

다중 대역 필터 설계를 위한 필터 합성법

A Filter Synthesis Method for Multi-Band Filter Design

이 혜 선 · 이 자 현 · 임 영 석

Hyesun Lee · Jahyeon Lee · Yeongseog Lim

요 약

본 논문에서는 새로운 다중 대역 필터의 LC 프로토타입 타입 합성 방법을 제안하였다. 주어진 주파수 응답을 갖는 다중 대역 필터를 합성하기 위해, 극점과 영점의 배열 구조를 제안하였고, 최적화 알고리즘을 이용하여 극점과 영점의 최적화된 위치를 찾는 과정을 제안하였다. 또한, 극점과 영점으로 계산된 전달 및 반사 함수를 이용하여 다중 대역 필터의 준 타원 LC 프로토타입 타입을 합성하는 일련의 과정을 보였다. 제안된 다중 대역 필터의 LC 프로토타입 합성법을 이용하여 GSM(880~960 MHz), ISM(2,400~2,500 MHz) 대역에서 동작하는 이중 대역 필터와 GSM(880~960 MHz), ISM(2,400~2,500, 5,725~5,850 MHz) 대역에서 동작하는 삼중 대역 필터를 설계 및 제작하였다.

Abstract

In this paper, we presented a new LC prototype synthesis method for the multi-band filter. For synthesis a multi-band filter with the required frequency response, we proposed the diagram of poles and zeros, also, we proposed the optimization process for finding the combination of optimized poles and zeros. From the transfer and reflection functions calculated from poles and zeros, we performed the quasi-elliptic LC prototype synthesis of multi-band filter. Using the proposed LC prototype synthesis method of multi-band filter, dual-band filter operating at GSM(880~960 MHz) and ISM(2,400~2,500 MHz) and triple-band filter operating at GSM(880~960 MHz) and ISM(2,400~2,500, 5,725~5,850 MHz) were designed and fabricated.

Key words : Filter Synthesis, Multi-Band, Quasi-Elliptic Filter

I. 서 론

근래의 무선 통신 시스템은 하나의 단말기에서 GSM, PCS, Wi-Fi, WLAN과 같은 여러 서비스가 가능해지면서 다중 대역에서 동작하는 RF 모듈이 필요하게 되었다. 이에 따라 RF front-end 단의 주요 부품 중의 하나인 다중 대역 필터에 관한 연구들이 활발히 이루어져 왔다^{[1]~[9]}. 기존의 연구 중 참고문헌 [1]~[4]는 서로 다른 동작 대역을 갖는 필터를 결합하거나 전송 영점을 이용하여 다중 대역을 형성하게

된다. 이 방법들은 대역의 수만큼 필터를 각각 설계하여야 하고, 이들을 결합하기 위해 많은 시간이 소요될 뿐만 아니라 회로의 크기가 커지는 단점이 있다. 커플링 매트릭스를 이용하여 다중 대역을 형성하는 방법도 있으나, 대부분 cavity나 waveguide 구조로 구현된다^{[5]~[7]}. 평면형 설계를 위해 교차 결합 구조를 이용한 연구도 진행되어 왔지만, 이 경우는 공진기 설계, 공진 기간 구조에 따른 커플링 계수 추출 등의 설계 시간이 길어지고 공진기들 간의 한정된 Q factor로 인해 높은 삽입 손실을 야기하며, 다수의 공

전남대학교 전자컴퓨터공학과(Department of Electronic and Computer Engineering, Chonnam National University)

· 논문 번호 : 20100723-096

· 교신저자 : 임영석(e-mail : limys@chonnam.ac.kr)

· 수정완료일자 : 2010년 9월 24일

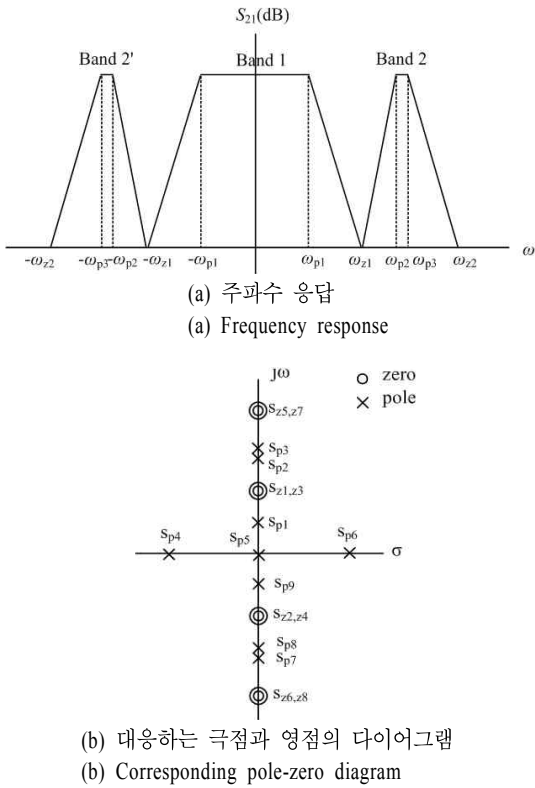


그림 1. 다중 대역 필터의 특성
Fig. 1. Characteristic of multi-band filter.

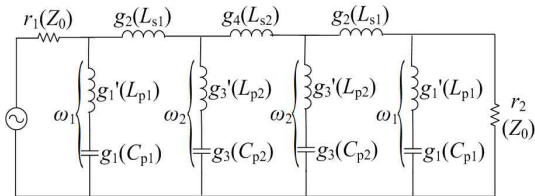


그림 2. 제안된 다중 대역 필터의 준 타원 LC 프로토타입
Fig. 2. The proposed quasi-elliptic LC prototype for a multi-band filter.

