

---

# 각지킨 마이크로스트립 대역통과 여파기 설계

신진옥\*, 전성근\*\*, 이문수\*

## Design of a Interdigital Microstrip Bandpass Filter

Jin-Ok Shin\*, Seong-Keun Jeon\*\*, Mun-Soo Lee\*

### 요 약

본 논문에서는 각지킨 마이크로스트립 대역통과 여파기를 설계 및 제작하였다. 각지킨 마이크로스트립 대역통과 여파기는 일반적인 결합 선로 대역통과 여파기에 비해 주파수 선택성과 삽입 손실과 반사 손실 특성이 우수하며, 크기가 작고, 넓은 대역폭을 가진다. 각지킨 마이크로스트립 대역통과 여파기의 구조는 평행 접지판 사이의 준 TEM-모드 마이크로스트립 선로 공진기이다. 각각의 공진 소자의 길이는 중심주파수의  $\lambda_g/4$ 이고, 선로의 한쪽은 단락회로로 종단되고 다른 한쪽은 개방회로로 종단되어 있다. 여파기는 Ensemble(version 5.0) 소프트웨어를 사용하여 최적 설계하였다. 제작된 여파기는 중심주파수 11.2GHz에서 대역폭이 2.52GHz(22.5%), 삽입손실 -1.8dB, 반사손실 -17.0dB의 특성을 나타냈다.

### Abstract

In this paper, a interdigital microstrip bandpass filter is designed. A interdigital microstrip bandpass filter has many advantages such as lower insertion loss, lower return loss, higher frequency selectivity and smaller in size in comparison with the conventional coupled line filter. A interdigital microstrip bandpass filter consists of quasi TEM-mode strip line resonators between parallel ground plane. Each resonator element is a quarter wavelength long of the center frequency and is short circuited at one end and open circuited at the other end. In the filter design, Ensemble software is used. Experimental results show that the bandwidth of interdigital microstrip bandpass filter is 2.52GHz, insertion loss is -1.8dB and return loss is -17.0dB at 11.2GHz.

---

\* 경상대학교 전자공학과

\*\* 경상대학교 정보통신공학과

접수일자 : 2000년 8월 8일

I. 서론

통신분야에서 사용되는 마이크로파 회로들은 공정비용 절감과 경량화 및 소형화를 위하여 마이크로파 집적회로(Microwave integrated circuit, MIC) 및 모노리딕 MIC(Monolithic MIC, MMIC) 등이 요구되고 있다. 이와 같은 추세에 따라 마이크로파 전송선로로 사용되던 동축선로나 도파관이 마이크로스트립 전송선로나 슬롯선로 등과 같은 평면형 마이크로파 전송선로로 대체하기 위한 많은 연구가 진행되고 있다.

통신분야에서 사용되는 스트립 여파기를 설계하기 위한 방법으로 반파장 평행 결합 선로 공진기를 사용한 여파기가 S.B.Chone에 의하여 1958년에 개발되었다<sup>[1]</sup>. 평행 결합 선로 공진기는 여파기 입·출력단의 임피던스가 너무 높고 평행 결합간격이 좁아서 제작상의 어려움이 있다. 이러한 문제점과 소형화를 해결하기 위해 1970년대에 Cristal과 Frankel에 의해 헤어핀 선로를 이용한 여파기<sup>[2]</sup>와 1979년에는 J.S.Wong에 의해 탭핑(tapping)을 이용한 마이크로스트립 여파기가 소개되었고<sup>[3]</sup>, Leo Young, Cohn, G. L. Matthaei 등에 의하여 여러 종류의 마이크로파 여파기가 발표되었다<sup>[4]</sup>.

반파장 공진기를 이용한 여파기가 발전기나 증폭기의 출력 여파기로 사용되면, 고조파가 제거되지 않기 때문에 발전기 또는 증폭기에 잡음이나 왜곡이 발생한다.

