

# S-평면 프로토타입을 이용한 UHF대 대역통과 필터에 관한 연구

## A Study on the Bandpass Filter Using S-plane Prototype in UHF

김갑기\*\* · 최홍주\* · 허 정\* · 이종악\*

Kab-Ki Kim\*\* · Hong-Ju Choi\* · Jung Hur\* · Jong-Arc Choi\*

### 요 약

본 논문은 UHF대역에서 S-평면 프로토타입을 사용한 마이크로스트립 대역통과 필터의 소형화를 기술하였다. 현대의 마이크로파 수신 시스템은 소형화와 더불어 더 훌륭한 성능을 갖는 필터를 요구하고 있다. 대역통과 S-평면 프로토타입을 이용한 필터의 설계는 이러한 요구들을 잘 충족시키고 있다. 대역통과 S-평면 프로토타입은 원하는 주파수대에서 transmission zero(전송영점)를 사용한 exact-synthesis법에 의하여 설계되고, 프로토타입의 각 소자들의 값은 컴퓨터에 의해 구현된다.

### Abstract

This paper described the miniaturization of microstrip bandpass filter in UHF using S-plane prototype. Modern microwave receiver system requires smaller size and better filter performance. The design of filters using bandpass S-plane prototype is made to satisfy these requirements. Bandpass S-plane prototypes are made by exact-synthesis technique using transmission zero locations at wanted frequency bandwidth, and the calculation of prototype values was performed by computer.

### I. 서 론

통신 시스템의 주요 요소 중 하나인 필터는 점차 소형화, 고선택성, 예리한 특성을 요구하고 있으며, 특히 마이크로파 수신기는 위상과 크기가 같은 장치 내에서 일치하고 높은 선택도를 가지며 통과대역과 저지대역을 각각 독립적으로 규정할 수 있는 대역통과 필터를 필요로 한다.

마이크로스트립선로를 이용한 마이크로스트립형 대역통과 필터는 매우 낮은 가격대에서 알맞은 성능을 제공하기 때문에 마이크로파 주파수대에서 광범위하게 이용된다. 그러나 마이크로파 주파수대에서 마이크로스트립형 대역통과 필터는 비록 접는 구조의 선로를 이용할지라도 그 길이가  $\lambda/2$  또는  $\lambda/4$ 를 기본으로 하기 때문에 필터가 차지하는 면적이 크다.

때문에 이 주파수대에서 마이크로스트립형 대역통과 필터를 이용하려면 먼저 필터의 소형화가 선

\*건국대학교 전자공학과(Dept. of Electronic Eng., Kon-kuk Univ.)

\*\*목포해양대학교 해양전자통신공학부(Mokpo National Maritime Univ.)

· 논문번호 : 96-2-022

· 접수일자 : 1996년 6월 1일

행되어야 한다. 필터의 소형화는 S-평면 프로토타입을 이용하게 된다. B. J. Minnis가 제시한 4가지의 S-평면 프로토타입[1]을 이용하여 필터를 구현하면 적당한 크기로 필터의 소형화가 이루어질 수 있다.

## II. S-평면 프로토타입

마이크로스트립형 대역통과 필터는 성능의 우수함과 한번 설계되어지면 곧바로 실장 되어질 수 있다는 장점으로 마이크로파 주파수대에서 폭넓게 사용되어진다. 기존의 마이크로스트립형 대역통과 필터는 고역통과 S-평면 프로토타입으로부터 Richardson 변환( $S=j\tan(\pi f/2f_0)$ )을 이용하여 유도되어질 수 있으며 S-평면에서의 고역통과 특성은 f-평면에서 주기적인 대역통과 특성을 나타내게 된다. 여기에서 모든 전송선로의 길이는 통과대역 중심주파수에서  $\lambda/4$ 를 사용하게 되며 따라서 저지대역의 폭은 정해진 통과대역의 폭에 의존하게 된다.