진기를 평면상에 배치하는 과정에서 구조적으로 소형화가 어렵기 때문에 필터의 전체 크기도 커지게 된다^{[8],[9]}.

본 논문에서는 다중 대역 필터를 위한 준 타원 LC 프로토타입 합성법을 제안한다. 제안된 방법을 이용하면 그림 1과 같은 다중 대역 필터의 주파수 응답으로부터 이러한 응답을 만족하는 최적화된 극점과 영점의 위치를 찾을 수 있고, 최종적으로 그림 2

의 다중 대역 준 타원 LC 프로토타입을 합성할 수 있다^{[10],[11]}. 설계 목표를 만족하는 극점과 영점의 위치는 최적화 알고리즘을 이용하여 구하였다. 제안된 합성법은 다중 대역 필터의 주파수 응답을 갖는 극점과 영점의 조합으로부터 준 타원 LC 프로토타입을 직접 합성하기 때문에 서로 다른 동작 대역을 갖는 필터들을 결합하는 방법^{[1]~[4]}보다 설계 과정이 간단하다.

본 논문에서는 합성된 준 타원 LC 프로토타입을 평면형 마이크로스트립으로 구현하기 위해서, 구현이 비교적 간단하고 thru-line으로 이루어진 높은 임피던스를 갖는 선로와 낮은 임피던스를 갖는 선로를 이용하였다. 이는 참고문헌 [8], [9]의 공진기 구조와 비교하여, coupled-line의 사용으로 인한 결합 손실이 적고, 공진기의 한정된 Q factor로 인한 손실 등이 없으므로 낮은 삽입 손실을 얻기 유리한 구조이다.

제안된 합성법을 이용하여 GSM(880~960 MHz)과 ISM(2,400~2,500 MHz) 대역에서 동작하는 이중 대역 필터와 GSM(880~960 MHz)과 ISM(2,400~2,500, 5,725~5,850 MHz) 대역에서 동작하는 삼중 대역 필터를 각각 설계 및 제작하고, 측정 결과를 제시하였다.

II. 다중 대역 필터 합성 방법

필터 합성 이론을 이용한 다중 대역 필터의 설계 과정은 다음의 단계로 구성된다. 첫째로, 그림 1(a)에 주어진 주파수 응답을 만족하는 다중 대역 필터의 극점과 영점의 조합을 그림 1(b)와 같이 설정하고, 최적화 알고리즘을 이용하여 극점과 영점의 최적 위치를 결정한다. 둘째로, 최적화된 극점과 영점을 이용하여 전달 및 반사 다항식을 계산하고, 후르비츠(Hurwitz) 다항식과 구동점(driving-point) 함수를 구성한다. 셋째로, 구동점 함수를 이용하여 그림 2의 준 타원 LC 프로토타입을 합성한다. 마지막으로 구조를 선택하여 물리적으로 구현하게 된다.

일반적으로 통과 대역은 극점으로부터 형성되고, 차단 대역은 영점으로부터 형성된다. 즉, 단일 통과 대역을 갖는 타원 응답의 필터는 모든 극점이 통과 대역에 위치하고, 모든 영점이 차단 대역에 위치한다.

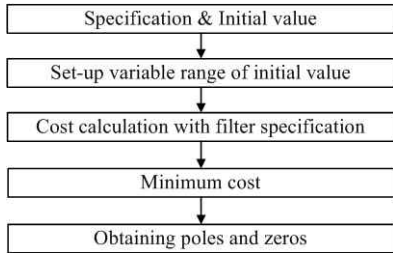


그림 3. 극점과 영점의 최적화된 위치를 결정하기 위한 알고리즘의 흐름도
 Fig. 3. Flow-chart of algorithm for determining optimized poles and zeros.

그림 1의 주파수 응답을 갖는 필터를 설계하기 위해서는 첫 번째 통과 대역($-\omega_{p1} \sim \omega_{p1}$)에 3개의 극점(s_{p1}, s_{p5}, s_{p9})을 위치시키고, 두 번째 통과 대역($\pm \omega_{p2} \sim \pm \omega_{p3}$)에 각각 2개씩 극점($s_{p2}, s_{p3}, s_{p7}, s_{p8}$)을 위치시킨다. 영점은 통과 대역 사이의 차단 대역($\pm \omega_{z1}$)에 각각 2개씩($s_{z1}, s_{z2}, s_{z3}, s_{z4}$), 두 번째 통과 대역의 상측에 각각 2개씩($s_{z5}, s_{z6}, s_{z7}, s_{z8}$)을 위치시켜 차단 대역을 형성한다. 이외에도 한 쌍의 극점(s_{p4}, s_{p6})을 실수축에 위치시켜 통과 대역 반사 특성과 차단 대역 삽입 특성을 조절할 수 있다. 이 때, N 중 대역 필터 설계를 위해 필요한 극점의 개수는 원점을 포함한 대역에 3개, 실수축에 2개, 그리고 대역이 추가될 때마다 4개씩 증가하여 결과적으로 $[5+4(N-1)]$ 개이고, 영점의 개수는 [극점의 개수-1]개다.

본 연구에서는 주어진 필터 응답을 만족하는 극점과 영점의 위치를 결정하기 위해 그림 3의 알고리즘을 이용하였다. 그 첫 번째 단계인 변수들의 초기 값 설정 과정은 다음과 같다. 먼저, 극점은 원점에 하나, 그리고 각 통과 대역의 상측 및 하측 컷오프($\pm \omega_{p1}, \pm \omega_{p2}, \pm \omega_{p3}$) 혹은 중심 주파수에 초기 값을 지정하고, 실수축을 따라 변하는 한 쌍의 극점(s_{p4}, s_{p6})은 원점에 그 초기 값을 두었다. 영점은 차단 대역 중심 주파수($\pm \omega_{z1}, \pm \omega_{z2}$)에 초기 값을 지정하였다.

