

K-인버터를 이용한 직접 결합 급전 구조를 갖는 대역 통과 필터

A Band Pass Filter with Directly Coupled Feeding Structure Using K-Inverter

김 인 선

In-Seon Kim

요 약

본 논문에서는 일반적인 평행 결합 선로 대역 통과 필터의 최외각 결합 선로를 K-인버터로 변환하고, K-인버터를 T-형 등가로 대체함으로써 직접 결합 급전 구조 대역 통과 필터를 구현하는 새로운 방법을 제안하였다. 이 방법은 기존의 외부 Q나 등가화 파라미터를 이용한 방법에 비해 매우 간단한 설계식을 제공하고, 특성의 적정화를 위한 노력과 시간을 상당히 줄일 수 있다. 제안한 이론에 의해 18 %의 부분 대역폭을 갖는 직접 결합 급전 구조 대역 통과 필터가 설계 및 제작되었고, 그 결과로부터 제안 방법의 타당성이 입증되었다.

Abstract

This paper proposed the novel method that can realize the parallel coupled line(PCL) band-pass filter with directly coupled feeding structure by means of transforming the first and last PCL sections of the conventional PCL band-pass filter into K-inverters, then substituting T-type equivalence for K-inverter. The proposed method supplies simple design formulae and can considerably reduce time and efforts needed to optimize filter performance when compared to reported methods using external Q or equivalent parameters. On the basis of the proposed method, the band-pass filter using directly coupled feeding structure and having 18 % fractional bandwidth was designed and fabricated. The validity of proposed method was proven by the measured result.

Key words : External Q, Tapped-line, K-inverter

I. 서 론

고주파 소자의 집적화 기술 및 단일 기판 위에 여러 소자를 연결한 시스템의 소형화 구현 요구의 증가에 따라 이에 부합하기 위해, 필터도 설계식이 비교적 정확하고 소형·경량 구현에 유리하며, 다양한 형태의 공진기의 구현이 가능한 마이크로스트립 평면형 대역 통과 필터에 대한 연구가 꾸준히 진행되고 있고, 그 중에서 고전적이고 구현이 용이한 평행 결합 선로 대역 통과 필터가 일반적으로 가장 많이 사용되는 형태이다.

평행 결합 선로로 구현되는 대역 통과 필터들 중 반 파장 결합 선로 필터, 콤 선로 필터, 인터디지털 필터가 대표적인 형태이며 이들의 용도는 대역폭을, 차단 대역폭, 크기 및 제작의 복잡도 등을 고려하여 선택적으로 사용된다. 일반적으로 콤 라인 필터나 인터디지털 필터는 각각 차단 대역폭이나 구현 대역폭 측면 또는 크기 측면의 장점을 갖지만, 설계식이 인접한 선로 간의 결합만을 고려하고, 그 외에 발생할 수 있는 프린징 전자장의 영향을 충분히 고려하지 못하기 때문에 정확성이 좀 떨어지고, 때문에 설계 후 다수의 적정화 과정으로 원하는 특성을 얻을

국방과학연구소(Agency for Defense Development)

· 논문 번호 : 20070306-029

· 수정완료일자 : 2007년 4월 17일

수 있다. 반 파장 결합 선로 필터는 공진기의 길이가 $\lambda_0/2$ 로 필터의 크기가 비교적 크지만 설계식이 단순하고 정확하여 가장 선호되는 결합 선로 필터이다.

상기한 세 필터의 기본 급전 구조는 급전선과 공진기 간의 전자기적 결합을 이용하는 사이 결합 방식의 급전 구조가 사용된다. 그러나 이런 급전 구조는 대역폭이 넓어질수록 입·출력단의 결합이 강하게 요구되면서 결합 간격이 좁아지고 특정 대역폭에 도달하면 급기야는 구현이 불가능한 간격을 갖게 된다. 이런 문제를 해결하기 위해 탭 선로(tapped line)라 불리는 급전선을 공진기의 특정 위치에 직접 연결하는 직접 결합 급전 방식이 사용된다. 특히 사이 결합을 이용한 필터에서 결합 간격의 미세한 변화가 필터의 대역폭 및 주파수 이동에 직접 관련된 외부 $Q(Q_e: \text{external } Q)$ 의 변화에 큰 영향을 미치지만, 직접 결합을 이용한 필터에서 탭 위치의 변화에 대한 외부 Q 의 변화량이 사이 결합에 비해 둔감하다. 그러므로 필터 설계 시 직접 결합 방식의 탭 선로를 적용함으로써, 패턴 식각 등의 공정에서 발생할 수 있는 사이결합 간격의 제작 오차에 기인한 영향을 상당 부분 감소시킬 수 있는 장점도 있다.

탭 선로는 전자기적(EM) 시뮬레이션 또는 실험적으로 얻은 외부 Q 를 이용하거나 등가 회로를 이용해 설계된다. 외부 Q 를 이용하는 방법은 비교적 정확한 해법을 제공하나 실험 또는 전자기적 시뮬레이션을 통해 원하는 외부 Q 값을 얻기 위해 다수의 반복적인 과정이 필요하며, 등가 회로에 의한 방법은 각각의 변수를 구하기 위해 복잡한 수식을 갖거나 특성의 적정화를 위해 적지 않은 시간이 요구된다. 현재까지 탭 선로 구조는 콤팩트 선로 또는 인터디지털^{[1],[2]}, 헤어핀 필터^{[3],[4]}에 많이 응용되고 있지만 반 파장 평행 결합 선로 필터^{[5]~[7]}의 경우는 아직까지도 완전한 등가 구조가 알려지지 않고 있으며, 근사적인 특성으로부터 적정화 과정을 수행하는 설계 절차를 따른다.