이러한 방법에 의해서 설계되어진 기존의 마이크로스트립형 대역통과 필터는 저지대역의 폭을 통과대역의 폭에 대하여 독립적으로 결정할 수 없다는 점과 특히 수 백MHz에서 약 1GHz의 주파수대에서는 필터가 실제 회로에서 많은 면적을 필요로 한다는 단점 때문에 사용되기 어려운 점이 있었다. 이러한 점을 극복하고 저지대역을 통과대역에 대해 독립적으로 결정할 수 있도록 하기 위해 모든 전송

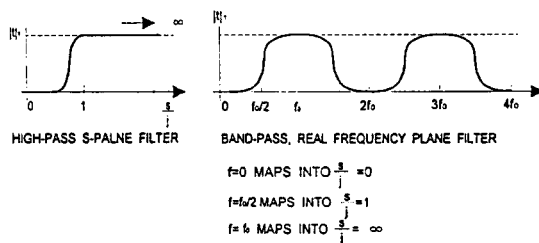
선로의 길이를 저지대역 중심주파수에서  $\lambda/4$ 로 하며, 모든 전송선로 공진기에서 주기적인 대역통과 특성이 나타나도록 새로이 S-평면 대역통과 프로토타입을 구성할 수 있다.

S-평면 프로토타입은 원하는 주파수대역의 전송 영점의 위치를 이용한 exact-synthesis 방법에 의해 구성되었으며 각 단위소자와 집중소자 값의 계산과정은 Mathematica와 같은 컴퓨터 프로그램을 이용하였다[2].

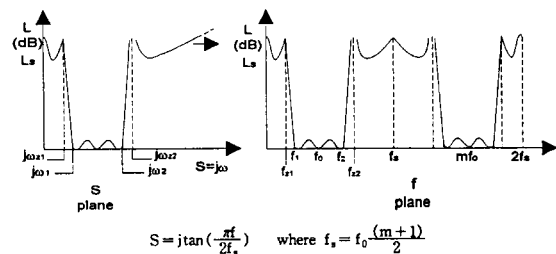
S-평면 프로토타입으로부터 설계되어진 마이크로스트립형 대역통과 필터는 통과대역폭이 중심주파수의 10~100%일 때 유효하며[3] 모든 선로의 길이를 통과대역의 중심주파수보다 수 배 정도 높은 저지대역 중심주파수에서  $\lambda/4$ 로 한다는 점 때문에 결과적으로 공진기의 길이가 줄어들어 기존의 필터에 비해 차지하는 면적이 훨씬 줄어드는 특징이 있으며, 높은 선택도와 예리한 응답특성을 갖도록 설계되어 질 수 있다. 보통 저지대역의 중심주파수는 통과대역의 중심주파수의 7배 정도까지 높게 정할 수 있으며 응답특성은 통과대역 양단으로부터 3%이내에 약 50dB이상의 감쇠를 갖도록 할 수 있다[2].

## IV. 실험 제작 및 결과

필터 제작 및 실험에 사용한 마이크로스트립기판



(a) S-평면 고역통과 특성 (b) (a)로부터 얻어진 f-평면 대역통과 특성  
[그림 1] 고역통과에서 대역통과로의 Richards 변환 특성



[그림 2] S-평면 대역통과 프로타입을 위한 Richards 변환

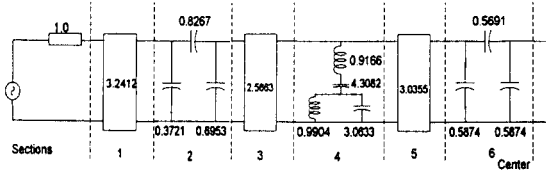
〈표 1〉 설계 요구 사양

설계 항목	설계 요구 사양
통과대역 주파수	210MHz~450MHz
공진기 중심주파수	800MHz
삽입손실	1dB
통과대역 맥동	±0.1dB
저지대역	170MHz에서 > 50dB 490MHz에서 > 40dB
주파수 특성함수	equal ripple

은  $\epsilon_r=2.30$  이고  $t=0.64$  인 테프론(Teflon)이다.

대역통과 필터의 설계 요구 사양을 정리하면 〈표 1〉과 같다.

〈표 1〉의 설계 사양에 의한 대역통과 필터의 S-평면 프로토타입은 [그림 3]과 같다[2].



[그림 3] S-평면 프로토타입

[그림 3]의 프로토타입으로부터 마이크로스트립형 필터의 구현과정은 [그림 4]와 같다[4].

