

제어 가능한 전송 영점을 이용한 광대역 차단 특성을 갖는 저역 통과 필터

Low-Pass Filter with Wide Stop-Band Characteristics Using Controllable Transmission Zeros

이건천 · 김유선 · 김경근 · 이태성 · 나현식 · 임영석

Geoncheon Lee · Yuseon Kim · Kyungkeun Kim · Taesung Lee ·
Hyeonsik Na · Yeongseog Lim

요 약

본 논문에서는 전기 결합 구조와 추가된 개방 스티브를 이용해 제어 가능한 4개의 전송 영점을 갖는 저역 통과 필터를 설계 및 제작하였다. 필터의 통과 대역은 GSM 대역이며, 전기 결합에 의해 WiBro 및 위성 DMB 대역에서 전송 영점이 각각 발생한다. 또한, 임의의 상측 주파수에서 개방 스티브에 의해 추가적인 2개의 전송 영점이 발생하는 구조이다. 작은 기생 성분을 갖는 준집중 소자를 이용해 필터를 구현함으로써 차단 대역의 고 조파 성분을 억제하였다. 유한 전송 영점의 제어를 위한 등가 회로의 전기 결합 성분인 C_M 은 필터 구조의 개방 스티브 간 간격 조절을 통해 구현하였다. 유전율 2.6인 테프론 기판을 사용하여 제작된 필터의 전체 크기는 급전 선로를 포함하여 $38 \times 20 \times 0.79 \text{ mm}^3$ 이다. 측정된 3 dB 차단 주파수는 1.55 GHz이며, 전송 영점의 위치는 각각 2.20, 2.43, 4.11 및 6.84 GHz이다.

Abstract

In this paper, design and fabrication of the LPF with controllable four transmission zeros using electric coupling and added open stub is presented. Pass-band of the LPF is GSM band, and two transmission zeros are generated by the electric coupling at the WiBro and S-DMB band. And the other two transmission zeros are generated by the open stub at the upper frequencies. Harmonic frequency of the stop-band is suppressed by the realization of the filter using quasi-lumped element with small parasitic values. C_M , which is the electric coupling element of the equivalent circuit, is realized by the distance control between the open stubs of the filter structure. The fabricated LPF used teflon substrate with relative permittivity of 2.6. And it has a size of $38 \times 20 \times 0.79 \text{ mm}^3$, which is including a feed line. The measured 3 dB cut-off frequency is 1.55 GHz, and locations of the transmission zeros are 2.20, 2.43, 4.11 and 6.84 GHz, respectively.

Key words : Transmission Zero, Electric Coupling, LPF

I. 서 론

RF 및 초고주파 대역에서 저역 통과 필터는 전통 적으로 계단 임피던스, 개방 스티브 등을 전송 선로

로 구현한 형태가 폭넓게 이용되어져 왔다.

초고주파 대역에서는 집중 소자를 이용한 저역 통과 필터의 구현이 어려우므로 위와 같은 방법을 이용한 전송 선로로 구현된 분포 소자를 이용하게

된다. 전송 선로는 주파수 분산적 특성을 지니며, 이로 인한 고조파의 발생은 필연적이다^{[1],[2]}. 이러한 고조파는 차단 대역의 특성을 저하시키며, 나아가 전체 시스템 성능의 저하를 야기한다.

차단 대역에 전송 영점을 발생시키는 방법을 이용하면 고조파를 억제할 수 있으며 이로 인한 차단 대역의 억압 특성도 개선이 된다^[3]. 또한, 전송 영점은 다중 대역을 사용하는 통신 시스템에서 각 사용 대역마다 통과 대역 바로 옆에 위치하게 함으로써 매우 높은 주파수 선택도를 갖게 하는 데에도 유용하다는 장점을 지닌다^[4].

본 논문에서는 통과 대역은 GSM(Global System for Mobile Telecommunication, 880~960 MHz) 대역이며, WiBro(Wireless Broadband Internet, 2.3~2.4 GHz) 및 위성 DMB(Satellite Digital Multimedia Broadcasting, 2.605~2.655 GHz) 대역과 임의의 상측 주파수 대역에서 전송 영점이 발생하는 저역 통과 필터를 준집중 소자로 설계, 제작 및 측정하였다. 필터는 캐패시터 간 전기 결합을 이용한 서로 다른 2개의 전송 영점과 추가된 개방 스티브로 인해 발생하는 2개의 전송 영점을 갖게 된다. 또한, 개방 스티브 형태로 구성된 캐패시터 사이에서 발생하는 전기 결합의 정도에 따라 두 전송 영점 간의 간격을 조절함으로써 원치 않는 주파수를 효율적으로 차단할 수 있도록 하였다.