이러한 문제를 해결하기 위해 Matthaei, Getsinger 등에 의하여 발표된 깎지킨 마이크로스트립 대역통과 여파기(Interdigital microstrip bandpass filter)는 마이크로스트립 선로들간의 결합 효과를 이용한 여파기이며, 주파수 선택성과 통과 대역에서의 삽입 손실 면에서 매우 우수하다<sup>[5]</sup>. 또한 깎지킨 마이크로스트립 대역통과 여파기는  $\lambda/2$  선로 결합 선로 여파기와는 달리  $\lambda/4$  길이의 선로만을 사용하므로 여파기의 크기가 작아지고 손실 특성이 우수하다는 장점이 있다.

깎지킨 마이크로스트립 대역통과 여파기는 선로의 끝이 개방되어 있으며, 모든 마이크로스트립 선로들이 공진기로 동작한다. 이러한 깎지킨 마이크로스트립 대역통과 여파기들은 넓은 대역폭을 가

지는 경우(30%이상)에 매우 실용적으로 설계되어 제작될 수 있으나 좁은 대역폭을 가지는 여파기를 설계할 때에는 첫 번째와 마지막 선로의 임피던스 값이 매우 높아 제작이 어렵게 된다.

본 논문에서는 유전율 2.5의 저유전체 기판을 이용한 중심주파수가 11.2GHz에서 동작하는 마이크로스트립 선로를 결합소자로 사용한 깎지킨 마이크로스트립 대역통과 여파기를 설계한다. 이미 Matthaei가 발표한 근사식을 이용하여 선로의 용량을 구한 다음, 이를 이용하여 마이크로스트립 선로의 간격과 폭을 구한다. 그리고, 여파기 설계는 Ensemble(version 5.0) 소프트웨어를 사용하여 최적 설계한다. 제작된 여파기를 측정한 결과 대역폭은 중심주파수 11.2GHz에서 2.52GHz로 약 22.5%의 넓은 대역폭을 가진다.

II. 마이크로스트립 결합선로의 전기적 특성

그림 1은 마이크로스트립 결합 선로와 등가회로이다<sup>[6]</sup>.

마이크로스트립 결합 선로의 전기적 특성은 TEM 전송 모드로 선로상의 전파속도와 선로 사이의 실효 커패시턴스로 구할 수 있다. 그림 1(b)에서  $C_{12}$ 는 접지도체를 고려하지 않은 두 스트립 도체 사이의 커패시턴스를 나타내고,  $C_{11}$ 과  $C_{22}$ 는 스트립 도체와 접지 사이의 커패시턴스를 나타낸다. 스트립 도체가 접지 도체의 크기와 상대적 위치가 동일하다면  $C_{11} = C_{22}$ 이다.

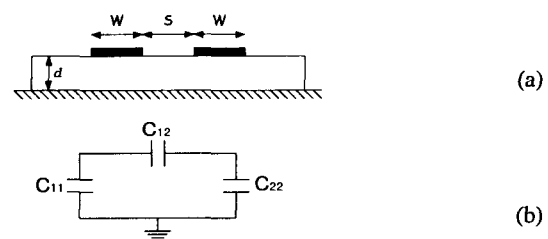


그림 1. (a) 결합선로의 구조 (b) 등가회로  
Fig. 1. (a) Geometry of a coupled microstrip (b) Equivalent capacitance network

평행 결합 선로를 고려해 보면 스트립 도체에서

의 전류가 같은 진폭과 같은 방향을 갖는 우 모드와 스트립 도체에서의 전류가 같은 진폭과 반대 방향을 갖는 기 모드로 나눌 수 있다. 우 모드와 기 모드의 전개분포는 그림 2에 나타나 있다. 우 모드의 전개분포는 그림 2(a)와 같이 중심선에 대해 우 대칭이고 두 스트립 사이에는 전류가 흐르지 않는다. 그러므로 그림 2(a)와 같이 등가회로로 나타내면  $C_{12}$ 는 개방회로가 된다. 우 모드에서 커패시턴스  $C_e$ 는 다음과 같다.

$$C_e = C_{11} = C_{22} \dots\dots\dots (1)$$

두 스트립의 폭이 같고, 스트립과 접지면 사이의 거리가 같다면 우 모드에서 특성 임피던스는 다음과 같다.

$$Z_{0e} = \sqrt{L/C_e} = \sqrt{LC_e}/C_e = 1/vC_e \dots\dots (2)$$

여기서  $v$ 는 선로에서 전파속도이다.