본 연구는 상기한 기존의 두 설계 방법과 달리, 인버터로 J-인버터만을 사용한 반 파장 평행 결합 선로 필터에서 입력과 부하단의 두 최외각 결합 선로를 K-인버터로 구조 변환하고, K-인버터를 다시 T-형 전송선 등가로 대체한 후, T-형 전송선 등가의 직렬 선로 중 하나를 입력 또는 출력 급전 선로로 사용하는

새로운 설계 방법을 제안한다.

II. K-인버터를 이용한 필터 변환

2-1 기존의 방법

한 쪽 끝이 개방된 전형적인 반 파장 평행 결합 선로 대역 통과 필터^{[8],[9]}의 구조는 그림 1과 같다. 이 구조는 평면형 마이크로스트립 구조의 경우 15% 이하의 부분 대역폭을 갖는 필터의 구현이 가능하다고 알려져 있다^[8]. 이미 널리 알려진 설계식으로 각 결합 구간의 Z_{oe}, Z_{oo} 를 쉽게 구할 수 있고, 결합 길이는 중심 주파수에서 $\lambda_0/4$ 를 갖기 때문에 물리적 결합 간격 및 길이를 쉽게 구해 필터를 구현할 수 있다. 이 구조의 결합 선로 결합도는 입·출력단에 해당하는 부분이 가장 강하고 가운데 결합 구조로 갈수록 결합도가 낮아진다. 특히 넓은 대역폭을 갖는 경우, 전체적으로 큰 결합도가 요구되기 때문에 첫 번째와 마지막 결합 선로의 결합도도 매우 커져 그림 1에서 결합 간격 S_1, S_{n+1} 이 매우 좁아짐으로 일반 기판 제작 공정으로 구현이 불가능한 치수를 가질 수 있게 된다. 이때 대부분의 경우에 S_1, S_{n+1} 을 제외하고는 구현에 큰 문제가 없는 치수로 구해진다. 이런 문제를 해결하고 광대역 구현을 위해 구형 막대(rectangular bar)로 구성된 결합 구조를 사용하거나, 기판의 양면에 패턴을 형성시킨 오프셋(offset) 결합 구조를 이용하는 방법이 사용되기도 하지만 이런 방법은 스트립 구조이며 부피가 크고, 구현이 어렵다는 단점을 갖는다. 그러므로 그림 1의 A, A' 부분을 사이결합이 아닌 탭 선로를 이용한 직접 결합 급전 구조를 적용해 결합 간격 문제를 해결하는 방법이 가장 일반적으로 사용된다.

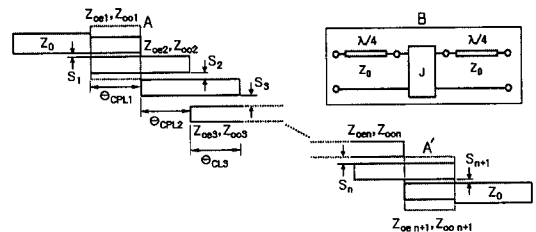


그림 1. 전형적인 반 파장 결합 선로 대역 통과 필터
Fig. 1. The conventional half-wavelength parallel coupled line BPF.

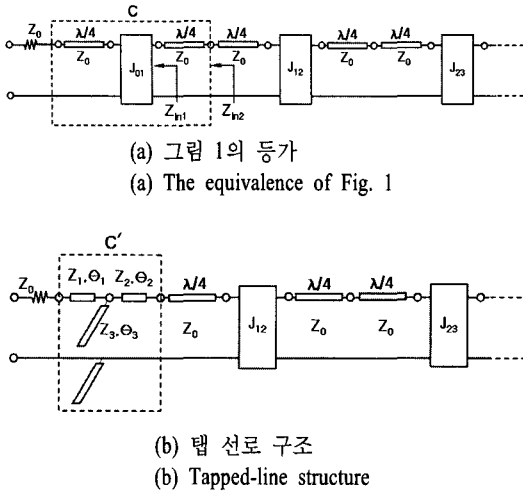


그림 2. 탭 선로 대역 통과 필터로의 변환
Fig. 2. Transformation into tapped line BPF.

그림 2는 그림 1의 대역 통과 필터 등가 구조와 최외각의 결합 선로를 탭 선로로 변환한 형상을 보여준다.

그림 1에서 A 부분과 같이 양쪽 끝이 개방된 단일 결합 선로는 J-인버터와 양단에 $\lambda/4$ 선로를 갖는 B 부분과 등가이다. 각 결합 구간을 B와 같은 등가로 변환하여 연결하면 그림 2의 (a)와 같이 J-인버터와 인버터 간에 $\lambda/2$ 공진기를 갖는 구조가 되고, 앞서 기술한 외부 Q를 이용한 방법^{[3]~[5]} 또는 등가화 방법^[7]을 이용하여 그림 2(a)의 C 부분을 그림 2(b)의 C' 부분으로 변환하면 개방 스타브를 갖는 전형적인 탭 선로 대역 통과 필터 구조가 된다.