II. 회로 해석 및 설계

2.1 등가 회로의 해석

본 논문에서는 그림 1에 보인 바와 같이, 전송 영점을 이용한 광대역 차단 특성을 갖는 저역 통과 필터를 설계하기 위해 제어 가능한 4개의 전송 영점이 발생하는 등가 회로를 제안하였다. 제안된 등가 회로는 전송 영점의 초기 위치가 L_{R1} 와 C_{R1} 에 의한 공진 주파수로 결정이 되므로 해석이 간단하며, 구조 또한 개방 스티브 형태로 쉽게 설계할 수 있다는 장점을 갖는다.

$$\begin{bmatrix} A_T & B_T \\ C_T & D_T \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & j\omega L_{S1} \\ X_1 & 1 + X_1 \cdot j\omega L_{S1} \end{bmatrix}.$$

$$\begin{bmatrix} A_2 & B_2 \\ C_2 & D_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 + X_4 \cdot j\omega L_{S3} & j\omega L_{S3} \\ X_4 & 1 \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$\begin{bmatrix} A_2 & B_2 \\ C_2 & D_2 \end{bmatrix} = \frac{\left[\frac{j\omega C_g(1 + X_3 \cdot j\omega L_{S2}) + X_m}{j\omega C_g + X_m} \cdot \frac{j\omega C_g(1 + X_3 \cdot j\omega L_{S2}) + X_m}{j\omega C_g + X_m} \right]}{\frac{a_1 \cdot a_4 - a_2 \cdot a_3}{j\omega C_g \cdot X_m \cdot (j\omega C_g + X_m)} \cdot \frac{j\omega C_g(1 + X_2 \cdot j\omega L_{S2}) + X_m}{j\omega C_g + X_m}} \quad (2)$$

$$X_i = \frac{1}{j\omega L_{Ri} + \frac{1}{j\omega C_{Ri}}}, \quad (i = 1, 2, 3, 4) \quad (3)$$

$$X_m = X_2 + X_3 + X_2 \cdot X_3 \cdot j\omega L_{S2} \quad (4)$$

$$\begin{aligned} a_1 \cdot a_4 - a_2 \cdot a_3 &= \{j\omega C_g(1 + X_3 \cdot j\omega L_{S2}) + X_m\} \cdot \\ &\{j\omega C_g((1 + X_2 \cdot j\omega L_{S2})(1 + X_2 \cdot j\omega L_{S2}) \\ &- j\omega L_{S2} \cdot X_m) + X_m\} - \{j\omega C_g + X_m\} \cdot \\ &\{j\omega C_g(1 + X_2 \cdot j\omega L_{S2}) + X_m\} \end{aligned} \quad (5)$$

$$\begin{bmatrix} Z_{T_{11}} & Z_{T_{12}} \\ Z_{T_{21}} & Z_{T_{22}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{A_T}{C_T} & \frac{A_T \cdot D_T - B_T \cdot C_T}{C_T} \\ \frac{1}{C_T} & \frac{D_T}{C_T} \end{bmatrix} \quad (6)$$

$$\frac{\omega^2 L_{R2}^2 + \frac{1}{\omega^2 C_{R2}^2} - \frac{2L_{R2}}{C_{R2}}}{\omega L_{S2} + 2\omega L_{R2} - \frac{2}{\omega C_{R2}}} = \frac{1}{\omega C_g} \quad (7)$$

등가 회로의 해석은 전체 임피던스 행렬을 계산함으로써 간단하게 수행되어질 수 있다. 그림 1에서 좌측의 L_{S1} , L_{R1} , C_{R1} 부분을 $ABCD_1$, 중앙 부분

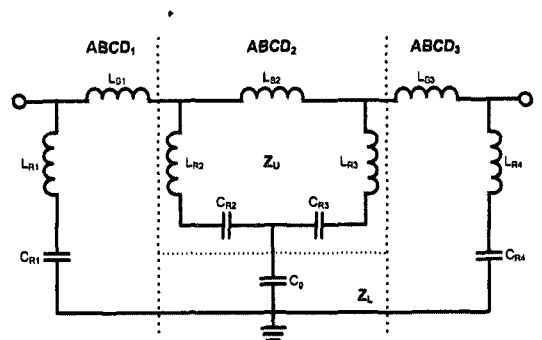
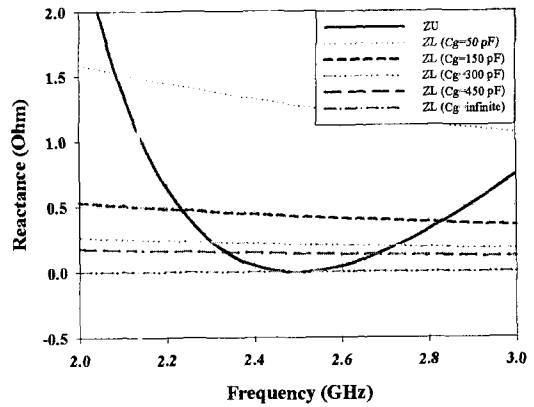


그림 1. 제안된 등가 회로
Fig. 1. The proposed equivalent circuit.