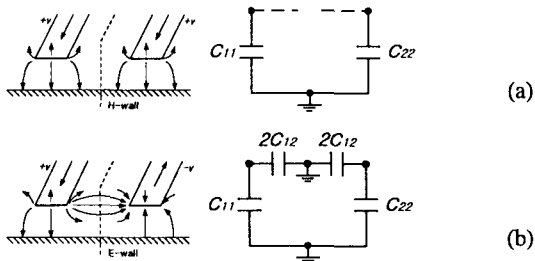


그림 2. 우 모드와 기 모드의 급전과 등가 커패시턴스 회로 : (a) 우 모드 급전, (b) 기 모드 급전

Fig. 2. Even-mode and odd-mode excitations for a coupled line, and the resulting equivalent capacitance networks : (a) Even-mode excitation, (b) Odd-mode excitation

기 모드에 대한 전자계는 중앙 선로에 대해 기 대칭을 갖고, 전압 영점(voltage null)은 두 스트립 도체 사이에 존재한다. 등가회로에서 보여진 것처럼  $C_{12}$ 의 중심이 접지된 것으로 가정할 수 있다. 이 경우 스트립 도체와 접지 사이의 유효 커패시턴스  $C_0$ 는 다음과 같다.

$$C_0 = C_{11} + 2C_{12} = C_{22} + 2C_{12} \dots\dots\dots (3)$$

기 모드에 대한 특성 임피던스는 다음과 같다.

$$Z_{0o} = 1/vC_0 \dots\dots\dots (4)$$

### III. 짝지긴 마이크로스트립 대역통과 여파기

#### 1. 여파기 구조

그림 3은 짝지긴 마이크로스트립 대역통과 여파기의 구조이다. 그림에서 보는 것처럼 여파기의 구조는 평행 접지면 사이의 TEM-mode 스트립 선로 공진기로 이루어져 있다. 각각의 공진 소자의 길이는 중심 주파수의  $\lambda_g/4$ 이고, 한쪽은 단락회로로 종단되고, 다른 한쪽은 개방회로로 종단되어 있다.

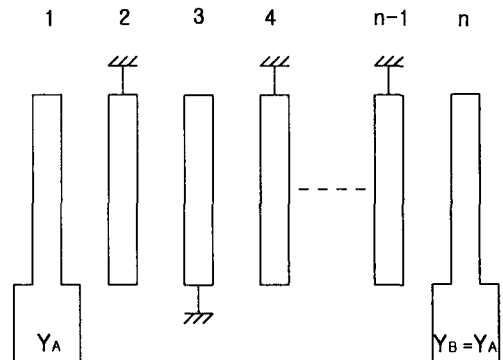


그림 3. 짝지긴 마이크로스트립 대역통과 여파기 구조

Fig. 3. Interdigital bandpass filter with short-circuited lines at the ends

결합(coupling)은 근접한 공진 소자들 사이의 프링징 필드(fringing field)를 이용하여 얻어진다. 그림 1의 선로 2부터 n-1은 공진기로 동작하며, 선로 1과 n은 공진기가 아닌 임피던스 변환기로 동작한다. 그래서 n-1개의 소자를 이용한 저역통과 기본형은 n+1개의 소자를 가지는 여파기로 동작한다.<sup>[4]</sup>

그림 4는 여파기에 사용되는 평행 결합선로의 배열을 나타낸다. 이 구조의 전기적인 특성은 접지에 대한 각각 선로(bar)의 단위 길이당 자기 커패

시턴스  $C_k$ 와 근접한 선로  $k$ 와  $k+1$  사이의 단위 길이당 상호 커패시턴스  $C_{k,k+1}$ 의 항으로 나타낼 수 있다.