2-2 새로운 방법

일반적인 대역 통과 필터의 등가 회로는 J 또는 K 한 종류의 인버터와 동일 길이를 갖는 분포 소자 공진기를 갖는 구조뿐 아니라 그림 3과 같이 J, K-인버터를 혼용한 형태로도 구현될 수 있다. 이 구조에서 K-인버터와 J-인버터 사이는 $\lambda/4$ 의 길이를 갖는 공진기로, J-인버터 사이는 $\lambda/2$ 의 공진기로 구성된다. 본 연구에서 제안하는 방법은 그림 2(a)의 최외각 결합 선로 등가(점선 C 부분)만 K-인버터로 대체하고 나머지는 원래의 J-인버터를 그대로 유지한 그림 3과 같은 형태로 변환한 구조를 이용한다.

그림 2(a)의 C 부분과 같은 단일 결합 선로 등가에서 Z_{in1} 과 Z_{in2} 를 중심 주파수(f_0)에서 구하면 다음과

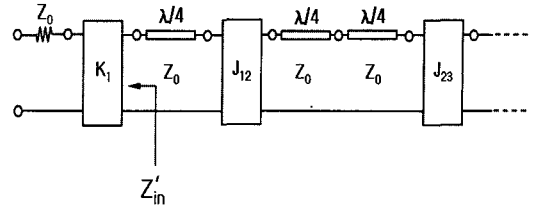


그림 3. K와 J-인버터로 구성된 대역 통과 필터
Fig. 3. The BPF composed of K and J-inverters.

같다.

$$Z_{in1} = \frac{1}{Z_0 J_{01}^2} \leftarrow J_{01} = J_{n, n+1} = Y_0 \sqrt{\frac{\pi W}{2g_1}} \quad (1)$$

$$Z_{in2} = \frac{Z_0^2}{1/Z_0 J_{01}^2} = Z_0^3 J_{01}^2 \quad (2)$$

한편, 그림 3에서 Z'_{in} 은 중심 주파수(f_0)에서 식 (3)으로 구해진다.

$$Z'_{in} = \frac{K_1^2}{Z_0} \quad (3)$$

만약 그림 2(a)와 그림 3이 같은 특성을 갖는다고 가정하면, 식 (2)=식 (3)이므로 이것으로부터 K_1 을 다음과 같이 구할 수 있다.

$$K_1 = Z_0^2 J_{01} \quad (4)$$

식 (4)를 그림 3의 K_1 에 대체하면 그림 2(a)의 구조와 그림 3의 구조는 구현하려는 대역 통과 필터의 중심 주파수(f_0)에서 등가가 된다. 이런 변환 과정을 수행한 후 그림 3의 K-인버터를 그림 4의 T-형 전송선 K-인버터^[10]로 대체한다.

그림 4에서 병렬 서셉턴스 B와 선로 길이 ϕ 는 양(+)의 값을 갖고 식 (5)와 (6)으로 구해진다.

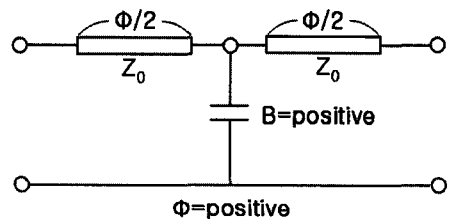
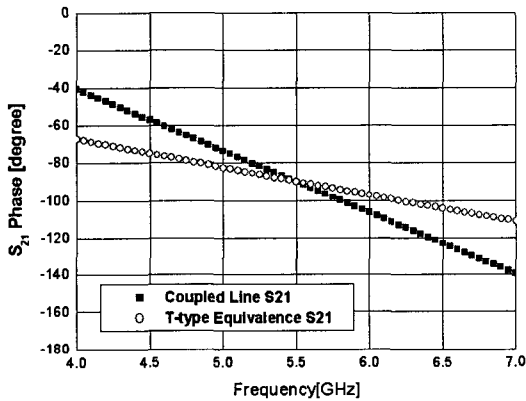


그림 4. 전송선 K-인버터
Fig. 4. Transmission line K-inverter.

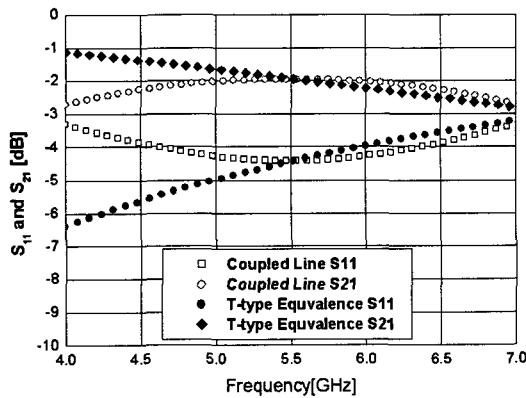
$$\phi = \tan^{-1} \frac{2}{Z_0 B} \quad (5)$$

$$\frac{1}{Z_0 B} = \frac{K_1/Z_0}{1 - (K_1/Z_0)^2} \quad (6)$$

상기 제시한 식을 이용하여 두 구조(개방된 단일 결합 선로와 전송선 K-인버터 등가)가 어떤 특성을 갖는지 알아보기 위해, 통과 대역 리플 0.1 dB 체비세프 형, $N=5$, 통과 대역 5~6 GHz인 결합 선로 대역 통과 필터 설계 조건에서 구해진 $Z_{oe1}=87.4302$, $Z_{oo1}=37.5000$ 을 갖는 첫 번째 결합 선로(그림 1의 A 부분)와 식 (1)~(6)에 의해 구해진 T-형 등가(그림 4)의 손실과 위상 특성을 구하고 그림 5에 나타내었다.



