

# 광대역 VHF 마이크로스트립 가변대역통과 여파기의 설계 (Design of Wide Band VHF Microstrip Tunable Band-Pass Filters)

朴 秉 昊\*, 鄭 龍 采,\*\*, 尹 相 元,\*\*, 張 益 洙\*\*

(Byoung Ho Park, Yong Chae Jung, Sang Won Yun, and Ik Soo Jang)

## 要 約

본 논문에서는 Varacter 다이오드를 이용하여 광대역 마이크로스트립 가변 대역통과 여파기를 설계하는 방법을 제시한다. 입출력단을 콘덴서를 이용하여 결합시키고, 요구되는 결합계수를 얻기 위하여 결합선로 사이에 개방선로를 삽입시키는 구조를 제안하였다. 가변 대역(220-404MHz)에서 TOUCH-STONE 을 이용하여 최적화한 여파특성을 실험결과와 비교하였다.

## Abstract

A new design method of microstrip wide band VHF tunable bandpass filters using varacter diodes is presented. In the proposed filter both the input and output ports are coupled through capacitors, and an open micro-strip line is inserted between the coupled line in order to obtain the desired degree of coupling. The optimized filter responses for the frequency range of 220-404MHz by TOUCH-STONE are compared with the measured ones.

## I. 서 론

마이크로스트립등의 결합 전송선로의 결합특성을 이용한 Comblin 구조<sup>[1][2]</sup>는 각종 고주파 송수신 시스템내의 대역 통과 여파기에 널리 사용되어 왔다. 종래의 결합선로를 이용한 여파기는 결합 선로에 전송선로가 직접 연결된 입출력 회로를 설계하는 방법을 사용하였으며, 결합특성을 조정하는 방법으로는 선로의 간격을 변화시키는 것이 보통이다. 본 논문에서는 콘덴서를 이용하여 입출력 회로를 설계하여 입출력 부분의 선로를 제거함으로써 크

기를 줄일 수 있었으며, 종래의 선로간의 결합 용량만으로는 구현하기가 어려웠던 결합특성을 얻을수 있도록 하였다. 즉, 약한 결합특성을 얻기 위하여 개방 선로를 결합선로 사이에 삽입함으로써 VHF 대역에서 varacter 다이오드를 이용하여 옥타브 대역에서 동작하는 가변 대역통과 여파기를 구성하였다.

## II. 해 석

기본적으로 Comblin을 이용한 가변 대역통과 여파기는 그림 1과 같이 용량 C를 조절하여 공진주파수를 변화시킨 형태가 보통이다. 그러나 광대역에서 통과 대역폭과 저지대역 특성등이 각 주파수에서 유사한 특성을 갖도록 하려면 결합계수의 주파수에 따른 변화를 고려해야 한다.

그림 2는 본 논문에서 이용한 여파기의 결합선로의 구조와 등가회로이고, <sup>[1][2][3]</sup> 그림 3은 결합선로의 길이에 따른 결합계수의 변화를 나타낸다.

\* 準會員, \*\* 正會員, 西江大學校 電子工學科  
(Dept. of Elec. Eng., Sogang Univ.)

\*\*\* 正會員, 三星電子 情報通信部門 通信研究所 Device Team  
(Device Team, Communication Systems R&D Center, Information Systems Business, Samsung Elec.)

接受日字: 1992年 4月 11日

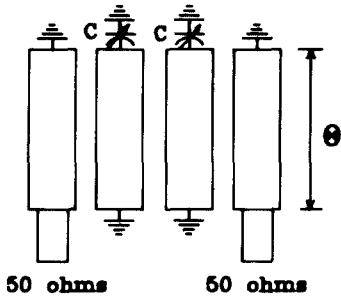


그림 1. 일반적인 Combline 여파기  
Fig. 1. Typical combline bandpass filter.

