

π-형 전송선 급전 구조를 갖는 대역 통과 필터

A Band Pass Filter with Feeding Structure Using π-Type Transmission Line

배주석 · 임종식 · 김귀수 · 안 달

Juseok Bae · Jongsik Lim · Kwisoo Kim · Dal Ahn

요 약

본 논문에서는 일반적인 반 파장 평행 결합 선로 대역 통과 필터의 입·출력 결합 선로를 K-인버터로 변환하고, K-인버터를 π-형 전송선 등가로 대체함으로써 π-형 전송선 급전 구조를 갖는 구조의 대역 통과 필터를 제안하였다. 이 방법은 반 파장 결합 선로 대역 통과 필터의 입·출력 결합 선로 구현 문제에 대한 해결 방안을 제시한다. 또한, 기존의 탭 선로(tapped line) 구조의 설계 방법에 비해 설계 식이 매우 간단하고 정확하여, 특성의 적정화를 위한 노력과 시간을 상당히 줄일 수 있다. 제안된 이론을 바탕으로 π-형 전송선 급전 구조를 갖는 구조의 대역 통과 필터를 설계 및 제작하였고, 그 결과로부터 제안 방법의 타당성을 입증하였다.

Abstract

This paper proposed the band pass filter(BPF) with feeding structure using π-type transmission line by means of transforming the input/output coupled-lines of the half wavelength parallel coupled-line BPF into K-inverter, then substituting π-type transmission line equivalence for K-inverter. The proposed method supplies solution with what the half wavelength parallel coupled-line BPF's input/output coupled-lines are realized. Also it can quite reduce efforts and time needed to optimize filter performance when is compared to reported method using tapped line structure because formulas is very simple and accurate. On the basic of the proposed method, the BPF with feeding structure using π-type transmission line has been designed and fabricated. The validity of proposed method was proven by the measured result.

Key words : Half Wavelength Parallel Coupled-Line BPF, K-Inverter, Tapped Line Structure, π-Type Transmission Line

I. 서 론

대역 통과 필터는 무선 통신 시스템의 핵심 부품이며, 종류와 형태가 다양하다. 그 중에서 마이크로 스트립 평면형 구조인 평행 결합 선로 필터는 설계 식이 비교적 정확하고 구현이 용이하여 일반적으로 가장 많이 사용되고 있다^[1].

평행 결합 선로로 구현되는 대역 통과 필터들 중

반 파장 결합 선로 필터, 콤 라인 필터, 인터디지털 필터가 대표적인 형태이며, 이들의 대역폭, 차단 대역폭, 크기 및 제작의 복잡도 등을 고려하여 선택적으로 사용된다^[1]. 일반적으로 콤 라인 필터나 인터 디지털 필터는 각각 넓은 대역폭과 소형화의 장점을 갖고 있다. 하지만 설계식이 인접한 선로간의 결합만을 고려하고, 그 외에 발생할 수 있는 전자장 영향을 충분히 고려하지 못하는 이유로 정확성이 떨어

「본 연구는 산업자원부 지정 순천향대학교 차세대 BIT 무선부품지역혁신센터의 지원에 의한 것입니다.」

순천향대학교 전기통신공학과(Department of Electrical System Engineering, Soonchunhyang University)

· 논문 번호 : 20071130-04S

· 수정완료일자 : 2008년 1월 28일

진다. 이와 같은 이유로, 설계 후 다수의 적정화 과정으로 원하는 특성을 얻는 번거로움이 따른다. 반면, 반 파장 결합 선로 필터는 공진기의 길이가 $\lambda_0/2$ 로 필터의 크기가 비교적 크지만 설계 식이 단순하고 정확하여 가장 선호되는 결합 선로 필터이다^[1].

위에 언급한 세 필터를 구성하는 각각의 결합 선로는 필터의 대역폭율이 높게 설계되어짐에 따라 높은 결합도가 요구된다. 그리하여 결합 선로의 간격이 점점 좁아지고 특정 대역폭율에 도달하게 되면 결합 선로 필터의 제작이 불가능해진다. 특히, 필터의 최외각에 위치한 입·출력 결합 선로가 가장 높은 결합도를 필요로 하기 때문에 가장 우선시 고려되어야 할 사항이다. 이와 같은 높은 결합도에 따른 필터 제작의 문제점은 결합 선로의 결합도에 한계가 있는 마이크로스트립 구조의 경우 매우 불리하게 작용되며, 다층 기판 구조 혹은 스트립 구조 등과 같이 비교적 높은 결합도의 결합 선로를 구현할 수 있는 구조로 변환하여 제작되어야 한다. 하지만 이들 구조의 경우, 마이크로스트립 구조에 비해 제작이 어렵고, 비용 또한 높은 단점을 가지고 있다.