두 번째 단계로 각 변수들의 가변 범위를 설정한다. 가변 범위는 통과 및 차단 대역의 중심 주파수를 기준으로 각 변수들이 일정 간격(step)으로 변화하도록 설정하였다. 표 1은 변수들의 초기 값과 가변 범위를 나타낸 것이다. 알고리즘의 수행 시간을 단축하기 위해 각 변수들이 대칭적으로 가변하도록 설정하

표 1. 다중 대역 필터 변수들의 초기 값 및 가변 범위
 Table 1. Initial values and variable ranges for multi-band filter parameters.

변수	초기 값	가변 범위
$s_{p1,p9}$	$\pm \omega_{p1}i$	$\pm \frac{\omega_{p1}}{2}i \sim \pm \omega_{p1}i$
$s_{p2,p8}$	$\pm \omega_{p2}i$	$\pm \omega_{p2}i \sim \pm \frac{\omega_{p3} - \omega_{p2}}{2}i$
$s_{p3,p7}$	$\pm \omega_{p3}i$	$\pm \frac{\omega_{p3} - \omega_{p2}}{2}i \sim \pm \omega_{p3}i$
$s_{p4,p6}$	0	$0 \sim \pm 10$
s_{p5}	0	0
$s_{z1,z2,(z3,z4)}$	$\pm \omega_{z1}i$	$\pm \omega_{p1}i \sim \pm \omega_{p2}i$
$s_{z5,z6,(z7,z8)}$	$\pm \omega_{z2}i$	$\pm \omega_{p3}i \sim \pm 5i$

였다.

다음 단계로, 완전 검색(full search) 알고리즘을 이용하여 가변 범위 내의 모든 cost(또는 error)를 계산한다. 마이크로파 필터의 경우에 cost 함수 U 는 식 (1)과 같이 통과 대역 내의 삽입 손실과 차단 대역 내의 반사 손실의 절대 값의 합으로 정의된다^[13].

$$U = \sum_{i=1}^A |S_{11}(\omega'_{zi})|^2 + \sum_{i=1}^B |S_{21}(\omega'_{pi})|^2 \quad (1)$$

여기에서, 계산에 사용된 모든 좌표의 수는 $A+B$ 개이다. 본 논문에서 cost 계산에 사용된 완전 검색 알고리즘은 주어진 범위 내에서 항상 같은 결과치를 나타내며, 기존의 gradient 기반의 최적화 알고리즘에 비해 신뢰성 있는 결과를 얻을 수 있다는 장점을 갖는다. 마지막으로 설계 목표를 만족하는 minimum cost^[12]를 찾고, 이때의 극점과 영점을 최적의 값으로 선택하면 알고리즘이 종료된다.

알고리즘을 통해 구해진 극점과 영점을 이용하여 전달 및 반사 다항식을 구성하는 과정은 다음과 같다. 일반적으로 이중 중단 회로망의 진폭 응답은 식 (2)와 같이 표현된다^[7].

$$|S_{21}(s)|^2 = \frac{1}{1 + \epsilon^2 K^2(s)}, \quad s = j\omega \quad (2)$$

여기에서 ω 는 정규화 된 각주파수, ϵ 는 리플 상수, $K(s)$ 는 회로망의 특성 함수이며, 일반적으로 다중 대역 필터의 특성 함수는 식 (3)과 같다^[7].

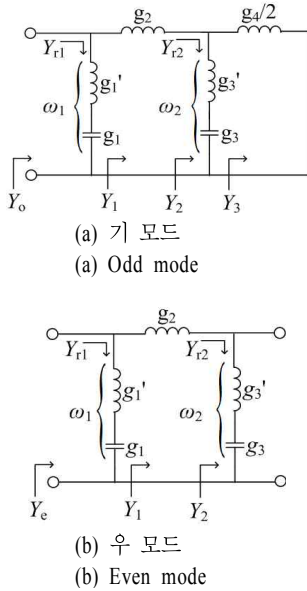


그림 4. 그림 2의 기/우 모드 회로망
Fig. 4. Odd/even mode circuit network of Fig. 2.

$$K(s) = \frac{\prod_{i=1}^{N_p} (s - s_{pi})}{\prod_{j=1}^{N_z} (s - s_{zj})} \tag{3}$$

여기에서 s_{pi} 와 s_{zj} 는 필터의 극점과 영점, 그리고 N_p 와 N_z 는 각각 극점과 영점의 개수를 나타낸다. 주어진 특성 함수를 식 (2)에 대입하고, s -영역의 좌 반면에 존재하는 일련의 극점을 이용하여 다음의 전달 및 반사 함수 관계식을 얻을 수 있다^[7].

$$S_{21}(s) = \frac{P(s)}{\epsilon E(s)} = \frac{1}{\epsilon} \frac{\sum_{j=1}^{N_z} (s - s_{zj})}{\sum_{k=1}^{N_p} (s - s_{pk})} \tag{4}$$

$$S_{11}(s) = \frac{F(s)}{E(s)} = \frac{\sum_{i=1}^{N_p} (s - s_{pi})}{\sum_{k=1}^{N_z} (s - s_{zk})} \tag{5}$$

여기에서, $P(s)$ 는 영점으로 구성된 다항식, $F(s)$ 는 극점으로 구성된 다항식에 해당하고, 수동 회로이기 때문에 $E(s)$ 는 모든 근들이 복소 평면상의 좌 반면에 위치한 N -차 후르비츠 다항식에 해당한다.