먼저 단위소자는 [그림 4] (a)에서와 같은 방법으로 계산을 수행하여 식(1)과 같은 특성임피던스  $Z$ 를 갖는 저지대역 중심주파수에서  $\lambda_g/4$  선로로 실현된다.

$$Z = Z_0 \times Z_a \quad (1)$$

용량성(capacitive)  $\pi$  섹션은 [그림 4] (b)에서 보여진 형태의 스트립선로 소자를 이용하여 실현할

수 있다. 캐패시턴스는 스트립의 모서리 사이에서 분할되고 캐패시터는 섹션의 중심을 가로질러 장착된다.

$$\begin{aligned} Z_{0e} &= Z_0 / C_1 \\ Z_{0o} &= Z_0 / (C_1 + 2C_2) \\ Z_s &= Z_0 / (C_3 - C_1) \end{aligned} \quad (2)$$

만약  $Z_{0o}$ 가 너무 작아서 마이크로스트립에서의 실현이 어렵다면, 식(2)  $Z_{0o}$ 의 값은 다음의  $C_2$  값으로 계산을 행한다.

$$C_2 = C_2 - 2\pi f_0 Z_0 C_s / \tan \frac{\pi f_0}{2f_s} \quad (3)$$

또한  $Z_s$ 가 너무 커서 실현이 어렵다면 식(4)의 값을 갖는 캐패시터로 대체할 수 있다.

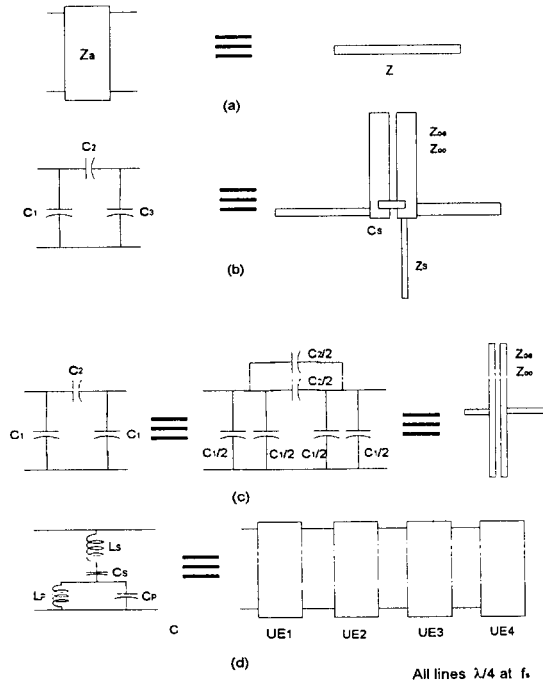
$$C = \frac{(C_3 - C_1) \tan \frac{\pi f_0}{2f_s}}{2\pi f_0 Z_0} \quad (4)$$

$C_2 = C_3$ 인 경우  $Z_s$ 는 생략이 되고,  $Z_{0e}$ 와  $Z_{0o}$ 는 [그림 4] (c)와 같이 실현된다. 이때  $Z_{0e}$ 와  $Z_{0o}$ 의 소자값은 다음과 같이 주어진다.

$$\begin{aligned} Z_{0e} &= \frac{2Z_0}{C_1} \\ Z_{0o} &= \frac{2Z_0}{C_1 + 2C_2} \end{aligned} \quad (5)$$

4th-order 섹션은 그림 4(d)에서와 같이 각 소자의 값이 식(6)으로 주어지는 네개의 단위소자로 변환이 되고 필터의 주선로와 병렬로 나타나는 전송선로의 종속으로 나타난다.