본 연구는 마이크로스트립 구조의 K-인버터 반 파장 평행 결합 선로 필터에서 최외각 결합 선로를 π -형 전송선 등가로 대체하여 입·출력 급전 선로로 사용하는 새로운 설계 방법을 제안한다.

II. 설계 이론

2-1 K-인버터 반 파장 평행 결합 선로 필터

그림 1은 한 쪽 끝이 접지된 전형적인 K-인버터 반 파장 평행 결합 선로 대역 통과 필터의 구조이다

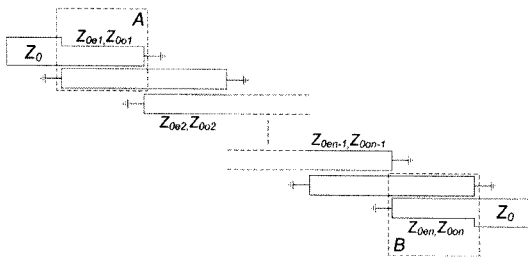


그림 1. 일반적인 K-인버터 반 파장 평행 결합 선로 대역 통과 필터
Fig. 1. The conventional K-inverter half wavelength parallel coupled-line BPF.

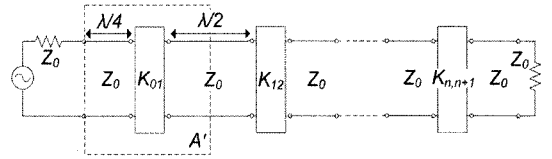


그림 2. 그림 1의 등가
Fig. 2. The equivalence of Fig. 1.

다^[5]. 각 결합 선로의 길이는 중심 주파수에서 $\lambda_0/4$ 이고, Z_{0e} , Z_{0o} 는 기존 설계 식을 이용하여 쉽게 구해질 수 있다. 이와 같은 평면형 구조의 결합 선로 필터의 경우, 가운데의 결합 선로를 중심으로 하여 필터의 입·출력 단에 해당하는 최외각 결합 선로(그림 1에서 A, B 부분)로 갈수록 강한 결합 특성이 요구되어진다. 특히 높은 대역폭율을 갖는 필터를 설계할 경우, 전체적인 회로 특성이 높은 결합도를 요구하기 때문에 최외각 결합 선로의 결합 간격이 매우 좁아져 실제 제작에 어려움이 따른다. 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^[1].

2-2 새로운 설계 방법

그림 2는 반 파장 결합 선로 대역 통과 필터의 등가 회로이다^[6]. 본 등가 회로는 K-인버터와 K-인버터 사이에 $\lambda_0/2$ 공진기를 갖는 구조이며, A'는 그림 1에서 A(입력 단 결합 선로)의 등가 회로를 표시한 것이다. 각 단 K-인버터의 임피던스 값은 식 (1)~(3)을 이용하여 구할 수 있다.

$$\frac{K_{01}}{Z_0} = \sqrt{\frac{\pi \left(\frac{\omega_2 - \omega_0}{\omega_0} \right)}{\omega'_1 g'_0 g_1}} \quad (1)$$

$$\frac{K_{n,n+1}}{Z_0} = \sqrt{\frac{\pi \left(\frac{\omega_2 - \omega_0}{\omega_0} \right)}{\omega'_1 g'_n g_{n+1}}} \quad (2)$$

$$\frac{K_{j,j+1}}{Z_0} = \frac{\pi}{\omega'_1} \times \frac{\omega_2 - \omega_0}{\omega_0} \times \frac{1}{\sqrt{g_j g_{j+1}}} \quad (j = 1, 2, 3, \dots, n-1) \quad (3)$$