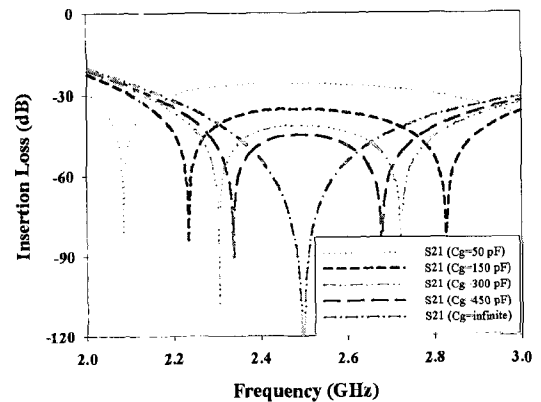
을 $ABCD_2$, 그리고 우측의 L_{S3} , L_{R4} , C_{R4} 부분을 $ABCD_3$ 행렬로 나눠 각각의 $ABCD$ 전송 행렬을 전체 회로의 임피던스 행렬 Z_T 로 변환하면 Z_{T_1} 성분을 통해 전송 영점의 위치를 구할 수가 있다. 식 (1)~(5)에는 임피던스 행렬을 통해 제안된 등가 회로의 주파수 응답을 구하기 위한 과정 중 $ABCD$ 전송 행렬을 구하는 방법을 보였으며, 식 (6)에는 $ABCD$ 전송 행렬과 Z_T 행렬 간 변환 관계를 나타냈다^{[5],[6]}. 여기서 주의할 점은 그림 1의 등가 회로 상 모든 X_i 가 서로 다른 값을 갖게 되면 C_g 의 크기와는 상관 없이 항상 4개의 전송 영점이 발생한다는 것이다. 이런 경우, C_g 는 X_2 와 X_3 에 의해 발생한 두 전송 영점 간 간격을 더 멀어지게 하는 역할을 한다. 이는 X_2 또는 X_3 의 조절만으로 충분히 가능하므로 제안된 등가 회로에서 C_g 의 필요성이 약해진다. 따라서 C_g 가 그림 2에 나타낸 것과 같이 전송 영점의 위치뿐 아니라 개수도 제어하는 역할을 하기 위해서는 X_2 와 X_3 가 서로 같아야 하므로 본 논문에서는 항상 X_2 와 X_3 가 서로 같다고 가정하였다.

먼저 $ABCD_1$ 과 $ABCD_3$ 행렬에 의한 전송 영점의 위치는 식 (3)의 $X_i(i=1, 4)$ 의 역수(즉, 임피던스 행렬의 Z_{21} 성분)가 0이 되는 주파수이므로 앞서 언급한 것처럼 공진 주파수로 결정이 되는 것을 알 수 있다. 마찬가지로 $ABCD_2$ 행렬에 의한 전송 영점의 위치 또한 Z_{21} 성분인 식 (2)의 C_2 의 역수에 의해 구할 수가 있다. C_g 가 무한대일 때에는 기본적으로 $X_i(i=2, 3)$ 에 의한 공진 주파수를 전송 영점으로 가지며, C_g 값의 크기가 점점 작아짐에 따라 2개의 전송 영점으로 나뉘어 간격이 서로 멀어지게 된다. 다시 말하면, 등가 회로의 중앙 부분은 상측과 하측 네트워크인 Z_U 와 Z_L 로 분리할 수 있으며, 각 네트워크 간 직렬연결이므로 Z_{21} 의 리액턴스 성분이 0이 되는 $Z_{U_1} = -Z_{L_1}$ 을 만족하는 주파수가 전송 영점의 위치가 된다는 것을 의미한다.

식 (7)은 식 (2)의 C_2 성분을 상·하측 네트워크로 나눠 간략히 정리한 것으로^[6], 좌변은 상측 네트워크를 나타내며, 단일 소자로 이루어진 우변은 하측 네트워크를 나타낸다. 좌변을 고정시킨 채 우변의 값만 변경시킴으로써 전송 영점의 위치 제어는 매우 간단하게 이루어진다. 이를 증명하기 위해 그림 2에



(a) C_g 에 의한 리액턴스의 변화
(a) The variation of the reactance by the C_g



(b) C_g 에 의한 삽입 손실의 변화
(b) The variation of the insertion loss by the C_g

그림 2. C_g 에 의한 전송 영점의 변화
Fig. 2. The variation of the transmission zeros by the C_g .