식 (4), (5)의 공통 분모 항인 다항식 $E(s)$ 를 이용하여 그림 2의 LC 회로망을 합성하기 위해서는 다음과 같은 과정을 수행한다^{[10],[11]}. 먼저, 그림 2가 좌우 대칭인 회로망이므로 그림 4(a), (b)와 같이 대칭면을 따라 단락(또는 개방)시킨 회로를 구성한다. 이 때, 입력 어드미턴스 Y_o (또는 Y_e)는 다항식 $E(s)$ 의 근을 이용하여 구할 수 있다. $E(s)$ 의 근들 중 홀수 번째 근을 이용하면 기 모드 입력 어드미턴스 Y_o 를 계산할 수 있고, 짝수 번째 근을 이용하면 우 모드 입력 어드미턴스 Y_e 를 계산할 수 있다. 여기에서 홀수 번째 근을 이용하여 후르비츠 다항식 $D(s)$ 를 구성하는 방법은 식 (6)과 같다.

$$D(s) = - \frac{(s - s_{q1})(s - s_{q3})(s - s_{q5})(s - s_{q7})(s - s_{q9})}{s_{q1}s_{q3}s_{q5}s_{q7}s_{q9}} \tag{6}$$

$$= A(5)s^5 + A(4)s^4 + A(3)s^3 + A(2)s^2 + A(1)s + A(0) = D_O(s) + D_E(s)$$

이 식에서 $D_O(s)$ 는 $D(s)$ 의 기수 승으로 구성된 다항식, $D_E(s)$ 는 $D(s)$ 의 우수 승으로 구성된 다항식을 나타낸다. 리액턴스 함수 $Y_o(s)$ 는 LC 구동점 함수로서 유리 기함수의 형태를 가져야 하므로 $D_O(s)$ 와 $D_E(s)$ 를 이용하여 다음과 같이 구성할 수 있다.

$$Y_o(s) = \frac{D_E(s)}{D_O(s)} \text{ or } \frac{D_O(s)}{D_E(s)} \tag{7}$$

위의 구동점 함수를 이용하여 외부 회로망에서부터 개별 소자 값을 계산해 나간다^{[10],[11]}. 먼저, 유수 정리(residue theorem)를 이용하여 첫 번째 병렬 공진기의 소자 값을 계산하고, 직렬 소자는 영점 추이 과정으로 계산한다. 이 과정을 반복하여 전체 회로의 소자 값을 구할 수 있다. 이 때, 주파수가 낮은 영점부터 추출해 나가기 때문에 회로 양단의 병렬 공진기가 가장 큰 소자 값을 가지게 된다. 여기서, 각 공진기의 공진 주파수는 왼쪽부터 각각 ω_1 과 ω_2 이며, $\omega_1 < \omega_2$ 의 관계를 갖는다. 또한, 이렇게 추출을 함으로써 N 중 대역 통과 필터를 합성 시에도 좌우 대칭 평면을 기준으로 내부에 회로가 추가되는 형태가 되어, 최종적으로 N 중 필터 구현 시 $N-1$ 중 필터에 대비하여 크기의 증가가 거의 없게 된다.

III. 다중 대역 필터 설계 응용

3-1 이중 대역 필터

이중 대역 필터의 설계 목표는 다음과 같다.

- 통과 대역 : 880~960 MHz(GSM),
2,400~2,500 MHz(ISM)
- 차단 대역 : 1,710~1,785, 1,805~1,880 MHz (DCS)
- 통과 대역 내 반사 손실 ≥ 20 dB
- 차단 대역 내 삽입 손실 ≥ 30 dB(두 번째 통과 대역의 2 배수 지점)

설계 목표를 만족하는 이중 대역 필터의 합성을 위해 그림 3의 알고리즘을 수행하였다. 먼저, 초기 값 설정 과정은 다음과 같다. 극점의 초기 값은 원점을 포함한 통과 대역($-\omega_{p1} \sim \omega_{p1}$)의 컷 오프 주파수에 3개, 그 외의 통과 대역($\pm\omega_{p2} \sim \pm\omega_{p3}$)의 컷 오프 주파수에 각각 2개씩의 위치시켰고, 실수축을 따라 가변하는 한 쌍의 극점은 원점에 위치시켰다. 그리고 영점은 차단 대역 중심 주파수에 각각 2개씩 위치시켰다. 여기에서, 이중 대역 필터 설계를 위해 사용된 극점과 영점의 개수는 각각 9개, 8개이다.

각 변수들의 초기 값을 기준으로 가변 범위를 설정하고, 알고리즘을 이용하여 각 변수들에 대한 모든 cost를 계산하였다. 본 필터 설계 예에서 최적화된 값들을 찾기 위해 검색 간격을 0.0001로 하였고, 2.6 GHz dual-core process PC를 사용하여 알고리즘을 수행하는데 걸린 총 시간은 3초이다. 각 변수들의 초기 값과 최적화 알고리즘을 통해 얻어진 값들은 표 2와 같다.

표 2의 값들을 이용하여 식 (3)의 특성 함수를 구하고, 이를 이용하여 식 (4), (5)의 전달 및 반사 다항식을 계산하였다. 이 때, $P(s)$ (또는 $F(s)$)의 근은 최적화된 영점(또는 극점)들과 같고, 프로그램을 수행하여 구해진 $E(s)$ 의 근은

$$\begin{aligned} s_{q1,q9} &= -0.1856 \pm 2.6703i \\ s_{q2,q8} &= -0.1528 \pm 2.2221i \\ s_{q3,q7} &= -0.2553 \pm 1.3531i \\ s_{q4,q6} &= -1.9072 \pm 1.3172i \\ s_{q5} &= -3.9363 \end{aligned}$$

표 2. 이중 대역 필터 변수의 초기 및 최적화된 값
Table 2. Initial and optimized values of dual-band filter parameters.