그림 3은 그림 2의 A'를 본 논문에서 제안하는 π -형 전송선 구조로 등가화 한 것이다⁷⁾. 제안된 등가 회로는 단락 병렬 선로-개방 직렬 선로-단락 병렬 선로 구조로써, 각 선로의 길이는 $\lambda_0/4$ 이다. 그림 3의 (a)가 -90° 의 전기적 길이를 갖는 인버터일 경우, ABCD-파라미터로 표시하면 식 (4)이고, 그림 3의 (b)의 경우는 식 (5)와 같이 표시된다. 식 (4), (5)의 각 파라미터 식을 서로 등가화 시키면, 식 (6), (7)과 같이 π -형 전송선의 각 선로 임피던스 식이 유도된다. π -형 전송선의 임피던스 식을 이용하여 각 선로의 임피던스 값을 구할 수 있고, 각 선로의 길이는 중심 주파수에서 $\lambda_0/4$ 이다. 이를 바탕으로 설계된 대역 통과 필터의 구조는 그림 4와 같다.

상기에 유도된 등가 회로의 결과, 식을 검증하기 위해, 통과 대역 리플이 체비셰프 타입에 0.01 dB이고, 단수는 5단, 통과 대역은 5~6 GHz인 반 파장 평행 결합 선로 대역 통과 필터를 설계한 후, 결합 선로 형태의 급전 선로를 π -형 전송선 형태로 등가화하여 두 급전 선로의 주파수에 따른 크기와 위상 특성을 이상적인 시뮬레이션 결과를 통해 비교하였다. 비교 결과는 그림 5와 같다. 보시는 바와 같이 두 급전 선로의 주파수에 따른 크기 특성이 정확하게 일치한다. 하지만 두 급전 선로의 위상 특성은 180° 차이가 나는 것을 확인할 수 있는데, 이것은 대역 통과 필터 설계할 경우에는 두 개의 급전 선로를 사용하기 때문에, 기존 대역 통과 필터와 본 논문에서 제안한 π -형 전송선 급전 구조를 갖는 대역 통과 필터의 위상 특성이 일치됨을 예상할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \left(-\frac{K}{Z_0} + \frac{Z_0}{K}\right) \sin \theta \cos \theta & j \left(\frac{Z_0^2}{K} \sin^2 \theta - K \cos^2 \theta\right) \\ j \left(\frac{K \sin^2 \theta}{Z_0^2} - \frac{\cos^2 \theta}{K}\right) & \left(-\frac{K}{Z_0} + \frac{Z_0}{K}\right) \sin \theta \cos \theta \end{bmatrix} \quad (4)$$

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \left(\frac{Z_A}{Z_B} + 1\right) \cos \theta & j Z_A \sin \theta \\ j \left[\begin{array}{l} \left(\frac{\sin \theta}{Z_A} - \frac{\cot \theta \cos \theta}{Z_B}\right) \\ - \left(\frac{\cot \theta}{Z_B} \left(\frac{Z_A}{Z_B} + 1\right) \cos \theta\right) \end{array} \right] & \left(\frac{Z_A}{Z_B} + 1\right) \cos \theta \end{bmatrix} \quad (5)$$

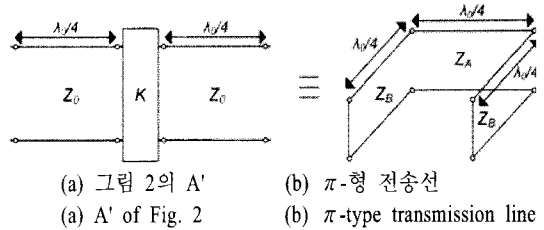


그림 3. K-인버터 구조와 π -형 전송선 등가화
Fig. 3. The equivalence between the K-inverter structure and π -type transmission line.