(a) 위상
(a) Phase



(b) 크기
(b) Magnitude

그림 5. 결합 선로와 T-형 등가의 진폭 및 위상 편차
Fig. 5. The magnitude and phase difference between coupled line and T-type equivalence.

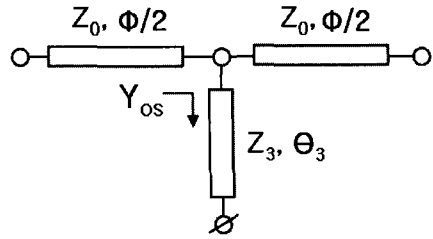


그림 6. 그림 4의 등가 회로
Fig. 6. The equivalent circuit of Fig. 4.

이때 전달 위상은 대역 내에서 최대 9.23°, 진폭의 경우 S_{11} 은 0.75 dB, S_{21} 은 0.38 dB의 비교적 적은 편차로 두 구조는 상당히 근접한 특성을 갖지만, 식 (1) (4)의 등가화가 중심 주파수(f_0)로 이루어졌기 때문에 f_0 단일 주파수에서는 기본 결합 선로 구조와 T-형 등가 구조의 진폭 및 위상 특성이 동일하지만 넓은 대역에 걸쳐 충분히 만족할만한 특성을 얻을 수 없기 때문에, 중심 주파수로부터 멀어질수록 그 편차가 증가함으로 넓은 대역에서는 그 편차의 특성을 보상하기 위한 적정화 과정이 필요하다. 따라서 광대역 응용에서 제안하는 수식은 등가식이 아니라 근사식이며 이 식으로 설계된 필터도 원래의 구조와 완전 등가가 아니다.

한편, 그림 4의 전송선 K-인버터 등가에서 병렬 커패시터에 해당하는 부분을 개방 스테르브로 변환하면 그림 6과 같다.

이때, 개방 스테르브의 입력 어드미턴스는 식 (7)로 구해진다. 여기서 Y_3 은 설계하기 원하는 값으로 알고 있는 수(known value)이다.

$$Y_{os} = Y_3 \tan \theta_3 \quad (7)$$

식 (6)과 식 (7)로부터 개방 스테르브의 길이 θ_3 을 식 (8)과 같이 구할 수 있다. 개방 스테르브의 길이 θ_3 이 $\lambda/4$ 되는 주파수에서 감쇄극이 발생하며, Y_3 의 설정에 의해 그 위치를 조정할 수 있다.

$$\theta_3 = \tan^{-1}(Z_3 B) \quad (8)$$

이상에서 구한 식 (1)~(8)을 이용해 설계값을 구하여 그림 6의 형태로 급전 구조를 구성하고 일반적인 반 파장 결합 선로 대역 통과 필터^{[8],[9]} 설계식으로 두 번째부터 n 번째까지의 결합 선로 우·기 모드

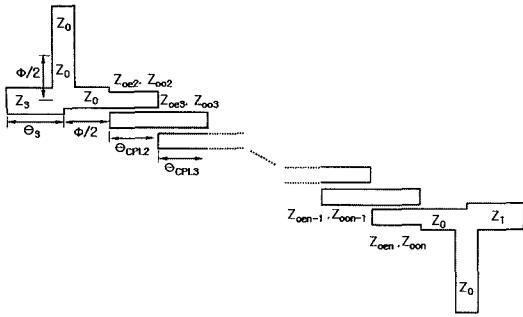


그림 7. 직접 결합 급전 구조를 갖는 대역 통과 필터
Fig. 7. The BPF with directly coupled feeding structure.

임피던스를 구하여 필터를 구성하면 그림 7로 표현할 수 있다.

상기 구조는 그림 2(b)의 전형적인 탭 선로 결합 선로 대역 통과 필터의 구조와 외형상 동일함을 확인할 수 있다. 즉, 외부 Q나 입력 임피던스 또는 등가 파라미터에 의해 구해진 개방 선로를 갖는 기존의 탭 선로 구조와 같은 형태로 구성된다.

그림 7에서 이론적으로는 (Z_{oe2} or n , Z_{oo2} or n)의 값을 (Z'_{oe2} or n , Z'_{oo2} or n)로 대체해야 한다.