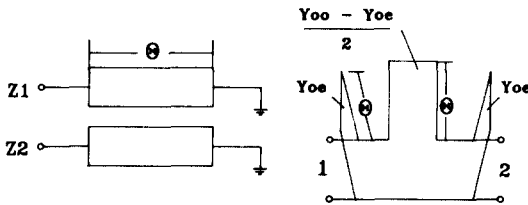


그림 2. 결합선로의 구조 및 등가회로  
Fig. 2. Coupled line equivalent circuit.

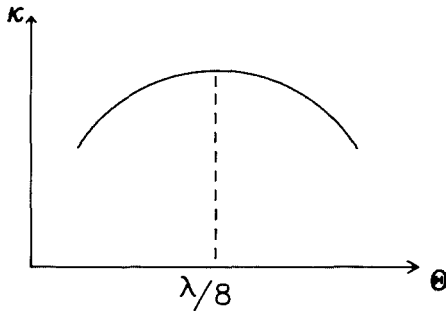


그림 3. 결합선로의 길이에 따른 결합계수의 변화  
Fig. 3. Variation of coupling coefficient due to coupled line length.

$$k = \frac{J_{j,j+1}}{\sqrt{b_j b_{j+1}}} = \frac{W}{\sqrt{g_j g_{j+1}}} \quad (1)$$

식 (1)은 결합계수에 관한 식이고<sup>[3]</sup> W는 대역폭물이다. 이 식과 그림 3에서 알수 있듯이  $\lambda/8$  이상이 되면 결합계수는 작아지므로 대역폭도 작아지게 된다는 점을 착안하여 결합선로의 길이를 각 주파수에서의 여파특성이

균일하도록 결정한다. 그런데, 본 논문에서는 선로의 길이를 결정함에 있어서 약 335MHz에서(가변대역 220MHz-404MHz)  $\lambda/8$ 가 되도록 설계하여 전체 여파기 회로의 크기와 여파특성을 동시에 고려하여 설계하였다. 또한, 결합계수를 조정하기 위해 결합선로 사이에 개방선로를 삽입하는 방법을 이용하였다.

실제로 입력력 회로에서 전계 결합에 이용되는 콘덴서와 공진선로에 연결되는 콘덴서는 용량이 같지않고, 가변대역에서의 주파수에 따른 변화율도 다르다.

이에, 공진선로에 연결되는 콘덴서의 변화폭을 작게 하고, 각 주파수에서의 용량이 입력력 회로의 콘덴서의 용량과 같도록 하여 실제로 가변 여파기로 사용할때 조차 이 용이 하도록 한다.

일반적으로 용량 (C)로 종단된 전송선로의 입력 어드미턴스는

$$Y_m = Y_0 \frac{j\omega C + jY_0 \tan\theta}{Y_0 - \omega C \tan\theta} \Big|_{\omega=\omega_0} = j\omega C' \quad (2)$$

이 된다. 따라서, 전송선로의 특성 임피던스와 길이를 최적화시켜서 결정후, 이러한 구조를 공진선로에 연결하여 새롭게 등가용량(C')을 구현하여 결과적으로 V-a-acter 다이오드들이 모두 같은 변화를 하게 된다. 따라서, 공진시 요구되는 용량(C')은 식 (2)에 의해 다음과 같이 주어진다.

$$C' = \frac{Y_0}{\omega} \frac{\omega C + Y_0 \tan\theta}{Y_0 - \omega C \tan\theta} \Big|_{\omega=\omega_0} \quad (3)$$

그리고 결합 선로의 등가회로가 그림 2와 같고, 입력력 회로의 콘덴서는 길이가  $\theta_1, \theta_2$ 인 두 병렬 선로에 연결되어 있으므로 그림 4에 대한 등가회로를 그림 5와 같이 얻을 수 있다.<sup>[1][4]</sup>