C_g 값의 변화가 전송 영점의 위치 변화에 미치는 영향을 나타냈다. 그림 2의 (a)와 (b)를 비교해 보았을 때, Z_U 와 Z_L 의 리액턴스 성분의 교차점이 전송 영점의 위치가 되며, C_g 가 무한대일 때에는 1개의 전송 영점을 갖게 되며, 값이 점점 작아질수록 전송 영점 간 간격은 서로 멀어지는 것을 알 수 있다. 이로써 전송 영점의 위치는 식 (3)과 (7)에 의해 완벽하게 얻을 수 있으며, 이 식을 통해 전송 영점의 제어 또한 가능하게 된다.

그림 3에는 그림 1의 등가 회로의 구현을 위해 중앙 부분의 커패시터로 이루어진 T형 네트워크를 Π 형 네트워크로 변형한 등가 회로를 나타냈다.

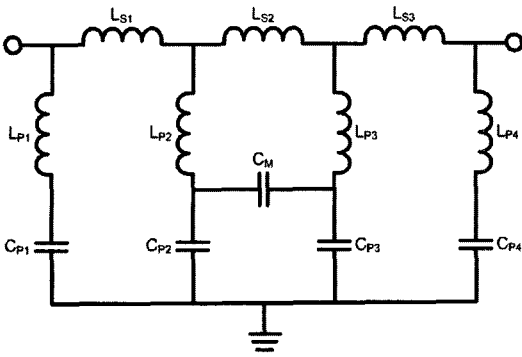


그림 3. 변형된 등가 회로
Fig. 3. The modified equivalent circuit.

변형된 등가 회로에서 캐패시터 간 전기 결합을 유발시켜 추가적인 전송 영점을 발생시키는 역할을 하는 C_M 은 식 (8)을 이용했으며, C_{P2} 및 C_{P3} 은 식 (9), (10)을 이용하여 계산하였다. 식 (8)으로부터 C_g 와 C_M 은 서로 반비례 관계에 있다는 것을 알 수 있으며, C_g 가 무한대의 값을 갖게 되면 C_{R2} , C_{R3} 에 관계없이 캐패시터 간 전기 결합을 의미하는 C_M 은 발생하지 않게 된다. 바꿔 말하면, 유한한 C_g 를 선택함으로써 전기 결합 C_M 의 결합 크기를 조절할 수 있으며, 원하는 주파수에서 전송 영점이 발생할 수 있도록 제어가 가능하다는 것을 뜻한다.

$$C_M = \frac{C_{R2} \cdot C_{R3}}{C_{R2} + C_{R3} + C_g} \quad (8)$$

$$C_{P2} = \frac{C_{R2} \cdot C_g}{C_{R2} + C_{R3} + C_g} \quad (9)$$

$$C_{P3} = \frac{C_{R3} \cdot C_g}{C_{R2} + C_{R3} + C_g} \quad (10)$$

2-2 지역 통과 필터의 구조

2-2-1 2개의 전송 영점을 갖는 구조

제안된 등가 회로에서 2개의 전송 영점을 갖는 경우에 대해 살펴보고자 하겠다. 앞서 언급한 것처럼 전송 영점은 $1/X_i=0$ 에 의해 공진 주파수로 결정이 된다. 본 논문에서는 그림 1의 등가 회로 상에서 $L_{R2}=L_{R3}$, $C_{R2}=C_{R3}$ 로 X_2 와 X_3 가 항상 동일하다고 가정하였으므로, C_g 가 무한대의 값을 가지면

$ABCD_2$ 행렬에 의한 전송 영점은 그림 2에 나타낸 것과 같이 1개가 발생한다. 식 (8)에 의해 C_g 가 무한대이면 전기 결합 성분인 C_M 은 0이 되며, 전송 영점의 위치는 L_{R2} 와 C_{R2} 에 의한 공진 주파수로 결정된다. L_{R1} 과 L_{R4} , 그리고 C_{R1} 과 C_{R4} 의 값이 서로 같다면 $ABCD_1$ 행렬과 $ABCD_3$ 행렬에 의해 발생하는 전송 영점의 위치는 동일하다. 여기서 전송 영점의 위치는 L_{R1} 과 C_{R1} 또는 L_{R4} 와 C_{R4} 에 의한 공진 주파수가 된다. 이를 간략히 정리하면, 2개의 전송 영점을 갖는 등가 회로는 $C_g=\infty$ 이고, $L_{R1}=L_{R4}$ 및 $C_{R1}=C_{R4}$ 로 나타낼 수 있다.