그 이유는 두 번째와 n번째 인버터(J_{12} , $J_{n-1,n}$)에서 입, 출력 쪽을 바라 본 서셉턴스(B_{r1} , B_{rn}) 값이 구조의 변형에 의해 그림 8과 같이 달라짐에 따라 우·기 모드 임피던스도 영향을 주기 때문이다. 그러나 그림 2(a)와 그림 3의 등가화 과정에서 Z_{in2} 와 Z'_{in} 을 중심 주파수 f_0 에서 등가화 하여 그 주파수(f_0)에서 위상과 진폭의 특성이 동일함(그림 5)을 확인했기 때문에, $\lambda/4$ 전송 선로 너머에서 바라본 두 경우의 서셉턴스(B_{r1} 와 B'_{r1})도 f_0 에서 이미 동일한 결과를 갖는다. 그러나 넓은 대역의 응용에서, 앞서 수행한 첫 번째와 마지막 결합 선로의 구조 변환은 등가화가 아닌 근사화이다. 따라서 이 근사 구조로부터 (Z'_{oe2} or n ,

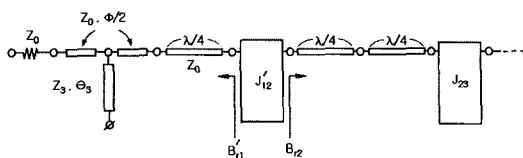


그림 8. (Z'_{oe2} or n , Z'_{oo2} or n)을 계산하기 위한 구조
Fig. 8. The configuration to calculate (Z'_{oe2} or n , Z'_{oo2} or n).

Z'_{oo2} or n)를 다시 구해 필터 설계에 적용하는 것이 원래의 값 (Z_{oe2} or n , Z_{oo2} or n)을 사용하는 것에 비해 필터 특성은 유사하거나, 오히려 저조해진다. 이는 두 경우를 적용한 다양한 규격을 갖는 다수의 필터를 설계하고 회로 시뮬레이션을 수행한 결과로부터 확인하였다.

다음은 이론적인 외부 Q로부터 구해진 탭 선로 결합 선로 대역 통과 필터^[5]의 특성과 상기 제안한 방법에 의해 구해진 값을 적용한 필터의 특성을 비교해 차이점을 살펴보기 위한 과정이다. 이론적인 외부 Q는 식 (9)로 구해지고 외부 Q를 이용한 탭 선로 위치, 즉 $\lambda/2$ 중간으로부터 떨어진 거리(t)는 식 (10)으로 구한다^{[3],[5]}.

$$Q_e = \frac{g_0 g_1}{W} \tag{9}$$

$$t = \frac{2L}{\pi} \sin^{-1} \sqrt{\frac{\pi}{2} \frac{Z_0/Z_r}{Q_e}} \tag{10}$$

식 (10)에서 $L = \lambda/4$ 이고 Z_0 는 입력 임피던스, Z_r 은 탭핑되는 선로의 특성 임피던스를 의미한다.

표 1은 식 (9)와 식 (10)을 이용해 구성한 필터와 제안 방법에 의해 구성한 필터의 소자값을 비교한 것이다. 이때 두 번째 결합 선로의 우·기 모드 임피던스를 원래의 평행 결합 선로 필터 설계식으로 구한 값(Z_{oe2} , Z_{oo2})과 구조의 변형에 의해 달라진 값(Z'_{oe2} , Z'_{oo2})을 모두 구하였다. 설계하려는 필터의 규격은 그림 5의 특성을 보기 위해 적용했던 것과 마찬가지로 리플 0.1 dB 체비세프 형, $N=5$, 통과 대역 5~6 GHz($f_0=5.5$ GHz)로 부분 대역폭이 18 %이다.

표 1. 두 경우의 소자값

Table 1. The design element values of two cases.

구분	Q_e 를 이용한 방법 ^[5]	제안 방법
Z_1 [Ω]/ θ_1 [$^\circ$]	50/27	50/26.5206
Z_2 [Ω]/ θ_2 [$^\circ$]	54.5421/28.5407	50/26.5206
Z_3 [Ω]/ θ_3 [$^\circ$]	54.5421/61.4593	45/53.5596
Z_{oe2}/Z_{oo2} [Ω]	63.9808/41.2061	63.9808/41.2061
Z'_{oe2}/Z'_{oo2} [Ω]	-	62.1329/41.9433
θ_{CPL2} [$^\circ$]	90	90
Z_{oe3}/Z_{oo3} [Ω]	60.1833/42.8286	60.1833/42.8286
θ_{CPL3} [$^\circ$]	90	90

표 1에서 탭 선로의 변수 정의는 그림 2(b), 결합 선로의 변수 정의는 그림 1을 따랐다. 외부 Q 를 이용한 방법에서 Z_2 를 54.5421 [Ω]로 선택한 이유는 Z_2 와 두 번째 결합 선로 접합부에서 선로 폭에 의한 불연속을 갖지 않도록 하기 위해 두 번째 결합 선로의 $Z_{oe2}=63.9808$ [Ω], $Z_{oo2}=41.2061$ [Ω]을 특정 기판($\epsilon_r=2.2$, $H=31$ mil) 조건에 적용하여 특성 임피던스를 구하고 Z_2 를 이와 동일한 값을 갖도록 선정된 것이며, 식 (10)에 의해 구해지는 길이(l)가 물리적 길이 [mm]인데, 두 구조의 단위를 통일하기 위해 상기 기판 조건에서 전기적 길이 θ_2, θ_3 [$^\circ$]로 변환한 것이다. 이때 스텐브 임피던스 Z_3 은 Z_2 와 동일한 값을 갖도록 하였으며, 스텐브 길이에 의한 감쇄극은 8.054 GHz에서 생기고, $\theta_2+\theta_3=90^\circ$ 이다. 한편, 제안 방법에서는 스텐브의 길이를 짧게 하여 감쇄극에 의한 통과 대역의 영향을 줄이고자 스텐브의 임피던스는 임의로 45 Ω 으로 설정하여 9.242 GHz에서 감쇄극을 갖도록 하였으며, 이때의 $\theta_2+\theta_3=80.0802^\circ$ 으로 구해진다. 그림 9는 표 1에 의해 구성된 필터의 특성을 보여준다.