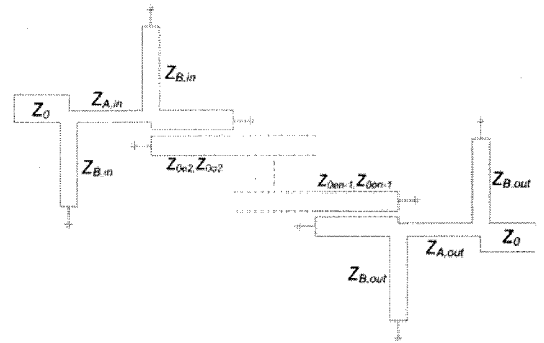
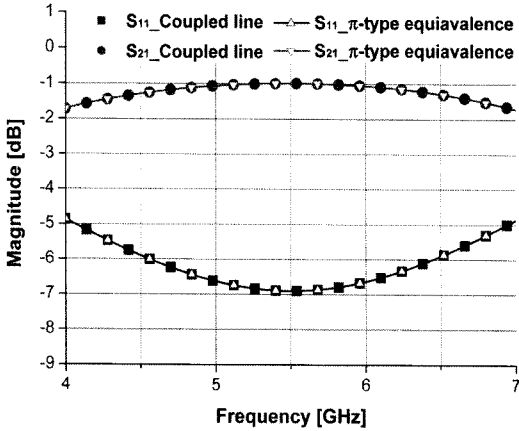


그림 4. π -형 전송선 급전 구조를 갖는 대역 통과 필터
Fig. 4. The BPF with feeding structure using π -type transmission line.

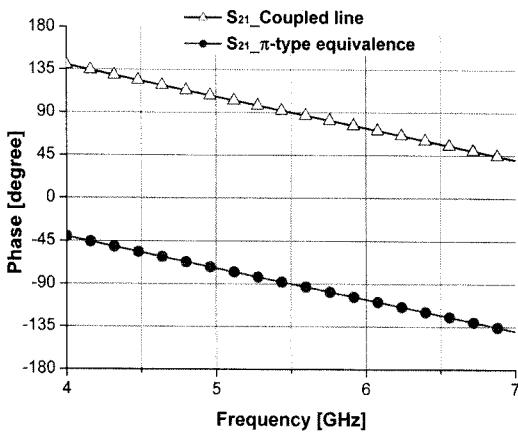
$$Z_A = \frac{\left(\frac{Z_0^2}{K} \sin^2 \theta - K \cos^2 \theta\right)}{\sin \theta} \quad (6)$$

$$Z_B = \frac{\left(\frac{Z_0^2}{K} \sin^2 \theta - K \cos^2 \theta\right)}{\left[\left(\frac{K}{Z_0} + \frac{Z_0}{K}\right) \sin \theta - 1\right] \sin \theta} \quad (7)$$

표 1은 반 파장 평행 결합 선로 대역 통과 필터에서 결합 선로 형태의 급전 선로와 제안된 π -형 전송선 형태의 급전 선로의 임피던스 값을 비교한 것이다. 결합 선로 형태의 급전 선로 경우 강한 결합 특성이 요구되기 때문에 마이크로스트립 구조 형태로 설계 시 제작이 불가능하고, 필터의 대역폭을 높게 설계할수록 이와 같은 현상이 더욱 심해지는 것을 표 1에 나타낸 우 모드, 기 모드 임피던스 값으로 알 수 있다. 반면, 제안된 급전 선로는 각 선로 임피던스가 설계 용이한 값을 나타내고, 높은 대역폭을 갖는 필터 설계에 매우 유리하다.



(a) 크기
(a) Magnitude



(b) 위상
(b) Phase

그림 5. 두 급전 구조의 S-parameter 특성 비교
Fig. 5. The S-parameter characteristics comparison between two feeding structures.

III. 시뮬레이션 및 제작 결과

위 2장을 통해 반 파장 평행 결합 선로 대역 통과 필터의 입·출력 결합 선로의 구현 문제 고찰하고, 이를 해결하기 위해 제안된 π -형 전송선 급전 구조의 설계 식을 유도하였다. 본 장에서는 이 설계 식을 이용하여 필터를 실제 설계 및 제작하여 제안된 방법의 타당성을 검증하고자 한다. 필터의 설계 조건은 아래와 같다.

- 공진기 단수 $N=5$
- 대역폭(대역폭 율) 5.0~6.0 GHz(18%)

표 1. 필터 대역폭에 따른 두 급전 선로 임피던스 값 비교

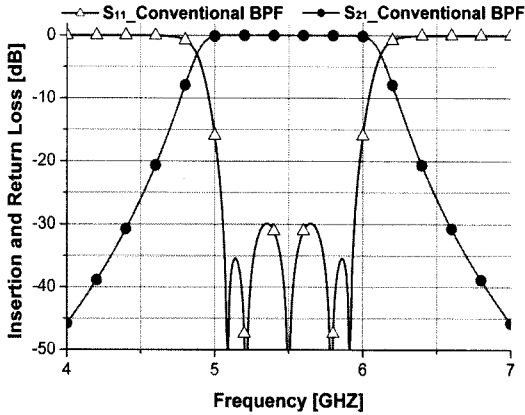
Table 1. The impedance value comparison between two feeding line by BPF's bandwidths.