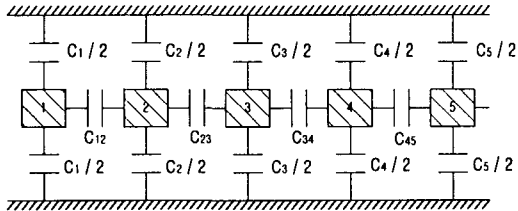


그림 4. 접지면 사이에 위치한 평행결합 선로의 배열 단면도

Fig. 4. Cross section of an array of parallel-coupled lines between ground planes

2. 여파기의 파라미터

2-1. 여파기의 어드미턴스

그림 3과 같은 구조에서 여파기의 어드미턴스는 다음과 같다.<sup>[4]</sup>

$$\frac{Y_2}{Y_A} = \frac{\omega_1 g_2}{2g_0} \tan \theta_1 + N_{23} - \frac{J_{23}}{Y_A} \dots\dots\dots (5)$$

$$\frac{Y_k}{Y_A} = N_{k-1,k} + N_{k,k+1} - \frac{J_{k-1,k}}{Y_A} - \frac{J_{k,k+1}}{Y_A} \dots\dots\dots (6)$$

$$\frac{Y_{n-1}}{Y_A} = \frac{\omega_1(2g_0g_{n-1} - g_2g_{n+1})\tan \theta_1}{2g_0g_{n+1}} + N_{n-2,n-1} - \frac{J_{n-2,n-1}}{Y_A} \dots\dots\dots (7)$$

여기서,  $Y_A = Y_B$ 는 종단된 마이크로스트립 선로의 특성 어드미턴스( $Y_A = 0.02$ )이다. 그리고,  $\theta_1$ 은 전기적인 길이이고,  $J_{k,k+1}$ 은 어드미턴스의 인버터이다.

$$N_{k,k+1} = \sqrt{\left(\frac{J_{k,k+1}}{Y_A}\right)^2 + \left(\frac{\omega_1 g_2 \tan \theta_1}{2g_0}\right)^2} \dots\dots\dots (8)$$

$(k=2, \dots, n-2)$

$$\frac{J_{k,k+1}}{Y_A} = \frac{g_2}{g_0 \sqrt{g_k g_{k+1}}} \quad (k=2, \dots, n-2) \dots\dots\dots (9)$$

$$\frac{J_{n-2,n-1}}{Y_A} = \frac{1}{g_0} \sqrt{\frac{g_2 g_0}{g_{n-2} g_{n+1}}} \dots\dots\dots (10)$$

$$\theta_1 = \frac{\pi}{2} \frac{\omega_1}{\omega_0} = \frac{\pi}{2} \left(1 - \frac{\omega}{\omega_0}\right) \dots\dots\dots (11)$$

여기서,  $g_0, g_1, \dots, g_{n+1}$ 은 표 1에서 구할 수 있다.<sup>[6]</sup>

표 1. 최대평탄 저역통과 여파기 기본형의 소자값  
Table 1. Element values for maximally flat low-filter prototype

( $g_0 = 1, \omega_c = 1, n = 1$  to 10, 0.1 dB ripple)