그림 9로부터 이론적인 외부 Q 를 이용해 구해진 탭 선로 필터보다 본 연구에서 제안된 방법에 의한 필터 성능이 구현하려는 특성에 훨씬 근접함을 확인할 수 있다. 물론 외부 Q 를 이론값이 아닌, 전자기적 시뮬레이션 또는 실험에 의해 구해진 값^{[3],[4]}을 적용하면 상기 특성보다는 더 양호한 특성을 얻을지만, 그런 방법은 전술한 바와 같이 다수의 반복적인 작업을 필요로 한다. 그림 9에서 본 방법에 의한 필터

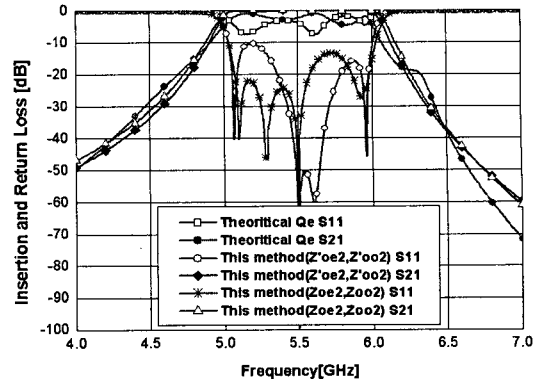


그림 9. 이론적인 Q_e 와 제안 방법을 이용한 필터 성능
Fig. 9. The performance of the filters using theoretical Q_e and proposed method.

특성은 적정화 과정을 전혀 수행하지 않고 표 1을 그대로 적용한 결과로서 (Z_{oe2}, Z_{oo2})와 (Z'_{oe2}, Z'_{oo2})를 적용한 경우의 개략적인 특성 차를 볼 수 있다. 앞서 설명한 바와 같이 (Z_{oe2}, Z_{oo2})를 그대로 사용한 경우가 그렇지 않은 경우보다 약간 양호한 특성임을 확인할 수 있다. 따라서 이후의 과정부터는 두 번째와 n 번째의 우·기 모드 임피던스를 원래의 평행 결합 선로 필터 설계식에서 구해진 값을 그대로 적용하였다. 그러나 이런 경우도 자체로 만족할 만한 수준의 결과를 얻긴 어렵고 일부 적정화 과정을 통해 목표 성능을 얻을 수 있게 된다. 그럼에도 불구하고 제안하는 방법의 가장 큰 장점은 기존의 방법에 비해 설계식이 매우 단순하고, 그림 9에서 보는 바와 같이

표 2. 대역 통과 필터의 설계 소자값
Table 2. The design element values of BPF.

구 분	전형적인 구조 [그림 1]	제안 구조 [그림 7]	제안 구조의 적정화
	①	②	③
Z_0 [Ω]/ $\phi/2$ [$^\circ$]	-	50/26.5206	50/26.5206
Z_3 [Ω]/ θ_3 [$^\circ$]	-	45/53.5596	45/53.5596
Z_{oe1}/Z_{oo1} [Ω] θ_{CPL1} [$^\circ$]	87.4082/37.5000 90	-	-
Z_{oe2}/Z_{oo2} [Ω] θ_{CPL2} [$^\circ$]	63.9808/41.2061 90	63.9808/41.2061 90	63.2329/41.2433 90.9
Z_{oe3}/Z_{oo3} [Ω] θ_{CPL3} [$^\circ$]	60.1833/42.8286 90	60.1833/42.8286 90	60.1833/42.8286 90

설계된 필터 특성이 구현하려는 성능에 상당히 근접하여 특성의 적정화 과정에 참여야 되는 노력을 상당 부분 줄일 수 있다는 것이다.

III. 시뮬레이션 및 제작

본 장에서는 앞 장에서 구한 K-인버터를 이용한 직접 결합 급전 구조를 갖는 대역 통과 필터의 설계식을 적용한 필터를 설계, 제작하여 제안 방법의 타당함을 실제 검증하고자 한다. 설계하려는 필터의 규격은 상기 표 1을 도출한 경우와 동일하다. 우선 전형적인 사이 결합 급전 구조 평행 결합 선로 대역 통과 필터^{[8],[9]}와 제안한 수식에 의한 직접 결합 급전 구조 평행 결합 선로 대역 통과 필터의 소자값을 구하고 표 2에 나타내었다.

