 길이 조절 때문에 대역폭과 주파수 위치를 변화시킬 수 있다. 또한 임피던스 조절을 통해 삽입손실을 최소화할 수 있다. 그리고 비아 홀이 없다는 특징으로 언급했을 때 에너지 집중 손실이 없다는 추가적인 특징이 내포된다.

## V. 결 론

새롭게 설계된 대역통과 여파기는 SIR 구조와 포크 형태의 전송선로 및 개방형 스테르브가 일체화되어 2차원적인 평면 구조를 가진다. 그러므로 제안된 여파기는 시스템과 집적화가 가능할 것으로 판단된다.

개방형 스테르브는 대칭적인 접동 구조를 가지고 있으므로 이중대역 주파수에서 두 번째 주파수 대역 위치를 변화시킬 수 있으며 비대칭 개방형 스테르브 길이 조절은 첫 번째 주파수 대역과 두 번째 주파수 대역에 대한 대역폭을 감소 및 증가시킬 수 있게 된다.

특히, SIR의 임피던스 비율 조절을 통해 대역폭과 주파수의 위치를 세밀하고 정확하게 변화시킬 수 있으며 스테르브의 길이( $l_1$ ,  $l_2$ )의 미세한 변화 때문에 이중 대역폭과 이중 공진 주파수 대역을 더 예리하게 조절할 수 있다

제안된 여파기의 결과에서 첫 번째 주파수 대역( $f_1$ )의 삽입 및 반사손실은 중심 주파수 5.896 GHz 및 대역폭 13.6 % 에서 0.13 dB 및 33.6 dB이며 두 번째 주파수 대역( $f_2$ )의 삽입 및 반사손실은 중심 주파수 5.906 GHz에서 0.15 dB 및 19.8 dB이다. 그러므로 삽입 및 반사손실이 우수하다고 판단되는 이유는 대역통과 여파기는 입출력 포트(port)와 여파기가 구조가 직접적으로 연결되므로 결합손실이 없는 것으로 사료된다. 특히, 비아 홀이 없는 관계로 에너지 집중 손실이 없다는 특징이 대두된다. 그러므로 성능이 우수하며 이동통신 회로에 집적화했을 때, 우수한 성능을 가진 시스템으로 재구성이 가능할 것으로 예상된다.

제안되는 여파기는 평면 구조로 구성되므로 반도체 공정이 가능할 것으로 예측되며 이로 인하여 대량생산이 가능할 것으로 판단된다. 여파기는 주파수 대역을 고려했을 때, 설계된 여파기는 반도체 공정을 통해 지능형 교통 시스템에서 활용도가 높은 DSRC (dedicated short-range communication) 공급 수요에 맞추어 적용이 가능할 것으로 사료된다.

## ACKNOWLEDGEMENTS

본 연구는 교내 연구비(경기과학기술대학교)로 수행되었음.

## REFERENCES

- Ali, I., Asif, M., Riaz Ur Rehman, Khan, M., Yingge, D. H., Kim, S. J., Pu, Y. G., Yoo, S. S. and Lee, K. Y.(2020), “A highly reliable, 5.8 GHz DSRC wake-up receiver with an intelligent digital controller for an ETC system”, *Sensors*, vol. 20, pp.4012(1-21).
- Bettisworth, C., Burt, M., Chachich, A., Harrington, R., Hassol, J. and Kim, A.(2015), *Status of the dedicated short-range communications technology and applications*, US Department of Transportation, Washington, DC, FHWA-JPO-15-218.
- Cselyuszka, N., Sakotic, Z., Kitic, G., Crnojevic-Bengin, V. and Jankovic, N.(2018), “Novel dual-band band-pass filters based on surface plasmon polariton-like propagation induced by structural dispersion of substrate integrated waveguide”, *Scientific Reports*, vol. 8, p.8332.
- Kang, Y. H.(2021), “Standardization and spectrum policy for the introduction of autonomous V2X”, *Journal of Korean Ins. of Electromagnetic Engineering and Science*, vol. 32, no. 2, pp.110-118.
- Karimi, G., Salehi, A. and Javidan, F.(2018), “Miniaturized (UWB) band pass filter using elliptical-ring multi-mode stub-loaded resonator (MM-SLR)”, *Radioengineering*, vol. 27, no. 3, pp.732-737.
- Kim, C. G., Jo, S. H., Hong, B. J. and Shin, Y.(2018), “A study on the interference between WAVE and RF DSRC”, *Journal of Information Technology and Architecture*, vol. 15, no. 4, pp.537-543.
- Kim, K., Ganesan, P. B., Mallick, J., Karampatsis, L. D. and Kunz, A.(2019.10), “5G V2X architecture and radio aspects”, *2019 IEEE Conference on Standards for Communications and Networking(CSCN)*, Granada.
- Li, P., Chu, H., Zhao, D. and Chen, R. S.(2017), “Compact dual-band balanced SIW bandpass filter with improved common-mode suppression”, *IEEE Microwave Wireless Component Letters*, vol. 27, no. 4, pp.347-349.
- Liu, H., Wen, P., Zhao, Y., Ren, B., Wang, X. and Guan, X.(2014), “Dual-band superconducting bandpass filter using quadruple-mode resonator”, *IEEE Transaction on Applied Superconductivity*, vol. 24, no. 2, pp.4901204-4901204.
- Makimoto, M. and Yamashita, S.(1994), *Microwave resonators and filters for wireless communication theory, design and application*, Springer, pp.13-15.
- Rahman, M. and Park, J. D.(2018), “A compact tri-band bandpass filter using two stub-loaded dual mode resonators”, *Progress In Electromagnetics Research M*, vol. 64, pp.201-209.
- Salmani, R., Bijari, A. and Zahiri, S. H.(2020), “Design of a microstrip dual-band bandpass filter using novel loaded asymmetric two coupled lines for WLAN applications”, *Journal of Electrical and Computer Engineering Innovations (JCEI)*, vol. 8, no. 2, pp.255-262.
- Sami, A. and Rahman, M.(2019), “A very compact quintuple band bandpass filter using multimode stub loaded resonator”, *Progress In Electromagnetics Research C*, vol. 93, pp.211-222.

- Wang, X., Wang, J., Zhu, L., Choi, W. W. and Wu, W.(2019), “Compact stripline dual-band bandpass filters with controllable frequency ratio and high selectivity based on self-coupled resonator”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 68, no. 1, pp.102-110.
- Wei, F., Yu, J. H., Zhang, C. Y., Zeng, C. and Shi, X. W.(2020), “Compact balanced dual-band BPFs based on short and open stub loaded resonators with wide common-mode suppression”, *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, vol. 67, no. 12, pp.3043-3047.
- Weng, M. H., Zheng, F. Z., Lai, H. Z. and Liu, S. K.(2020), “Compact ultra-wideband bandpass filters achieved by using a stub-loaded stepped impedance resonator”, *Electronics*, vol. 9, no. 2, p.209.
- Wu, Y. L. and Xiong, X. Z.(2010), “A dual-wideband bandpass filter based on E-shaped microstrip SIR with improved upperstopband performance”, *Progress In Electromagnetics Research*, vol. 108, pp.141-153.
- Xu, Y., Liu, Z., Wang, S., Tang, W. and Chen, J.(2021), “Design of a multilayer dual-band balanced bandpass filter on a circular patch resonator”, *Front in Physics*, vol. 25, p.709150.
- Zhang, Z. C., Chu, Q. X. and Chen, F. C.(2015), “Compact dual-band bandpass filters using open-short circuited stubs-loaded  $\lambda_g/4$  resonators”, *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 25, no. 10, pp.657-659.