Value of n	$g_1$	$g_2$	$g_3$	$g_4$	$g_5$	$g_6$	$g_7$	$g_8$	$g_9$	$g_{10}$	$g_{11}$
1	2.0000	1.0000									
2	1.4142	1.4142	1.0000								
3	1.0000	2.0000	1.0000	1.0000							
4	0.7654	.8478	1.8478	0.7654	1.0000						
5	0.6180	1.6180	2.0000	1.6180	0.6180	1.0000					
6	0.5176	1.4142	1.9318	1.9318	1.4142	0.5176	1.0000				
7	0.4450	1.2470	1.8019	2.0000	1.8019	1.2470	0.4450	1.0000			
8	0.3902	1.1111	1.6629	1.9615	1.9615	1.6629	1.1111	0.3902	1.0000		
9	0.3473	1.0000	1.5321	1.8794	2.0000	1.8794	1.5321	1.0000	0.3473	1.0000	
10	0.3129	0.9060	1.4142	1.7820	1.9754	1.9754	1.7820	1.4142	0.9060	0.3129	1.0000

2-2. 정규화된 자기 커패시턴스와 상호 커패시턴스  
마이크로스트립 선로간의 자기 커패시턴스는 2-1절에서 구한 어드미턴스를 이용하여 다음과 같이 구한다.<sup>[4]</sup>

$$C_1/\epsilon = \frac{376.7}{\sqrt{\epsilon_r}} Y_A \left(\frac{1-\sqrt{h}}{Z_1/Z_A}\right) \dots\dots\dots (12)$$

$$C_2/\epsilon = \frac{376.7}{\sqrt{\epsilon_r}} Y_A h \left(\frac{Y_2}{Y_A}\right) - \sqrt{h} \frac{C_1}{\epsilon} \dots\dots\dots (13)$$

$$C_k/\epsilon = \frac{376.7}{\sqrt{\epsilon_r}} Y_A h \left(\frac{Y_k}{Y_A}\right) \quad (k=3, \dots, n-2) \dots\dots\dots (14)$$

$$C_{n-1}/\epsilon = \frac{376.7}{\sqrt{\epsilon_r}} Y_A h \left(\frac{Y_{n-1}}{Y_A}\right) - \sqrt{h} \frac{C_n}{\epsilon} \dots\dots\dots (15)$$

$$C_n/\epsilon = \frac{376.7}{\sqrt{\epsilon_r}} Y_A \frac{1-\sqrt{h}}{(Z_n/Z_A)} \dots\dots\dots (16)$$

$$Z_1/Z_A = \omega_1 g_0 g_1 \tan \theta_1 \dots\dots\dots (17)$$

여기서,  $\epsilon$  은 유전율,  $\epsilon_r$  은 매질의 비유전율이고,  $h$  는 어드미턴스를 결정하기 위해 임의로 정한 단위가 없는 어드미턴스 변환 계수(admittance scale factor)이다( $h \approx 0.9$ ). 그리고, 인접 마이크로스트립 선로간의 정규화된 상호 커패시턴스는 다음과 같다.

$$\frac{C_{12}}{\epsilon} = \frac{376.7}{\sqrt{\epsilon_r}} Y_A \frac{\sqrt{h}}{(Z_1/Z_A)} \dots\dots (18)$$

$$\frac{C_{k,k+1}}{\epsilon} = \frac{376.7}{\sqrt{\epsilon_r}} h Y_A \left( \frac{J_{k,k+1}}{Y_A} \right) \quad (k=2, \dots, n-2) \dots (19)$$

$$\frac{C_{n-1,n}}{\epsilon} = \frac{376.7}{\sqrt{\epsilon_r}} Y_A \frac{\sqrt{h}}{(Z_n/Z_A)} \dots\dots (20)$$

2-3. 마이크로스트립 선로의 폭과 간격

두 개의 도체가 서로 평행하게 결합된 선로의 커패시턴스와 프린징 커패시턴스를 나타낸 그림 5에서 마이크로스트립 선로간의 간격  $S_{k,k+1}$  은 인접한 마이크로스트립 선로간의 정규화 상호 커패시턴스를 이용하여 다음과 같이 구한다.<sup>[7]</sup>

$$(\Delta C)_{k,k+1}/\epsilon = C_{k,k+1}/\epsilon \dots\dots (21)$$

$$S_{k,k+1} = \frac{2}{\pi} \tanh^{-1} \left[ \exp \left( \frac{-\pi C_{k,k+1}}{2\epsilon} \right) \right] \dots\dots (22)$$