2-2-2 3개의 전송 영점을 갖는 구조

3개의 전송 영점을 갖는 등가 회로는 총 2가지의 구조가 가능하다. 첫 번째는 $ABCD_2$ 행렬에서 1개, 그리고 $ABCD_1$ 과 $ABCD_3$ 행렬에서 각각 1개씩 전송 영점이 발생하는 구조이다. 두 번째는 $ABCD_2$ 행렬에서 2개, 그리고 $ABCD_1$ 과 $ABCD_3$ 행렬에서 1개의 전송 영점이 발생하는 구조이다. 먼저 첫 번째 구조는 $ABCD_2$ 행렬에서 1개의 전송 영점이 발생하므로 C_g 는 무한대이며, $ABCD_1$ 과 $ABCD_3$ 행렬에서 각각 1개씩 발생하므로 $X_1 \neq X_4$ 이면 된다. 이처럼 $C_g=\infty$ 이고, $L_{R1} \neq L_{R4}$ 또는 $C_{R1} \neq C_{R4}$ 구조인 경우는 3개의 전송 영점이 발생한다. 다음으로 두 번째 구조는 $ABCD_2$ 행렬에서 2개의 전송 영점이 발생하므로 그림 2와 같이 C_g 가 유한한 값을 가지면 된다. $ABCD_1$ 과 $ABCD_3$ 행렬에서 나머지 1개의 전송 영점이 발생하려면 두 행렬의 값이 같아야 하므로 $X_1=X_4$ 이다. 이처럼 $C_g=finite$ 이고, $L_{R1}=L_{R4}$ 및 $C_{R1}=C_{R4}$ 구조인 경우 3개의 전송 영점이 발생한다.

2-2-3 4개의 전송 영점을 갖는 구조

4개의 전송 영점을 갖는 구조는 $ABCD_2$ 행렬에서 2개, 그리고 $ABCD_1$ 과 $ABCD_3$ 행렬에서 각각 1개의 전송 영점이 발생하는 구조이다. $ABCD_2$ 행렬에서 2개의 전송 영점이 발생하려면 C_g 가 유한한 값을 가지면 된다. $ABCD_1$ 과 $ABCD_3$ 행렬이 각각 1개의 전송 영점을 가지려면 $X_1 \neq X_4$ 이면 된다. 이

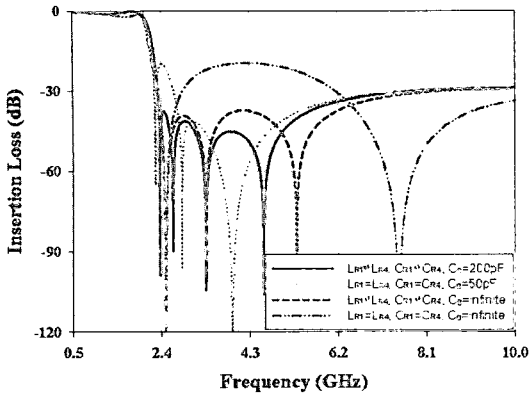


그림 4. 소자 값에 의한 전송 영점의 개수 변화
Fig. 4. The variation of the number of the transmission zeros by the element values.

를 만족하기 위해 $C_g = finite$ 이고, $L_{R1} \neq L_{R4}$ 또는 $C_{R1} \neq C_{R4}$ 이면 된다.

그림 4에 앞서 언급한 4가지 저역 통과 필터의 구조에 대한 주파수 응답을 각각 나타냈다.

2.3 저역 통과 필터의 설계

본 논문에서는 3개 및 4개의 전송 영점을 갖는 등가 회로의 구조에 대해 저역 통과 필터를 설계하였다. 3개의 전송 영점을 갖는 구조는 $C_g = finite$ 이고, $L_{R1} = L_{R4}$ 및 $C_{R1} = C_{R4}$ 인 구조를 사용하였다. 필터의 통과 대역은 GSM 대역이며, WiBro와 위성 DMB 대역 및 임의의 상측 주파수에서 전송 영점이 발생하도록 하였다.

표 1과 2는 필터의 제작을 위해 그림 1의 제안된 등가 회로와 그림 3의 변형된 등가 회로에 대해 앞서 설계한 소자 값을 함께 나타낸 것이다. 그림 5에 이 때의 회로 해석 결과를 나타냈다.

III. 제작 및 측정

저역 통과 필터의 통과 대역은 GSM 대역이며, WiBro와 위성 DMB 대역 및 임의의 상측 주파수에서 전송 영점이 발생하는 특성을 갖는 것을 목표로 한다. 이에 따라, 3개 및 4개의 전송 영점을 갖는 2가지 구조에 대한 필터의 제작을 통해 제안된 등가 회로의 타당성을 입증하였다. 여기서 사용된 구조는 다음과 같다. 3개의 전송 영점을 갖는 구조는 $C_g =$

표 1. 전송 영점 3개를 갖는 등가 회로의 소자 값
Table 1. The element values of equivalent circuit with 3 transmission zeros.