또한, 그림 5의 입력력 회로부분을 다음 관계식에 의해 그림 6과 같이 변환할 수 있다. AA'면에서 왼쪽으로 본 입력어드미턴스  $Y_L$ 은

$$\begin{aligned} Y_L &= G_0 | j\omega C - jY_0 \cot\theta_2 \\ &= \frac{G_0 \omega^2 C^2}{G_0^2 + \omega^2 C^2} + j \frac{\omega C G_0^2}{G_0^2 + \omega^2 C^2} \\ &\quad - j \frac{(G_0^2 + \omega^2 C^2) Y_0 \cot\theta_2}{G_0^2 + \omega^2 C^2} \\ &= R_c(Y_L) + jI_m(Y_L) \end{aligned} \quad (4)$$

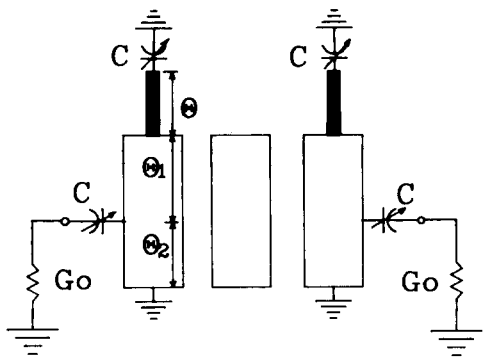


그림 4. 본 논문에서 제시하는 여파기의 구조  
Fig. 4. Proposed filter structure in this paper.

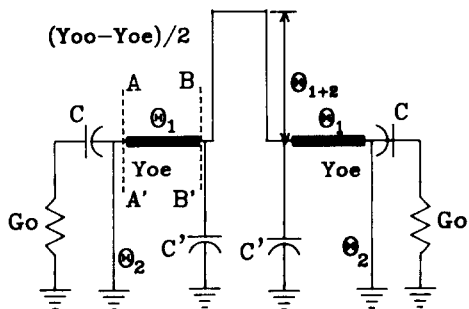


그림 5. (그림 4)의 등가회로  
Fig. 5. Equivalent circuit of (Fig. 4).

와 같이 나타낼 수 있고, BB'면에서 왼쪽으로 본 입력 어드미턴스  $Y_{in}$  은

$$Y_{in} = Y_{oe} \frac{R_e(Y_L) + jI_m(Y_L) + jY_{oe} \tan \theta_1}{Y_{oe} + j[R_e(Y_L) + jI_m(Y_L)] \tan \theta_1} = R_e(Y_{in}) + jI_m(Y_{in}) \quad (5)$$

이며, 여기서  $R_e(Y_{in})$  은

$$R_e(Y_{in}) = Y_{oe} \frac{R_e(Y_L) Y_{oe} (1 + \tan \theta_1)}{[Y_{oe} - I_m(Y_L) \tan \theta_1]^2 + R_e(Y_L)^2 \tan^2 \theta_1}$$

$$I_m(Y_{in}) = Y_{oe} \frac{[I_m(Y_L) + Y_{oe} \tan \theta_1][Y_{oe} - I_m(Y_L) \tan \theta_1]}{[Y_{oe} - I_m(Y_L) \tan \theta_1]^2 + R_e(Y_L)^2 \tan^2 \theta_1}$$

$$- Y_{oe} \frac{R_e(Y_L)^2 \tan \theta_1}{[Y_{oe} - I_m(Y_L) \tan \theta_1]^2 + R_e(Y_L)^2 \tan^2 \theta_1} \quad (6)$$

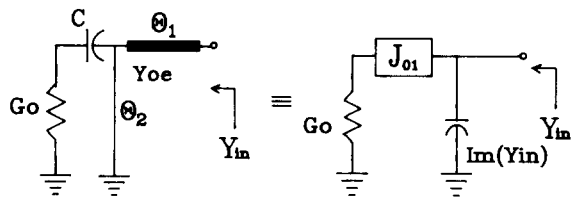


그림 6. 입출력회로의 인버터로의 변환  
Fig. 6. Transformation of input/output circuit into J-inverter.