변수	초기 값	최적화된 값
$s_{p1,p9}$	$\pm 0.98i$	$\pm 0.9329i$
$s_{p2,p8}$	$\pm 2.35i$	$\pm 2.3643i$
$s_{p3,p7}$	$\pm 2.55i$	$\pm 2.522i$
$s_{p4,p6}$	0	± 2.8832
s_{p5}	0	0
$s_{z1,z2}, (z3,z4)$	$\pm 1.8i$	$\pm 1.8014i$
$s_{z5,z6}, (z7,z8)$	$\pm 3.8i$	$\pm 3.7998i$

표 3. 이중 대역 필터의 LC 프로토타입 타입
Table 3. LC prototype of dual-band filter.

설계 파라미터 : $r_1=r_2=1$						
소자	g_1'	g_1	g_2	g_3'	g_3	g_4
프로토타입	0.72	0.428	0.152	0.212	0.3267	0.8504

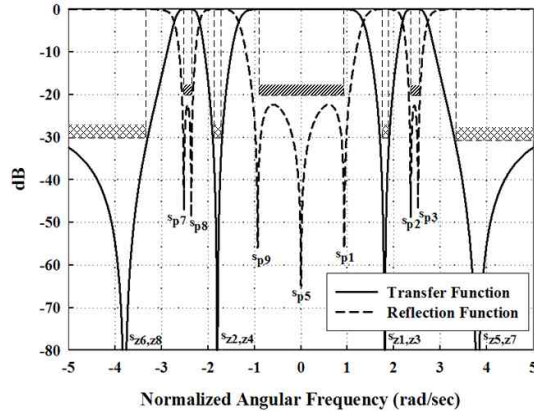
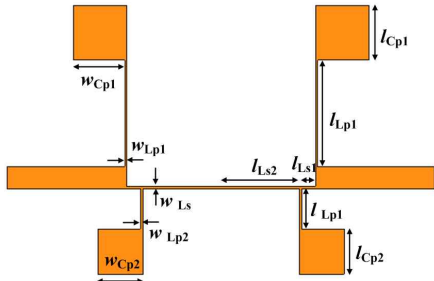


그림 5. 합성된 이중 대역 필터의 전달 및 반사 응답
Fig. 5. Transfer and reflection response of the synthesized dual-band filter.

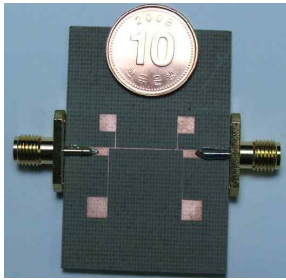
이다. 여기서, $s_{q1,q9}, s_{q3,q7}, s_{q5}$ 는 Y_o 와 관련되는 근들이고 $s_{q2,q8}, s_{q4,q6}$ 는 Y_e 와 관련되는 근들이다. 본 예제에서는 $s_{q1,q9}, s_{q3,q7}, s_{q5}$ 를 이용하여 $D(s)$ 와 Y_o 를 다음과 같이 구하였다.

$$\begin{aligned} D(s) &= 0.0187s^5 + 0.0901s^4 + 0.2379s^3 \\ &\quad + 0.7625s^2 + 0.5752s + 1 \\ Y_o &= \frac{D_E(s)}{D_O(s)} = \frac{0.0901s^4 + 0.7625s^2 + 1}{0.0187s^5 + 0.2379s^3 + 0.5752s} \end{aligned}$$



(a) 필터의 구조 및 구조 변수. $w_{Ls}=0.2$, $l_{Ls1}=1.04$, $l_{Ls2}=5.875$, $w_{Lp1}=0.15$, $l_{Lp1}=8$, $w_{Lp2}=0.2$, $l_{Lp2}=3$, $w_{Cp1}=l_{Cp1}=3.9$, $w_{Cp2}=l_{Cp2}=3.4$ (단위: mm)

(a) Structure and geometry values of the filter(unit: mm)



(b) 제작된 필터 사진
(b) Photograph of the fabricated filter

그림 6. 제안된 평면형 이중 대역 필터
Fig. 6. The proposed planar-type dual-band filter.

표 3은 Y_0 로부터 회로망 합성을 수행하여 계산된 프로토타입을 나타낸 것이고, 그림 5는 추출된 프로토타입을 적용한 회로의 주파수 응답을 도시한 것이다. 이는 극점과 영점으로부터 얻어지는 식 (4)와 (5)의 주파수 응답과 정확하게 일치하므로 이에 대한 비교는 생략하였다.

추출된 프로토타입은 컷오프 주파수 $f_c=1$ GHz, 임출력 중단 임피던스 $Z_0=50$ Ohm으로 스케일링하였다. 스케일링된 값은 각각 $L_{p1}=5.7296$ nH, $C_{p1}=1.3624$ pF, $L_{s1}=1.2096$ nH, $L_{p2}=1.6870$ nH, $C_{p2}=1.0399$ pF, $L_{s2}=6.7673$ nH이다.