소자	값
L_{S1}, L_{S3}	2.5 nH
L_{S2}	7.5 nH
$L_{R1}, L_{R4}, L_{P1}, L_{P4}$	1.5 nH
$L_{R2}, L_{R3}, L_{P2}, L_{P3}$	1.9 nH
C_{R1}, C_{P1}	0.95 pF
C_{R2}, C_{R3}	2.14 pF
C_{P2}, C_{P3}	2.12 pF
C_{R4}, C_{P4}	0.95 pF
C_g	450 pF
C_M	0.01 pF

$finite$ 이고, $L_{R1} = L_{R4}$ 및 $C_{R1} = C_{R4}$ 이며, 4개의 전송 영점을 갖는 구조는 $C_g = finite$ 이고, $L_{R1} \neq L_{R4}$ 또는 $C_{R1} \neq C_{R4}$ 이다.

필터의 제작을 위해 유전율이 2.6이고 두께 0.79 mm인 테프론 기판을 이용, HFSS 9.2로 해석하였다. 필터의 구조를 설계하기에 앞서 인덕터와 캐패시터는 파장에 비해 충분히 길이가 짧은 ($\lambda/8$ 이하의 길이)를 갖는) 선로에 대해 전송선로 이론을 적용하여 모델링을 하였다^{[5]~[8]}. 분산 소자 구현으로 인해 나

표 2. 전송 영점 4개를 갖는 등가 회로의 소자 값
Table 2. The element values of equivalent circuit with 4 transmission zeros.

소자	값
L_{S1}, L_{S3}	2.5 nH
L_{S2}	7.5 nH
$L_{R1}, L_{R4}, L_{P1}, L_{P4}$	1.5 nH
$L_{R2}, L_{R3}, L_{P2}, L_{P3}$	1.9 nH
C_{R1}, C_{P1}	0.95 pF
C_{R2}, C_{R3}	2.14 pF
C_{P2}, C_{P3}	2.12 pF
C_{R4}, C_{P4}	0.35 pF
C_g	450 pF
C_M	0.01 pF

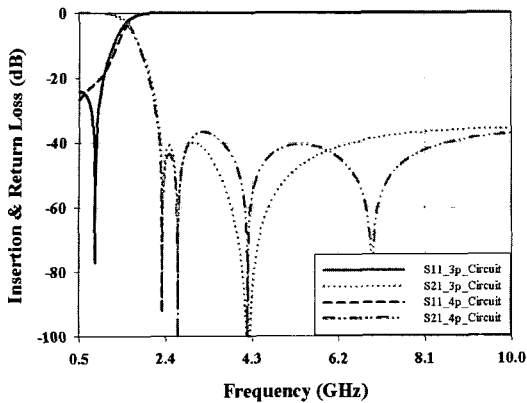
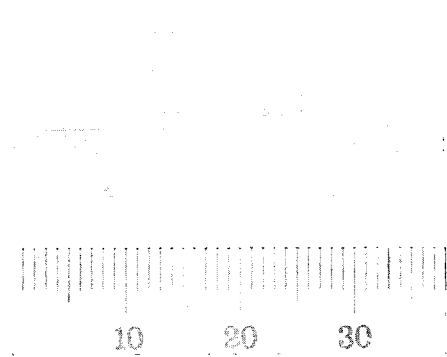


그림 5. 표 1과 2의 주파수 응답
Fig. 5. Frequency response of the Table 1 and 2.

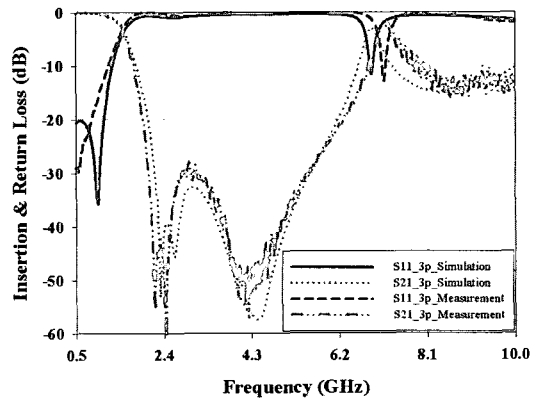
타나는 고조파는 구현된 선로의 길이 성분에 의존하며, 준집중 소자에서도 나타나는 문제점이기도 하다. 따라서 차단 대역에서의 고조파 발생을 억제하기 위해 선로의 길이는 최대한 짧게 구현하는 것이 좋다. 이를 위해 인덕터는 높은 임피던스를 갖는 짧은 길이로 구현하였으며, 캐패시터 또한 짧은 길이를 갖는 개방 스텐브로 구현하였다.