결합 선로	대역폭 [GHz] (대역폭 율)	Z_{0c} [Ω]	Z_{0o} [Ω]
	5~6 (18%)	65.52	25.10
5~7 (36%)	58.12	19.81	
5~8 (54%)	51.17	17.02	
π 형 선로	대역폭 [GHz] (대역폭 율)	Z_A [Ω]	Z_B [Ω]
	5~6 (18%)	81.37	65.52
5~7 (36%)	60.10	58.12	
5~8 (54%)	51.05	51.05	

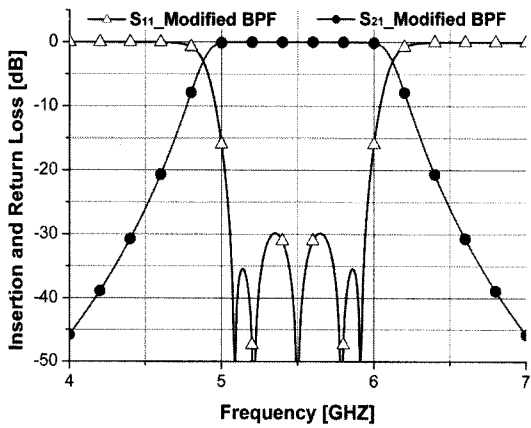
- 중심 주파수 $f_0=5.5$ GHz
- 통과 대역 리플 0.01 dB(Chebyshev)
- 입력/출력 임피던스 50 Ω

위 설계 조건의 대역폭을 살펴보면, 일반적으로 마이크로스트립 구조 경우, 15% 이상의 대역폭을 갖는 반 파장 평행 결합 선로 필터가 제작이 불가능하다고 알려져 있는데, 본 논문에서는 18%의 대역폭을 목표로 설계 및 제작하여 제안된 구조의 장점 및 이론의 타당성을 입증하고자 하였다.

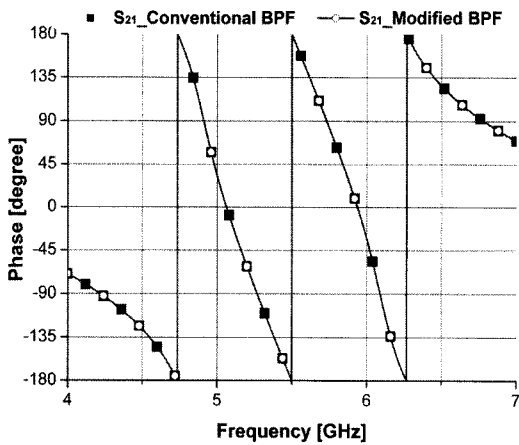
그림 6은 일반적인 반 파장 평행 결합 선로 대역 통과 필터와 본 논문에서 제안된 π -형 전송선 급전 구조를 갖는 대역 통과 필터를 이상적인 전송 선로 특성을 전제로 하여 시뮬레이션한 결과이다. 시뮬레이션 결과, 대역 통과 필터의 대역폭이 최초 설계 조건(5.0~6.0 GHz)보다 좁게 나타나고, 반사 손실 특성이 설계 조건보다 낮게 나타난다. 이것은 인버터 구조를 갖는 대역 통과 여파기의 전형적인 특성이라 할 수 있다. 그리고 그림 6(a), (b)를 살펴보면, 두 필터의 주파수에 따른 손실이 측정 주파수 대역 내에서 오차 없이 정확하게 일치하기 때문에 필터 설계 시 원하는 필터의 특성을 얻기 위한 적정화 과정이 필요 없음을 보여준다. 또한, 위에 언급한 바와 같이 필터를 통과하는 신호에 대한 위상 특성이 정확하게 일치함을 확인할 수 있다. 위 결과, 특성을 통하여 본 이론의 타당성을 간접 검증하였다. 식 (6)과 반 파장 평행 결합 선로 대역 통과 필터의 설계 식을 통해 얻은 설계 변수를 물리적 치수로 환산한 후 HFSS V.10을 이용하여 전자기적 시뮬레이션을 수행하였



(a) 일반적인 대역 통과 필터
(a) Conventional BPF



(b) 제안된 대역 통과 필터
(b) Proposed BPF



(c) 위상 비교
(c) Phase comparison

그림 6. 이상적인 전송 선로 필터 시뮬레이션
Fig. 6. The simulation of ideal transmission line filter.