$$YE_1 = \frac{C_s(L_p C_p + 1)}{(L_p C_p + 1)(1 + C_s L_s) + C_s L_p}$$



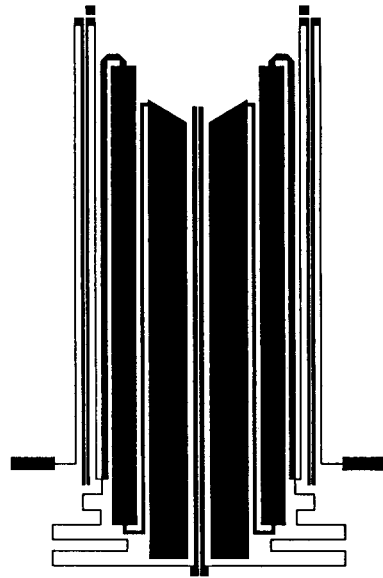
[그림 4] 마이크로스트립 소자의 구현

$$\begin{aligned}
 YE_2 &= \frac{YE_1^2 \left[ C_p L_s - \frac{1}{L_p C_s} \right] + \frac{YE_1}{L_p}}{YE_1 \left[ 1 + \frac{L_s}{L_p} + \frac{C_p}{C_s} + \frac{2}{L_p + C_s} \right] - \frac{1}{L_p}} \\
 YE_3 &= \frac{C_s - YE_1 - YE_2}{\frac{YE_2}{L_s C_s L_p C_p YE_1} + 1} \\
 YE_4 &= C_s - YE_1 - YE_2 - YR_1
 \end{aligned} \quad (6)$$

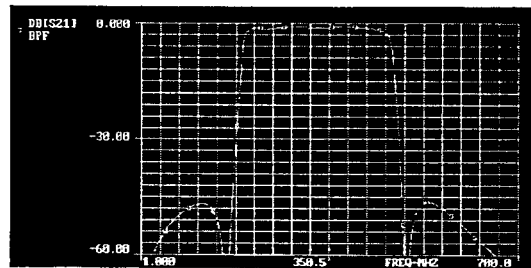
[그림 4]의 구현과정과 각 소자의 계산을 거쳐 설계된 필터를 [그림 5]에 나타내었다.

구현과정에서는 실험실에서 수작업으로 구현하기 어려운 회로 요소를 방지하기 위하여 계산된 각 결과값들을 “touchstone” 프로그램을 이용하여 최적화 하였다.

[그림 6]은 “touchstone” 프로그램을 이용하여 최적화한 값들에 대한 이론적인 응답특성이다. 이



[그림 5] 마이크로스트립형 필터 회로



[그림 6] 이론적인 필터응답

와 같은 필터의 경우 통과대역의 하위 차단주파수가 190MHz이고 상위 차단주파수가 470MHz이며 대략 1dB의 통과대역 맥동을 갖는다.

이 결과를 <표 1>에서 주어졌던 항목과 비교해 보면 약간의 차이를 보인다. 하위 차단주파수가 20dB정도 낮아진 것과 통과대역의 맥동이 규정보

다 훨씬 커진 것과 같은 변화들은 비현실적인 회로 요소를 실제 실현 가능한 회로 요소로 변환하는 과정에서 비롯된 것으로 보인다. 그러나 제저레벨로 규정된 170MHz와 490MHz에서의 필터응답은 여전히 정확한 감쇠특성을 지닌다. 이것은 손실극점들로부터 설계된 대역통과 필터의 응답특성, 특히 저지대역에서의 특성이 비교적 안정되어 있음을 나타낸다.

[그림 7]은 실제 제작된 필터(3개)에 대하여 Network Analyzer를 이용하여 측정된 결과를 나타낸 것이다. [그림 7]에서 보여지듯이 실제 제작된 필터들의 응답특성은 [그림 6]의 이론적인 응답특성과는 약간의 차이를 보인다. 이 차이를 항목별로 살펴보면 중심주파수가 약 45MHz정도 상단으로 천이되었으며 결과적으로 저지대역의 주파수 역시 천이되었다. 또한 통과대역 내에서의 특성이 열화되었다.

우선 중심주파수가 천이된 것은 필터를 구성하고 있는 각 공진기의 길이가 실제 계산치보다 약간씩 짧게 제작된 결과인 듯 보인다. 그 결과로 공진기의 중심주파수  $f_0$ 가 설계 사양에 주어진 값으로 작용하지 못하였고 이로부터 계산된 각 저지대역과 통과대역 중심주파수가 상단으로 천이된 것이라 하겠

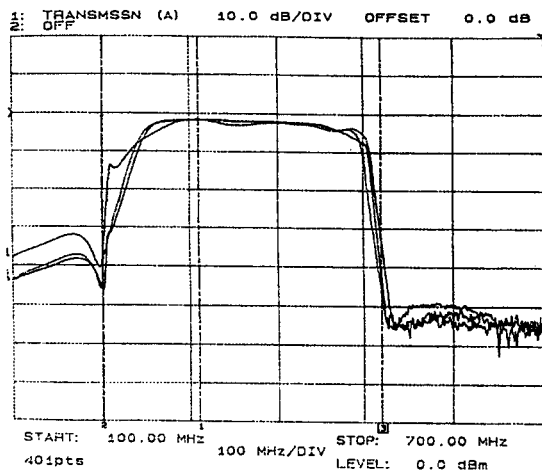
다.