그림 6(a)는 제안된 이중 대역 필터의 구조이다. 주파수가 낮은 영점부터 외부 회로망에서부터 추출되므로 회로 양단의 병렬 공진기가 가장 큰 면적을 차지하게 되고, 좌우 대칭 평면을 기준으로 내부에 구조가 추가되는 형태로 구성하였다. 이 때, 평면형 구현을 위해, 전송 선로 이론을 적용하여 인덕터는 높은 임피던스를 갖는 전송 선로로, 커패시터는 낮

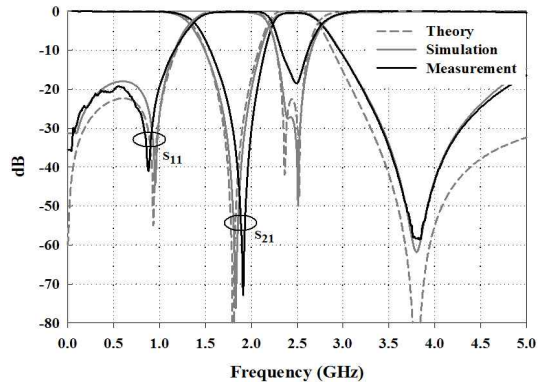


그림 7. 이중 대역 필터의 주파수 응답 비교
Fig. 7. Comparison on the frequency response of the dual-band filter.

은 임피던스를 갖는 개방 스테르브로 구현하였다. 각각의 소자 모델링을 위해 다음의 식이 사용되었다^{[12],[14]}.

$$L = \frac{Z_l \sqrt{\epsilon_e}}{c_0}, \quad C = \frac{l \sqrt{\epsilon_e}}{Z_l c_0} + C_{fringing} \quad (8)$$

여기에서 Z_l 는 선로의 임피던스이고, l 은 선로의 길이, c_0 는 자유 공간에서 빛의 속도, $C_{fringing}$ 은 프링징 효과에 의한 추가적인 커패시턴스이다.

그림 6(b)는 제작된 필터 사진이다. Taconic 사의 상대 유전 상수 3.5, 두께 0.76 mm의 RF-35A 기판을 사용하여 설계된 필터의 전체 크기는 급전 선로를 포함하여 32 mm×20 mm×0.76 mm이다. 그림 7은 측정된 필터의 결과 값을 이론치 및 EM 시뮬레이션 결과와 비교하여 도시한 것이다. 제작된 필터는 880~960 MHz 내에서 0.1 dB 이하의 삽입 손실과 20.6 dB 이상의 반사 손실을 보이며, 2,400~2,500 MHz 내에서 0.55 dB 이하의 삽입 손실과 16.4 dB 이상의 반사 손실을 보인다. 높은 주파수 대역의 차단 대역에서 발생하는 이론치와 측정치의 오차는 분산 소자의 사용에 기인한 것으로, 더 높은 특성 임피던스를 갖는 인덕터 선로를 사용하거나 적층 구조로 구현하면 더 높은 주파수 대역까지 고조파 성분을 억제시킬 수 있다.

3-2 삼중 대역 필터

삼중 대역 필터의 설계 목표는 다음과 같다.

- 통과 대역 : 880~960 MHz(GSM),
2,400~2,500 MHz(ISM),
5,725~5,850 MHz(ISM)
- 차단 대역 : 1,710~1,785, 1,805~1,880 MHz
(DCS)
- 통과 대역 반사 손실 ≥ 20 dB
- 차단 대역 삽입 손실 ≥ 30 dB(세 번째 통과 대역의 2 배수 지점).

삼중 대역 필터 설계를 위해 사용된 극점과 영점의 개수는 각각 13개와 12개이다. 각 파라미터의 초기 값과 최적화 알고리즘으로 얻어진 값은 표 4와 같다.

그림 8은 삼중 대역 필터의 준 타원 LC 프로토타입을 나타낸 것이다. 이중 대역 필터의 프로토타입과 비교하여 좌우 대칭 평면을 기준으로 내부에 회로가 추가되는 형태를 보인다. 알고리즘을 통해 구해진 극점과 영점으로부터 추출된 LC 프로토타입

표 4. 삼중 대역 필터 변수의 초기 및 최적화된 값
Table 4. Initial and optimized values of triple-band filter parameters.

변수	초기 값	최적화된 값
$s_{p1,p13}$	$\pm 0.90i$	$\pm 0.8298i$
$s_{p2,p12}$	$\pm 2.35i$	$\pm 2.419i$
$s_{p3,p11}$	$\pm 2.55i$	$\pm 2.5381i$
$s_{p4,p10}$	$\pm 5.70i$	$\pm 5.7355i$
$s_{p5,p9}$	$\pm 5.85i$	$\pm 5.8395i$
$s_{p6,p8}$	0	± 4.1853
s_{p7}	0	0
$s_{z1,z2,(z3,z4)}$	$\pm 1.8i$	$\pm 1.8i$
$s_{z5,z6,(z7,z8)}$	$\pm 4.0i$	$\pm 4.2i$
$s_{z9,z10,(z11,z12)}$	$\pm 8.0i$	$\pm 8.0i$

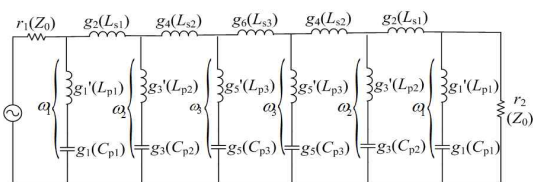


그림 8. 삼중 대역 필터의 준 타원 LC 프로토타입
Fig. 8. The quasi-elliptic LC prototype for the triple-band filter.