표 2에서 전형적인 구조(①)의 첫 번째 결합 선로는 결합도가 매우 강해 일반 기판 식각 공정으로 결합 간격의 구현이 불가하리라는 것을 우·기 모드 임피던스로부터 예측할 수 있고, 또한 이로 인해 직접 결합 방식의 급전 구조가 필요함을 알 수 있다. 제안 구조 계산값(②)은 식 (1)~(8)에 의해 구해진 값이며, 그 구해진 변수를 그대로 이용한 필터 성능(그림 9)을 고찰한 후 특성의 적정화 과정을 수행한 것이 적정화 값(③)이다. 적정화 값(③)은 최초의 계산값(②)에서 단지 두 번째 결합 선로의 값만을 수정하는 약간의 적정화 과정을 수행한 것이다.

그림 10은 표 2의 ①과 ③을 적용한 이상적인 전

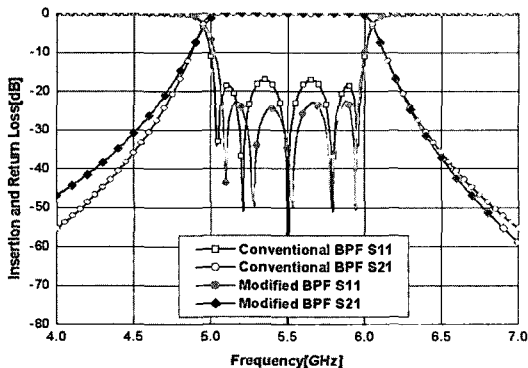


그림 10. 이상적인 전송 선로 필터 시뮬레이션
Fig. 10. The simulation of ideal transmission line filter.

송 선로 필터 시뮬레이션을 수행한 결과를 보여준다. ③의 결과는 ①의 결과에 비해 대역폭도 약간 줄어들고 중심 주파수가 20 MHz 정도 이동하였음을 확인할 수 있다. 그러나 이 정도 오차는 이후 실제 물리적 치수를 이용한 전자기적 시뮬레이션 시 결합 선로 개방 끝 효과(end effect) 등을 고려한 실질적인 적정화 과정에 고려하고자 여기에서 그대로 수용하였다.

상기 결과로부터 본 이론을 간접 검증하고, 표 2 ③의 설계 변수를 물리적 치수로 환산한 후 HFSS를 이용한 전자기적 시뮬레이션을 수행하였다. 이때 $\epsilon_r=2.2$, $H=31$ mil, $\tan \delta=0.0009$ 인 기판을 사용하였고, 마이크로스트립 구조이며 시뮬레이션 시 하우징에 의한 도파관 영향을 배제하고자 충분한 거리를 두고 복사 경계(radiation boundary) 조건을 적용하였다. 그림 12에서 시뮬레이션 결과를 확인할 수 있다. 전자기적 시뮬레이션 시 선로 끝 효과라든지 도체 패턴의 두께에 의한 선로 간의 결합(coupling), 서로 다른 임피던스의 접합(junction) 문제 등 회로 시뮬레이션에서 충분히 고려하지 못했던 문제로, 표 2의 ③을 물리적 치수로 그대로 환산한 후 필터 설계에 적용하였을 경우에 필터 특성은 대체로 잘 유지하나 주파수가 낮은 쪽으로 이동함을 확인할 수 있었다. 그러므로 선로의 길이와 결합간격을 약간씩 조정하면서 특성의 적정화 과정을 수행하였다. 그런 후 시뮬레이션 패턴의 도안을 이용하여 필터를 제작하였다. 그림 11은 실제 제작된 필터를 보여준다.

시험은 하우징 없이 기판에 커넥터를 직접 접합하여 수행하고 결과를 얻었으며, 그 결과는 그림 12에 나타내었다.

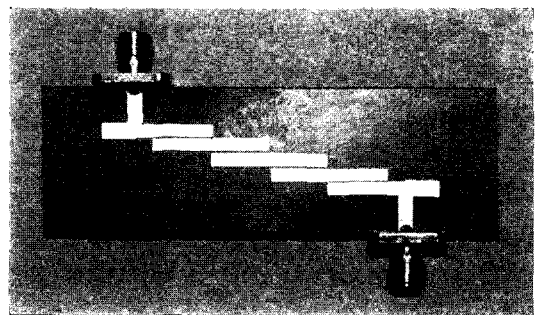


그림 11. 제작된 대역 통과 필터(N=5)
Fig. 11. The fabricated BPF(N=5).

표 3. 시뮬레이션과 측정 결과 비교

Table 3. The comparison between simulated and measured results.

구 분		시뮬레이션	측정
S_{21} [dB]	at 5.0 GHz	-1.654	-2.34
	at 5.5 GHz	-0.65	-1.04
	at 6.0 GHz	-2.34	-1.87
S_{11}	max. [dB]	-18.31(at 5.66 GHz)	-13.876(at 5.91 GHz)
	-10 dB B.W. [GHz]	1.05	1.11
	f_L, f_H [GHz]	f_L : 4.975, f_H : 6.025	f_L : 4.935, f_H : 6.045
-40 dB att.	f_L [GHz]	4.21	4.29
	f_H [GHz]	6.58	6.53

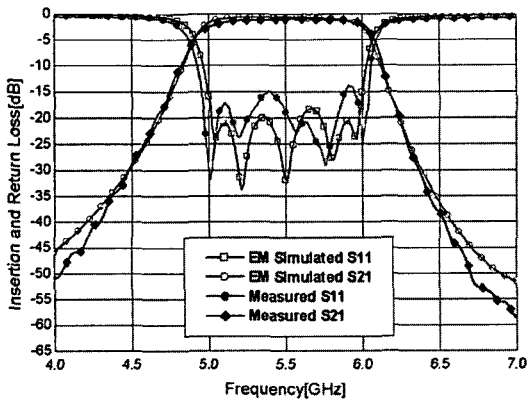


그림 12. 시뮬레이션과 측정 결과
Fig. 12. The simulated and measured results.