한편 S-평면 프로토타입 상의 용량성  $\pi$  섹션을 구현하고자 할 때 캐패시터값이나 마이크로스트립선로 사이의 거리(gap)가 실제적인 필터의 성능에 미치는 영향은 매우 큰 것으로 나타났다. 우선  $C_1$ 의 변화에 의한 영향으로는  $C_1$ 의 값이 증가할수록 통과대역 내의 맥동이 증가함을 알 수 있었다.

맥동이 증가한다는 것은 저지대역에서의 초기감쇠가 크고 차단주파수 근처에서 곡선의 경사가 더 급격하다는 것을 의미한다. 그러나 저지대역의 감쇠특성은 악화된다. 반대의 경우는 통과대역 내에서의 삽입손실이 크나 저지대역에서의 감쇠특성은 좋아진다. 두번째로  $C_2$ 의 변화에 대한 영향은  $C_2$ 가 증가하면 대역폭은 감소하나 통과대역 내에서 필터 성능의 열화를 가져온다. 반면  $C_3$ 의 경우  $C_3$ 의 감소는 하단 저지대역의 감쇠특성을 좋게 하나 하위 차단주파수 근처의 성능이 매우 열화 된다. 또한 마이크로스트립선로 상의 미세한 변화에도 필터의 전체 성능이 매우 크게 변화함을 볼 수 있었다. 계산에 의해 설계된 필터를 최적화 프로그램을 이용하여 실제 실현 가능한 필터로 변환하는 과정은 마이크로스트립선로를 실제 실현 가능한 최소한의 거리를 유지하도록 하는데 중점을 두고 수행하였으나 이렇게 변환된 필터를 제작 과정에서 정밀하게 식각하지 못하였던 것으로 보인다. 따라서 통과대역에서의 필터 특성의 열화는 이상에서 언급된 내용들이 종합적으로 작용된 결과인 것으로 보이며 제작 과정에서 세심한 주의를 기울인다면 이러한 점은 충분히 극복될 수 있을 것으로 사료된다.

#### IV. 결 론

이동통신용 단말기 등에서는 표준 예폭시 또는 테프론 재료에 식각할 수 있고, 훌륭한 주파수 특성을 갖는 마이크로스트립형 평면 필터의 소형화의 필요성이 제기되는 바, 본 연구에서는 이동 통신용 단말기 등에 사용할 수 있고 주파수 특성이 훌륭한 필터의 소형화를 이루기 위하여 S-평면 프로토



[그림 7] 3개 필터의 응답

타입을 구하여 필터를 설계하는 방법에 대하여 고찰하였다. 이 필터는 기존의 방법보다는 통과대역에 대하여 저지대역을 독립적으로 규정할 수 있고, 또한 전송선로의 길이를 통과대역보다는 수 배 정도 높은 저지대역 중심주파수에서  $\lambda/4$ 로 하기 때문에 선로의 길이가 짧아져, 비록 저주파대에서 마이크로스트립형으로 식각되었을 때 필터가 차지하는 면적은 비교되는 LC필터에 비하여 크지만 코일을 필요로 하지 않고 단지 몇 개의 캐패시터만 필요로 하는 소형화된 필터를 제작할 수 있다. 한편 기존의 필터는 예를들어, 5단으로 구성된 결합선로 대역통과 필터의 경우 그 중심주파수를 2.5GHz로 한다고 할지라도, 제안된 필터에 비하여 선로의 길이가 매우 짧지만 차지하는 면적은  $15\text{mm} \times 80\text{mm}$ 로서  $33\text{mm} \times 60\text{mm}$ 의 면적을 차지하는 제안된 필터에 비해서 별 차이가 나지 않는다. 즉 선로의 길이가 같을 경우에는(다시말해서 중심주파수가 같을 경우) 제안된 필터가 기존의 필터보다 훨씬 작은 면적으로 설계될 수 있음을 의미하는 것이다.