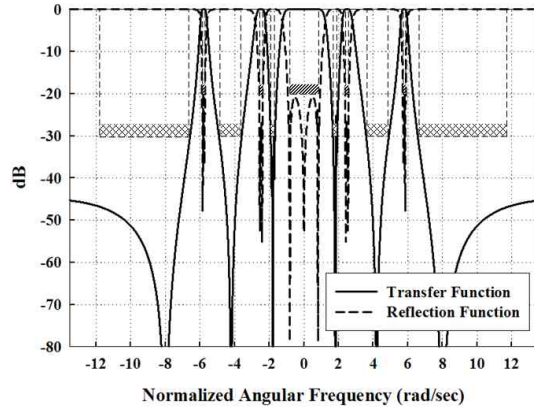
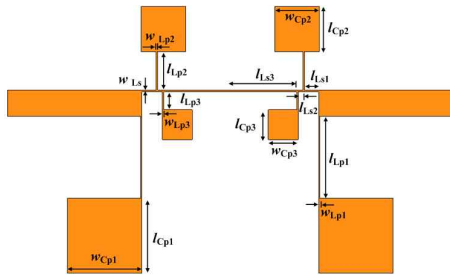


그림 9. 합성된 삼중 대역 필터의 전달 및 반사 응답
Fig. 9. Transfer and reflection response of the synthesized triple-band filter.

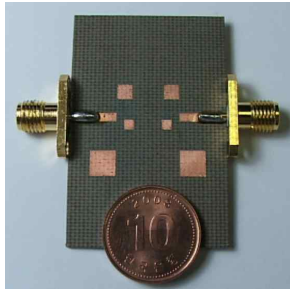
입은 $g_1'=0.61, g_1=0.506, g_2=0.148, g_3'=0.215, g_3=0.2637, g_4=0.0435, g_5'=0.1169, g_5=0.1337, g_6=0.915$ 이다. 그림 9는 합성된 회로의 전달 및 반사 응답을 도시한 것이다. $f_c=1$ GHz, $Z_0=50$ ohm으로 스케일링한 값은 $L_{p1}=4.8542$ nH, $C_{p1}=1.6106$ pF, $L_{s1}=1.1777$ nH, $L_{p2}=1.7109$ nH, $C_{p2}=0.83938$ pF, $L_{s2}=0.34616$ nH, $L_{p3}=0.93026$ nH, $C_{p3}=0.42558$ pF, $L_{s3}=7.2813$ nH이다.

그림 10은 제안된 삼중 대역 필터의 구조이다. 필터의 전체 크기는 급전 선로를 포함하여 30 mm×18 mm×0.76 mm이다. 앞의 이중 대역 필터와 대비하여 회로의 차수는 증가하지만, 구조적으로는 내부에 작은 크기의 공진 회로가 추가되는 형태이므로, 이중 대역 필터와 비교하여 크기의 변화가 거의 없다. 따라서, 본 논문에서 제안한 thru-line 구조는 기존의 다수의 공진기를 사용한 구조^{[8],[9]}와 비교하여 차수의 증가에도 큰 크기 변화가 없어 다중 대역 필터의 소형화에 유리하다.

그림 11은 측정된 필터의 결과 값을 이론 치 및 구조 시뮬레이션 결과와 비교하여 도시한 것이다. 첫 번째 통과 대역(880~960 MHz)에서는 0.55 dB 이하의 낮은 삽입 손실과 16.34 dB 이상의 반사 손실을 보였고, 두 번째와 세 번째 통과 대역(2,400~2,500, 5,725~5,850 MHz)에서는 각각 0.928, 1.45 dB 이하의 낮은 삽입 손실과 13.7, 9.8 dB 이상의 반사 손실을 보였다. 이는 제안된 연구에서 사용한 thru-line 구조가 기존의 coupled-line 공진기 구조에서 발생하는



(a) 필터의 구조 및 구조 변수. $w_{Ls}=w_{Lp1}=w_{Lp2}=w_{Lp3}=0.1$, $l_{Ls1}=1$, $l_{Ls2}=0.42$, $l_{Ls3}=4.45$, $l_{Lp1}=5.5$, $l_{Lp2}=2.6$, $l_{Lp3}=1.2$, $w_{Cp1}=l_{Cp1}=5$, $w_{Cp2}=l_{Cp2}=3$, $w_{Cp3}=l_{Cp3}=2$ (단위: mm)
 (a) Structure and geometry values of the filter(unit: mm)



(b) 제작된 필터 사진
 (b) Photograph of the fabricated filter

그림 10. 제안된 평면형 삼중 대역 필터
 Fig. 10. The proposed planar-type triple-band filter.

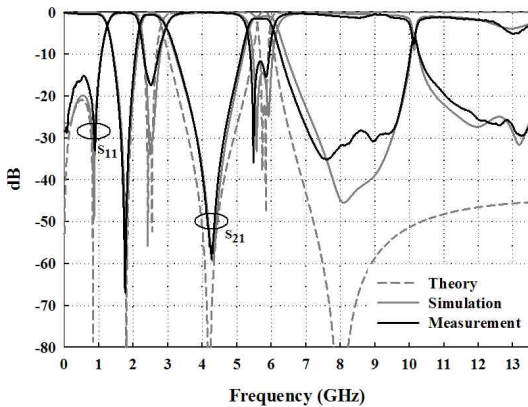


그림 11. 삼중 대역 필터의 주파수 응답 비교
 Fig. 11. Comparison on the frequency response of the triple-band filter.

결합 손실과 공진기의 한정된 Q factor로 인한 손실이 없으므로 더 낮은 삽입 손실을 얻은 것으로 사료된다. 또한, 분산 소자의 사용으로 인해 통과 대역 외의 저지 대역에서 그림 11과 같이 불필요한 성분

인 고조파가 주기적으로 발생하게 되는데, 이는 앞 절에서 고찰하였듯이 더 높은 특성 임피던스를 갖는 인덕터 선로 또는 Q factor가 높은 인덕터를 사용하거나 적층 구조로 구현하면 더 높은 주파수 대역으로 고조파 성분을 이동 또는 억제시킬 수 있다.