그림 12를 근거로 시뮬레이션과 측정 결과를 비교하여 표 3에 정리하였다.

표 3을 분석하면, -10 dB 대역폭을 갖는 S_{11} 특성이 측정 결과에서 약간 넓어지고, 복사 손실에 기인하여 손실이 다소 크게 예측 및 측정된 것을 확인할 수 있다. 이는 필터 제작 과정에서 결합 간격 및 결합 길이에 대한 시각 오차와 시뮬레이션 및 시험을 외부 차폐 도체면 없이 수행한 것이 주요 원인인 것으로 판단된다. 따라서 정밀한 기판 시각 공정과 안정된 하우징을 고려하여 결과를 도출한다면 상기 결과보다 양호한 결과를 얻을 수 있을 것으로 기대된다.

전체적으로 시뮬레이션 결과와 측정 결과가 약간 다른 특성을 보이긴 하나 특성의 경향은 매우 잘 일치함을 확인할 수 있고, 이로부터 본 연구에서 제안한 방법의 타당성을 검증할 수 있다.

IV. 결 론

본 연구에서는 J-인버터와 반 파장 공진기로 구성되는 전형적인 평행 결합 선로 대역 통과 필터에서 최외각 결합 선로를 K-인버터로 등가화한 후 그것을 다시 T-형 전송선 등가로 대체하는 과정을 통해 필터를 변환하고, T-형 등가의 직렬 선로 중 입력 또는 부하와 연결되는 한 선로를 급전 선로로 사용함으로써 직접 결합 급전 구조를 이루도록 하는 새로운 설계 방법을 제안하였다. 제안하는 방법은 외부 Q나 등가 파라미터를 이용해 구하는 기존의 탭 선로와 동일한 형상을 갖지만, 기존의 방법에 비해 설계식이 매우 단순하고, 필터 특성의 적정화 노력을 상당 부분 감소시킬 수 있는 장점을 갖는다.

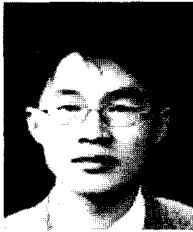
본 이론에 따라 리플 0.1 dB, 통과 대역이 5~6 GHz로 부분 대역폭이 18%인 직접 결합 입·출력 구조를 갖는 5단 체비셰프 평행 결합 선로 대역 통과 필터를 설계, 제작, 실측하였고, 그 결과의 분석으로부터 제안한 이론의 타당성을 검증하였다.

참 고 문 헌

- [1] E. G. Cristal, "Tapped-line coupled transmission line with applications to interdigital and combline filters", *IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques*, vol. MTT-23, no. 12, pp. 1007-1012, Dec. 1975.
- [2] S. Caspi, J. Adelman, "Design of combline and interdigital filters with tapped-line input", *IEEE Tran-*

- saction on *Microwave Theory and Techniques*, vol. MTT-36, no. 4, pp. 759-763, Apr. 1988.
- [3] Joseph S. Wong, "Microstrip tapped-line filter design", *IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques*, vol. MTT-27, no. 1, pp. 44-50, Jan. 1979.
- [4] Protap Pramanick, "Compact 900 MHz hairpin-line filter using high dielectric constant microstrip line", *Internal Journal of Microwave and Millimeter-Wave Computer-Aided Engineering*, vol. 4, no. 3, pp. 272-281, 1994.
- [5] Jia-Sheng Hong, M. J. Lancaster, *Microstrip Filters for RF/Microwave Applications*, John Wiley & Sons, pp. 306-311, 2001.
- [6] Chen Y. Ho, John H. Weildman, "Improved design of parallel coupled line filters with tapped input/output", *Microwave Journal*, pp. 127-130, Oct. 1983.
- [7] 우동식, 김강우, "탭 선로를 이용한 새로운 결합 선로 여파기 설계법", 한국전자과학회논문지, 15 (11), pp. 1100-1107, 2004년 11월.
- [8] G. L. Matthaei, L. Young, and E. M. T. Jones, *Microwave Filters, Impedance-Matching Networks, and Coupling Structures*, Artech House, pp. 472-477, 1980.
- [9] S. B. Cohn, "Parallel-coupled transmission-line-resonator filters", *IRE Transaction on Microwave Theory and Techniques*, pp. 223-231, 1958.
- [10] G. L. Matthaei, L. Young, and E. M. T. Jones, *Microwave Filters, Impedance-Matching Networks, and Coupling Structures*, Artech House, pp. 434-440, 1980.

김 인 선



1995년 2월: 순천향대학교 전자공학
학과 (공학사)
1997년 2월: 순천향대학교 전자공학
학과 (공학석사)
2005년 8월: 순천향대학교 전자공학
학과 (공학박사)
1997년 2월~현재: 국방과학연구소

선임연구원

[주 관심분야] 고주파 수동 소자 및 시스템 설계