위의 2 가지 구조에 대해 제작된 필터는 급전 선로를 포함하여 $38 \times 20 \times 0.79 \text{ mm}^3$ 로 서로 동일한 크기를 갖는다.

그림 6은 표 1의 소자 값을 이용해 제작된 필터의 사진과 시뮬레이션 및 측정 결과를 비교해 놓은 것이다. 시뮬레이션 결과, 3 dB 차단 주파수는 1.51 GHz이며, 전송 영점은 2.33, 2.63 및 4.45 GHz에서 발생하였다. 제작된 필터의 GSM 대역 내 삽입 손실은 0.2 dB 이내이며, 3 dB 차단 주파수는 1.51 GHz로 측정되었다. 전송 영점의 위치는 각각 2.21, 2.45 및 4.26 GHz에서 55, 67 및 51 dB로 나타났다. 그림 6(b)를 살펴보면 7 GHz 부근에서 고조파로 인한 차단 대역의 억압 특성이 회로 해석 결과에 비해 저하된 양상을 보인다. 이를 보완하기 위해 표 2를 이용해 억압 특성이 향상된 저역 통과 필터를 제작하였으며, 그 결과를 시뮬레이션 결과와 함께 그림 7에 나타냈다. 시뮬레이션 결과, 3 dB 차단 주파수는 1.55 GHz이며, 전송 영점은 2.34, 2.63, 4.11 및 6.95 GHz에서 발생하였다. 제작된 필터의 GSM 대역 내 삽입 손실은 0.2 dB 내의이며, 3 dB 차단 주파수는 1.55 GHz



(a) 제작된 필터의 사진
(a) The photo of the fabricated LPF



(b) 시뮬레이션과 측정 결과 비교
(b) The comparison between simulated and measured results

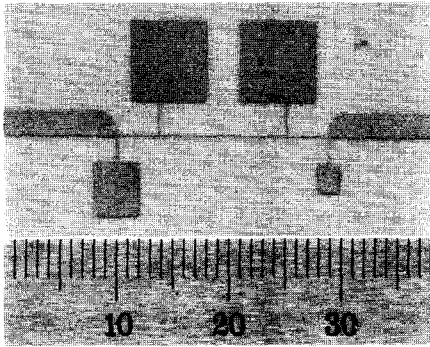
그림 6. 3개의 전송 영점을 갖는 저역 통과 필터
Fig. 6. LPF with 3 transmission zeros.

로 측정되었다. 전송 영점의 위치는 각각 2.20, 2.43, 4.11 및 6.84 GHz에서 53, 61, 68 및 55 dB로 나타났다. 그림 7(b)의 결과는 그림 6(b)의 결과와 비교했을 때 7 GHz 부근의 고조파가 새로 발생된 전송 영점에 의해 상당 부분이 억압되어 보다 향상된 억압 특성을 보여주고 있다.

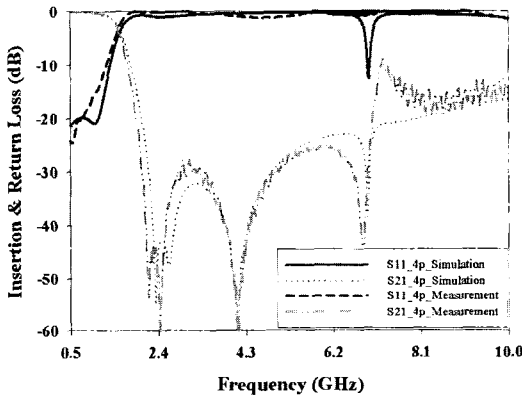
IV. 결론

본 논문에서는 준타원 함수의 프로토 타입 등가 회로를 이용하여 4개의 전송 영점을 이용한 광대역 차단 특성을 갖는 저역 통과 필터를 설계하였다.

전기 결합을 이용한 서로 다른 2개의 전송 영점을 발생시켜 차단을 필요로 하는 주파수 대역을 효율적



(a) 제작된 필터의 사진
(a) The photo of the fabricated LPF



(b) 시뮬레이션과 측정 결과 비교
(b) The comparison between simulated and measured results

그림 7. 4개의 전송 영점을 갖는 저역 통과 필터
Fig. 7. LPF with 4 transmission zeros.

으로 억제하였다. 또한, 개방 스테브 형태의 L , C 공진기를 통해 추가적인 2개의 전송 영점을 발생시킴으로써 광대역 차단 특성을 얻을 수 있었다.