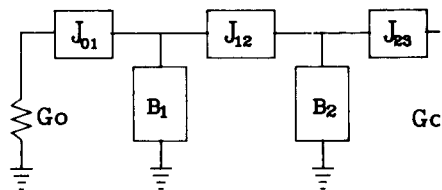


그림 7. J-inverter를 이용한 등가회로  
Fig. 7. Equivalent circuit included J-inverter.

이다.

이제 그림 2에서 제시하는 등가회로를 J-inverter로 변환하고, [1][2] 그림 6의 관계를 이용하면 그림 7과 같이 J-inverter를 포함한 등가회로를 얻을 수 있다.

$$J_{01} = J_{23} = [R_e(Y_{in})G_0]^{1/2} \quad (7)$$

$$J_{12} = \left\{ -\frac{(Y_{00} - Y_{oe})}{2} \cot(\theta_1 + \theta_2) \right\} \quad (8)$$

$$B_{1,2}(\omega) = \omega C' + I_m(Y_{in}) - \frac{(Y_{00} - Y_{oe})}{2} \cot(\theta_1 + \theta_2) \quad (9)$$

식 (9)에서 공진조건으로부터 각 주파수에서의 용량 C' 을 구할 수 있다.

$$C' = \frac{1}{\omega_0} \left[ \frac{Y_{00} - Y_{oe}}{2} \cot(\theta_1 + \theta_2) - I_m(Y_{in}) \right] \quad (10)$$

여기서 용량 C'은 앞서 언급했듯이 높은 임피던스 선로에 연결되어 등가적으로 보이는 용량이다.

### III. 설계 및 실험

전 대역에서 균일한 대역폭을 유지하려면 선로의 길이

가 220MHz에서  $\lambda/8$ (약 171mm)가 되도록 설계해야 하는데 전체회로가 너무 커지게 되므로 335MHz에서  $\lambda/8$ (약 77mm)가 되도록 선로길이를 결정하여 설계된 가변 대역통과 여파기는 통신기기에 장착이 가능하도록 동조 범위가 220MHz-404MHz, 대역폭이 4MHz, 중심주파수로부터 15MHz의 주파수에서 저지대역특성이 -30dB 이하가 되는 특성을 갖도록 하였다. Teflon( $\epsilon_r=2.5$ ,  $H=1.52$ mm) 기판과 NEC ISV214 Varacter 다이오드를 사용하여 실험하였다. 표 1에 각 주파수에서의 Varacter 다이오드의 용량 C와 회로의 칩수를 나타 내었다.

표 1. Varacter 다이오드의 용량변화와 회로의 칩수  
Table 1. Capacitance of Varacter diode and circuit dimension.

주 파 수(MHz)	C(pF)	칩 수(mm) /
220	12.75	W1 5.21
250	9.5	W2 1
280	7.2	S 1.24
310	5.4	L1 57.16
340	4.2	L2 20
370	3.3	L3 40
404	2.4	

- W1 : 결합선로의 폭
- W2 : Varacter에 연결된 선로
- S : 결합선로의 간격
- L1 : 결합선로의  $\theta_1$ 에 해당하는 길이
- L2 : 결합선로의  $\theta_2$ 에 해당하는 길이
- L3 : Varacter에 연결된 선로

표 2. 결합선로의 기·우 모우드 임피던스 및 유효유전율

Table 2. Even and odd mode impedance and effective dielectric constat.

	우모우드	기모우드
유효유전율	2.22	1.97
임피던스	48.9( $\Omega$ )	38.14( $\Omega$ )

실험 및 최적화 결과로부터, 주파수에 따른 결합계수의 변화로 인한 통과 대역폭의 변화를 관찰할 수 있었다. 그리고 자체결합만으로는 저지대역에서의 감쇄특성을 만족시킬수가 없기 때문에 전체 및 자체 결합을 이용하여 원하는 저지대역특성을 얻을 수 있었다.