IV. 결 론

본 논문에서는 다중 대역 필터의 LC 프로토 타입 합성법을 제안하였다. 최적화 알고리즘을 이용하여 다중 대역 주파수 응답을 갖도록 하는 극점과 영점의 위치를 구하고, 필터의 전달 및 반사 다항식을 계산하였으며, 구동점 함수를 이용하여 다중 대역 필터의 준 타원 LC 프로토 타입을 합성하였다. 추출된 프로토 타입의 회로 응답은 합성 전 극점과 영점으로부터 계산된 전달 및 반사 함수의 응답과 정확하게 일치한 결과를 얻었다. 제안된 설계 방법의 타당성을 증명하기 위해서 GSM(880~960 MHz)과 ISM(2,400~2,500 MHz) 대역을 만족하는 이중 대역 필터와 GSM(880~960 MHz), ISM(2,400~2,500, 5,725~5,850 MHz) 대역을 만족하는 삼중 대역 필터를 설계 및 제작하였다. 제안된 필터는 Thru-line 구조를 사용함으로써 기존의 coupled-line을 이용한 교차 결합 구조보다 낮은 삽입 손실을 갖는다. 또한, 합성된 준 타원 LC 프로토 타입과 같은 L 과 C 로 이루어진 등가회로를 구현하는 방법에 대해서 많은 연구가 이루어져 왔으므로 이를 적용하여 평면형이 아닌 적층형으로 구현하면, 분산 소자의 사용으로 인해 발생하는 고주파 성분을 억제할 수 있을 것으로 보이며, 소형화에 유리하므로 무선 통신 시스템에 매우 유용할 것으로 사료된다.

참 고 문 헌

[1] H. Miyake, S. Kitazawa, T. Ishizaki, T. Yamada, and Y. Nagatomi, "A miniaturized monolithic dual band filter using ceramic lamination technique for dual mode portable telephones", *IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig.*, vol. 2, pp. 789-792, Jun. 1997.
 [2] L. C. Tsai, C. W. Hsue, "Dual-band bandpass filters using equal-length coupled-serial-shunted lines and Z-

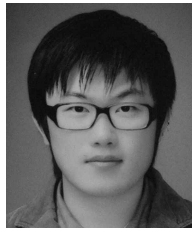
- transform technique", *IEEE Trans. Microw. Theory and Tech.*, vol. 52, no. 4, pp. 1111-1117, Apr. 2004.
- [3] C. Quendo, E. Rius, and C. Person, "An original topology of dual-band filter with transmission zeros", *IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig.*, vol. 2, pp. 1093-1096, Jun. 2003.
- [4] C. Chen, C. Hsu, "A simple and effective method for microstrip dual-band filters design", *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 16, no. 5, pp. 246-248, May 2006.
- [5] G. Macchiarella, S. Tamiazzo, "Design techniques for dual-passband filters", *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 53, no. 11, pp. 3265-3271, Nov. 2005.
- [6] P. Lenoir, S. Bila, F. Seyfert, D. Baillargeat, and S. Verdeyme, "Synthesis and design of asymmetrical dual-band bandpass filters based on equivalent network simplification", *IEEE Microw. Theory Tech.*, vol. 54, no. 7, pp. 3090-3097, Jul. 2006.
- [7] J. Lee, M. S. Uhm, and I. B. Yom, "A dual-passband filter of canonical structure for satellite applications", *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 14, no. 6, pp. 271-273, Jun. 2004.
- [8] J. Lee, K. Sarabandi, "Design of triple-passband microwave filters using frequency transformations", *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 56, no. 1, pp. 187-193, Jan. 2008.
- [9] H. Di, B. Wu, X. Lai, and C. Liang, "Synthesis and realization of novel triple-passband filter based on frequency", *Microw. Conference, APMC 2009 Asia Pacific*, pp. 1356-1359, Dec. 2009.
- [10] S. A. Alseyab, "A novel class of generalized Chebyshev low-pass prototype for suspended substrate stripline filter", *IEEE Microwave Theory Tech.*, vol. 30, no. 9, pp. 1341-1347, Sep. 1982.
- [11] O. Wing, *Classical Circuit Theory*, Springer, 2008.
- [12] J. S. Hong, M. J. Lancaster, *Microstrip Filters for RF/Microwave Applications*, New York: Wiley, 2001.
- [13] P. Kozakowski, M. Mrozowski, "New approach to fast full wave optimization of microwave filters", *Microw. Conference, 32nd European*, Sep. 2002.
- [14] 이건천, 김유선, 김경근, 이태성, 나현식, 임영석, "제어 가능한 전송 영점을 이용한 광대역 차단 특성을 갖는 저역 통과 필터", 한국전자과학회논문지, 18(8), pp. 887-894, 2007년 8월.

이 혜 선



2009년 2월: 전남대학교 전자컴퓨터정보통신공학부 (공학사)
 2009년 3월~현재: 전남대학교 전자컴퓨터공학과 석사과정
 [주 관심분야] 초고주파 회로 설계 및 해석, RF 소자 설계

이 자 현



2007년 2월: 전남대학교 전자컴퓨터정보통신공학부 (공학사)
 2009년 2월: 전남대학교 전자컴퓨터공학과 (공학석사)
 2009년 3월~현재: 전남대학교 전자컴퓨터공학과 박사과정
 [주 관심분야] 초고주파 회로 설계, 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 전자

컴퓨터공학부 교수

[주 관심분야] 전자파 수치 해석, 초고주파 회로 설계 및 해석, RF 소자 설계, 안테나