전송 영점의 위치 조절은 필터의 등가 회로와 설계된 구조 간 연계를 통해 수행하였다. 그 결과, 4개의 전송 영점을 갖는 저역 통과 필터에 대해 3 dB 차단 주파수는 1.55 GHz로 나타나 통과 대역이 GSM 대역을 포함하였으며, 이때의 삽입 손실 또한 0.2 dB 내외를 나타냈다. 전기 결합 성분 C_M 에 의해 제어되는 WiBro 및 위성 DMB 대역에서 발생시키고자 했던 전송 영점의 위치는 2.35, 2.63 GHz에서 150, 200 MHz를 벗어난 2.20, 2.43 GHz에서 삽입 손실이 53, 61 dB로 나타났다. 위의 결과로부터 제작된 필터의 측정 결과가 설계 시 예측했던 결과와 거의 유사

함을 알 수 있다.

개방 스테브에 의해 발생하는 전송 영점의 위치는 고정시킨 채, 캐패시터 간 전기 결합에 의해 발생하는 전송 영점을 3 dB 차단 대역과 매우 근접한 위치에서 형성시킨다면, 향상된 주파수 선택도와 광대역 차단 특성을 갖는 저역 통과 필터를 설계할 수 있을 것으로 보인다.

참고 문헌

- [1] Jyh-Wen Sheen, "A compact semi-lumped low-pass filter for harmonics and spurious suppression", *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, vol. 10, no. 3, pp. 92-93, Mar. 2000.
- [2] Jayaseelan Marimuthu, Mazlina esa, "Harmonic cancellation of parallel-coupled bandpass filter with transmission zero realign method", *Asia-Pacific Conference on Applied Electromagnetics*, pp. 264-268, Dec. 2005.
- [3] C. F. Chang, S. J. Chung, "Bandpass filter of serial configuration with two finite transmission zeros using LTCC technology", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 53, no. 7, pp. 2383-2388, Jul. 2005.
- [4] Hualiang Zhang, Kevin J. Chen, "Bandpass filters with reconfigurable transmission zeros using varactor-tuned tapped stubs", *IEEE Microwave and wireless components letters*, vol. 16, no. 5, pp. 249-251, May 2006.
- [5] David M. Pozar, *Microwave Engineering*, 3rd Edition, Wiley.
- [6] Jia-Sheng. M. J. Lancaster, *Microstrip Filters for RF/Microwave Applications*, Wiley Interscience.
- [7] 김유선, 남훈, 이건천, 서인중, 임영석, "유효 인덕턴스 효과와 적층 PCB를 이용한 하나의 전송 영점을 갖는 대역 통과 필터", *한국전자과학회논문지*, 17(11), pp. 1089-1095, 2006년 11월.
- [8] Kok-Yan Lee, Saeed Mohammadi, Pallab K. Bhattacharya, and Linda P. B. Katehi, "Compact models based on transmission-line concept for integrated capacitors and inductors", *IEEE Transactions on*

이 건 천



2006년 2월: 전남대학교 전자컴퓨터공학부 (공학사)
2006년 2월~현재: 전남대학교 전자공학과 석사과정
[주 관심분야] 초고주파 회로 설계 및 해석, RF 소자 설계

이 태 성



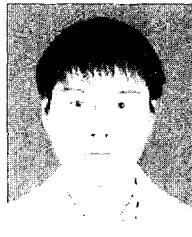
2006년 8월: 전남대학교 전자컴퓨터공학부 (공학사)
2006년 8월~현재: 전남대학교 전자공학과 석사과정
[주 관심분야] 안테나 설계, 초고주파 회로 설계

김 유 선



2004년 2월: 전남대학교 전자공학과 (공학사)
2006년 2월: 전남대학교 전자공학과 (공학석사)
2006년 2월~현재: 전남대학교 전자공학과 박사과정
[주 관심분야] 초고주파 회로 설계 및 해석, RF 소자 설계, 안테나

나 현 식



2007년 2월: 전남대학교 전자컴퓨터공학부 (공학사)
2007년 2월~현재: 전남대학교 전자공학과 석사과정
[주 관심분야] 초고주파 회로설계, RF 소자 설계

김 경 근



2005년 2월: 전남대학교 전자공학과 (공학사)
2005년 2월~현재: 전남대학교 전자공학과 석사과정
[주 관심분야] 전자파 수치 해석, 초고주파 회로 설계 및 해석, RF 소자 설계

임 영 석



1980년 2월: 서울대학교 전자공학과 (공학사)
1982년 2월: 서울대학교 전자공학과 (공학석사)
1989년 2월: 전북대학교 전자공학과 (공학박사)
1984년 9월~현재: 전남대학교 전자공학과 교수
[주 관심분야] 전자파 수치 해석, 초고주파 회로 설계 및 해석, RF 소자 설계, 안테나