IV. 결 론

새로운 형태의 마이크로스트립 VHF 가변 대역통과

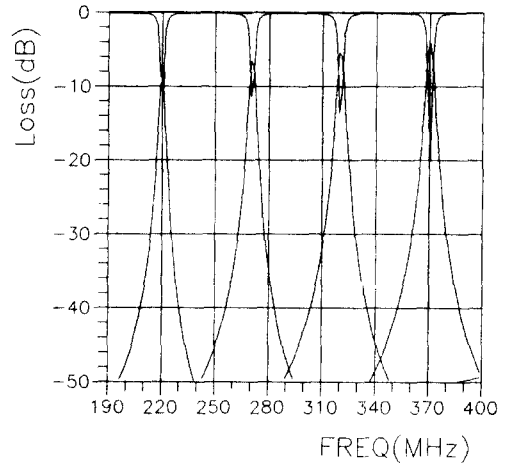


그림 8. 컴퓨터 최적화 결과  
Fig. 8. Optimized results by TOUCH-STONE.

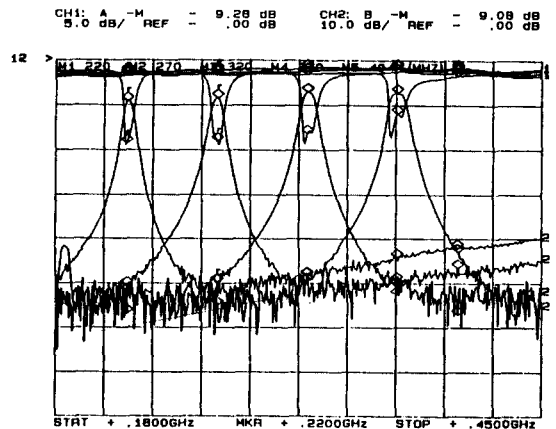


그림 9. 실험 결과  
Fig. 9. Measured results.

여파기의 설계 방법을 제시하였다. 입출력을 콘덴서로 결합시켜 그 크기를 줄였으며, 결합도를 효율적으로 조정하기 위하여 결합선로 사이에 개방선로를 삽입하였다. 최적화 프로그램과 TOUCH-STONE을 이용하여 220MHz-404MHz 대역에서 최적화 설계된 여파기의 특성은 측정 결과와 일치하였다. 이러한 특성을 갖는 여파기는 실제 통신기기에 직접 사용이 가능하다.

V. 参 考 文 献

[1] G. L. Matthaei, "Comblne bandpass filters of

narrow or moderate bandwidth”, the micro-wave journal August, 1963.

[2] 박병호, 조용식, 윤상원, 장익수, “마이크로스트립 Comblin 대역통과 여파기의 설계,” 대한 전자공학 회 마이크로파 및 전파전파 연구회 학술발표회 논문 집. vol. 14, no. 1, 1991.

[3] G. Mattaei, L. Young, and E. M. T. Jones, “Microwave filters, impedance-matching and coupling structures”, Mc Graw Hill, 1964.

[4] Joseph S. Wong, “Microstrip Tapped-Line Filter Design”, MTT, vol. MTT-27, no. 1, JAUNARY. 1979.

著 者 紹 介



**朴 乘 昊 (準會員)**  
 1964年 12月 26日生. 1991年 서강대 전자공학과 졸업. 현재 서강대 전자과 대학원 재학중. 주관심분야는 초고주파 전자파 해석 및 설계 등임.

**尹 相 元 (正會員)** 第26卷 第8號 參照  
 현재 서강대학교 전자공학과 교수

**張 益 洙 (正會員)** 第27卷 第10號 參照  
 현재 서강대학교 전자공학과 교수

**鄭 龍 采 (正會員)**  
 1991年 2月 서강대 전자공학과 대학원 졸업. 현재 삼성전자 정보통신부문 통신연구소 디바이스팀 근무.