다. 이때 사용한 기판은 Rogers RO4232($\epsilon_r=3.2$, $H=0.7874$ mm)이고, 마이크로스트립 구조이며 전자기적 시뮬레이션 시 하우징에 의한 도파관 영향을 배제하고자 충분한 거리를 두고 복사 경계(radiation boundary) 조건을 적용하였다. 또한, 같은 조건을 전제로 하여 실제 제작 측정하였고, 그림 6은 제작된 대역 통과 필터를 보여준다. 그림 7은 전자기적 시뮬레이션과 실제 측정 결과를 비교한 것이다. 결과를 보면 이상적인 전송 선로를 이용하여 필터를 설계했을 경우(그림 6)에 비해 필터 특성은 대체로 잘 유지하나, 손실이 있고 주파수가 대체로 낮은 쪽으로 이동하는 것을 확인할 수 있다. 이와 같은 현상은 그림 6의 이상적인 시뮬레이션 결과는 기판 정보 및 각 선로간의 접합 정보가 고려되지 않고 설계되었

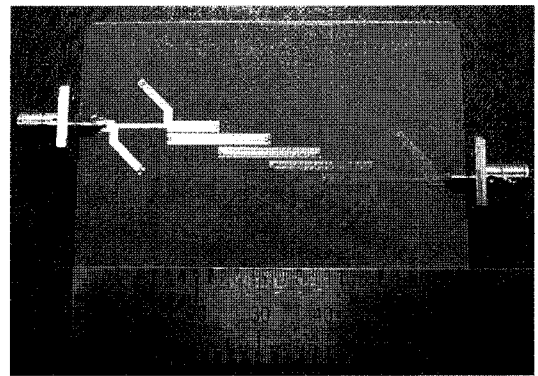


그림 7. 제작된 대역 통과 필터
Fig. 7. The fabricated BPF.

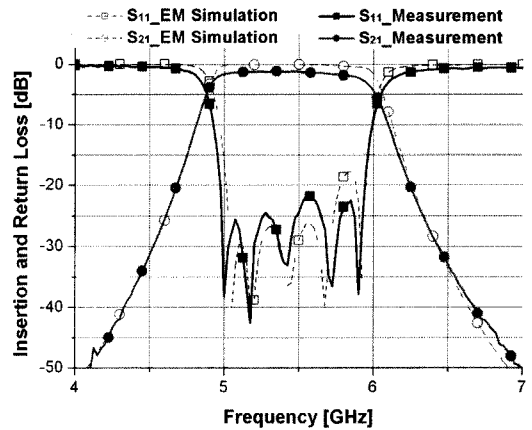


그림 8. 시뮬레이션 및 측정 결과
Fig. 8. The simulated and measured results.

표 2. 전자기적 시뮬레이션과 측정 결과 비교

Table 2. The comparison between electromagnetic and measured results.

구 분		전자기적 시뮬레이션	측정
삽입 손실 [dB]	at 5.0 GHz	-0.15	-1.52
	at 5.5 GHz	-0.08	-1.23
	at 6.0 GHz	-1.58	-2.90
반사 손실 [dB]	at 5.0 GHz	-16.5	-38.2
	at 5.5 GHz	-29.0	-24.4
	at 6.0 GHz	-8.08	-10.2
-40 dB 감쇠 특성	하부 저지 대역 [GHz]	4.30	4.30
	상부 저지 대역 [GHz]	6.68	6.70

기 때문이다.

그림 8의 전자기적 시뮬레이션 및 측정 결과를 토대로 하여 표 2에 특정 주파수에 대한 S -파라미터 값을 비교·정리하였다.