설계된 대역통과 필터는 중심주파수가 330MHz로서 250MHz의 대역폭과 0.1dB의 통과대역 백동을 갖고 170MHz와 490MHz에서 제거 특성을 갖도록 설계되어 졌다. 또한 제작 및 실험에 사용한 마이크로스트립 선로의 재질은  $\epsilon_r=2.30$ 이고  $t=0.64$ 인 테프론이 이용되었다.

이 필터의 주파수 응답특성이 비록 설계 사양과 약간의 오차를 갖기는 하였으나 이는 필터 합성시 정확한 계산과 컴퓨터 프로그램을 이용한 최적화 작업으로 충분히 극복될 수 있을 것으로 사료된다.

앞서 언급했듯이 마이크로파 주파수대에서의 대역통과 필터의 소형화는 필수적인 것이며 또한 소형화된 필터는 이동 통신용 단말기에서 더 유용하게 사용될 수 있을 것이다. 특히 UHF대(300MHz~3GHz)에서 특정 설계 요구 사양, 예를 들면 특정 주파수대에서의 감쇠비 또는 통과대역에서의 삽입 손실을 만족시킬 수 있을 것이다.

## 참고 문헌

- [1] Brian J. Minnis, "Classes of Sub-Miniature Microwave Printed Circuit Filters with Arbitrary Passband and Stopband Widths", *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, vol. 30, no. 2, pp. 1893-1900, 1982.
- [2] Brian J. Minnis, *Designing Microwave Circuits by Exact Synthesis*, Artech House, 1996.
- [3] Brian J. Minnis, "Printed Circuit Filters Covering 10~100% Bandwidths", *IEE Colloquium Microwave Filter Digest* no. 1982/4, pp. 3/1-3/4, Jan. 1982.
- [4] Jonn Ness and Jim Dougall, "Microstrip Filters for Lower Frequency", *Filter Handbook*, RF design, vol. 1, pp. 49-52, 1991.
- [5] H. J. Orchard and G. C. Temes, "Filter Design Using Transformed Variables", *IEEE Trans. Circuit Theory*, vol. CT-15, pp. 385-408, 1968.
- [6] G. L. Matthiae, L. Young and E. M. T. Jones, *Microwave Filters, Impedance-Matching Networks and Coupling Structures*, New York: McGraw-Hill, 1964.
- [7] 임정수, 남윤권, "유전체 공진기를 이용한 UHF대역 대역통과 필터 설계 이론", *Telecommunications Review*, vol. 3, no. 7, 1993.
- [8] Chris Bowick, *RF Circuit Design*, Sams, 1985.
- [9] Anatol I. Zverev, *Handbook of Filter Synthesis*, John Wiley & Sons, 1967.

김 갑 기



1954년 4월 28일생  
1981년 : 광운공과대학 전자통신과  
졸업  
1984년 : 건국대학교 대학원 전자공  
학과 졸업(공학석사)  
1996년 : 현재 동 대학원 전자공학과  
박사과정, 목포해양대학교 해양전자통신공학부 부교수

히 정

1959년 1월 4일생  
1981년 : 서울대학교 전자공학과 졸업  
1983년 : 서울대학교 대학원 전자공학과 졸업(공학석사)  
1991년 : 동 대학원 전자공학과 박사과정 졸업(공학박사)  
1996년 : 현재 건국대학교 전자공학과 부교수

최 홍 주

1968년 6월 8일생  
1993년 : 건국대학교 전자공학과 졸업  
1995년 : 건국대학교 대학원 전자공학과 졸업(공학석사)  
1996년 : 현재 동 대학원 전자공학과 박사과정

이 중 악

1940년 4월 20일생  
1965년 : 한양공과대학 전기과 졸업  
1983년 : 연세대학교 대학원 전자공학과 졸업(공학석사)  
1974년 : 동 대학원 전자공학과 박사과정 졸업(공학박사)  
1996년 : 현재 건국대학교 전자공학과 교수