IV. 결 론

본 논문에서는 일반적인 K-인버터 반 파장 평행 결합 선로 대역 통과 필터의 제작에 따른 문제점을 고찰하고, 이를 개선하기 위해 π -형 급전선을 제안하였다. 제안된 급전 구조와 기존 결합기 형태의 급전 구조의 등가회로인 K-인버터 회로와 등가화 하여, π -형 급전선의 각 선로 임피던스 식을 유도하였고, 유도된 식을 검증하기 위해 시뮬레이션 및 제작·측정을 하였다. 최종 유도된 설계 식은 간단하고 정확하여, 제작이 용이하고 설계 후 별도의 적정화 작업이 필요 없다. 시뮬레이션 및 측정 결과를 통하여 제안된 이론의 타당성을 입증하였고, 두 급전 선로의 임피던스 크기를 비교하여 최초로 고찰한 일반적인 K-인버터 반 파장 평행 결합 선로 대역 통과 필터의 급전 선로 구현에 따른 문제점이 충분히 개선되었음을 확인하였다.

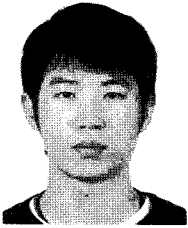
본 논문이 제안한 설계 방법과 이론은 고주파, 광대역 특성을 갖는 회로 구조에 매우 유용하게 이용

되어질 수 있다.

참 고 문 헌

- [1] 김인선, "K-인버터를 이용한 직접 결합 급전 구조를 갖는 대역 통과 필터", 한국전자과학회논문지, 18(6), pp. 639-1107, 2007년 6월.
- [2] E. G. Cristal, "Tapped-line coupled transmission line with applications to interdigital and combine filters", *IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques*, vol. MTT-23, no. 12, pp. 1007-1012, Dec. 1975.
- [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] Jia-Sheng Hong, M. J. Lancaster, *Microstrip Filters for RF/Microwave Applications*, John Wiley & Sons, pp. 306-311, 2001.
- [5] G. L. Matthaei, L. Young, and E. M. T. Jones, *Microwave Filters, Impedance-Matching Networks, and Coupling Structures*, Artech House, pp. 220, 523, 586, 1980.

배 주 석



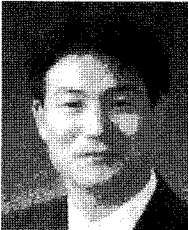
2006년 2월: 순천향대학교 정보기
술공학부 (공학사)
2006년 3월~현재: 순천향대학교 전
기통신공학과 석사과정
[주 관심분야] RF, 마이크로파 수동
및 능동소자 설계·해석임

김 귀 수



2004년 2월: 순천향대학교 정보기
술공학부 (공학사)
2006년 2월: 순천향대학교 전자공학
과 (공학석사)
2006년 3월~현재: 순천향대학교 전
기통신공학과 박사과정
[주 관심분야] RF, 마이크로파 수동
/능동 소자 해석 및 설계, 주기 구조의 모델링 및 회로
응용 등임

임 중 식



1991년 2월: 서강대학교 전자공학
과 (공학사)
1993년 2월: 서강대학교 전자공학
과 (공학석사)
2003년 2월: 서울대학교 전기컴퓨
터공학부 (공학박사)
1993년 2월~1999년 3월: 한국전자

통신연구원 위성통신기술연구단, 무선방송기술연구소
선임연구원

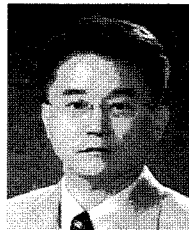
2003년 3월~2003년 7월: 서울대학교 BK21 정보기술사
업단 박사후 연구원

2003년 7월~2004년 9월: 특허청 특허심사관

2004년 9월~2005년 2월: 한국전자통신연구원 디지털방
송통신구단 전파기술연구그룹 선임연구원

2005년 3월~현재: 순천향대학교 전기통신공학과 교수
[주 관심분야] 초고주파 무선 회로/부품 설계, 능동/수동
소자 모델링 및 회로 응용, 주기 구조의 모델링 및 회로
응용 등임

안 달



1984년 2월: 서강대학교 전자공학
과 (공학사)
1986년 2월: 서강대학교 전자공학
과 (공학석사)
1990년 8월: 서강대학교 전자공학
과 (공학박사)
1990년 8월~1992년 2월: 한국전자

통신연구원 선임연구원

1992년 3월~현재: 순천향대학교 전기통신공학과 교수
[주 관심분야] RF, 마이크로파 수동소자 해석 및 설계 등
임