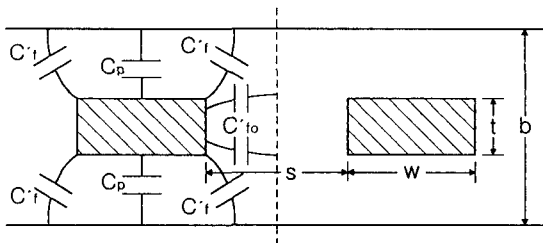


그림 5. 두 개의 평행판 사이에 결합 선로  
Fig. 5. Coupled rectangular bars centered between parallel plates

하나의 도체로부터 접지면 사이의 정규화된 우 모드 커패시턴스  $C_{0ek,k+1}/\epsilon$  와 기 모드 커패시턴

스  $C_{0ok,k+1}/\epsilon$  는 다음과 같다.

$$C_{0ek,k+1}/\epsilon = 2(C_{pk}/\epsilon + C'_{fek,k+1}/\epsilon + C'_{fk,k+1}/\epsilon) \quad (23)$$

$$C_{0ok,k+1}/\epsilon = 2(C_{pk}/\epsilon + C'_{fok,k+1}/\epsilon + C'_{fk,k+1}/\epsilon) \quad (24)$$

여기서,  $C'_{fek,k+1}$  은 우 모드 프린징 커패시턴스,  $C'_{fok,k+1}$  는 기 모드 프린징 커패시턴스이고,  $C_{pk}$  는  $k$  번째 선로에서 접지면까지의 평행판 커패시턴스로

$$C_{pk}/\epsilon = 2(W/b/1-t/b) \dots\dots\dots (25)$$

이다. 여기서,  $W$  와  $t$  는 도체의 폭과 두께이며,  $b$  는 기판의 두께이다.

두 도체 사이의 커패시턴스는

$$\Delta C_{k,k+1}/\epsilon = 1/2(C_{0ok,k+1}/\epsilon - C_{0ek,k+1}/\epsilon) \dots\dots (26)$$

으로 되며, 식(23)과 (24)를 식(26)에 대입하면 다음과 같다.

$$\Delta C_{k,k+1}/\epsilon = C'_{fok,k+1}/\epsilon - C'_{fek,k+1}/\epsilon \dots\dots (27)$$

식(23)에 식(25)을 대입하여 구한 결합 선로의 폭은 다음과 같다.<sup>[8]</sup>

$$\frac{W}{b} = \frac{1}{2} \left( 1 - \frac{t}{b} \right) \left( \frac{1}{2} \frac{C_{0ok,k+1}}{\epsilon} - \frac{C'_{fek,k+1}}{\epsilon} - \frac{C'_{fk,k+1}}{\epsilon} \right) \dots (28)$$

위의 식에서  $C'_{fek,k+1}$  과  $C'_{fk,k+1}$  의 값은  $\Delta C_{k,k+1}/\epsilon$  의 값과 그림 6과 그림 7을 이용하여 구한다. 또한 도체 사이의 간격은  $\Delta C_{k,k+1}/\epsilon$  의 값과 그림 6으로부터 결정할 수 있다. 그리고, 처음과 마지막 결합 선로의 폭  $W_0$  는 다음과 같다.

$$W_0 = \frac{b}{2} \left[ \frac{1}{2} \frac{C_0}{\epsilon} - 0.04413 - \frac{C_{f01}}{\epsilon} \right] \dots\dots\dots (29)$$

만일,  $k$  번째 결합 선로의 폭이  $W_k/b < 0.35$  이면,  $k$  번째 결합 선로의 폭은 다음과 같다.

$$W_k = (0.07b + W_0)/1.2 \dots\dots\dots (30)$$

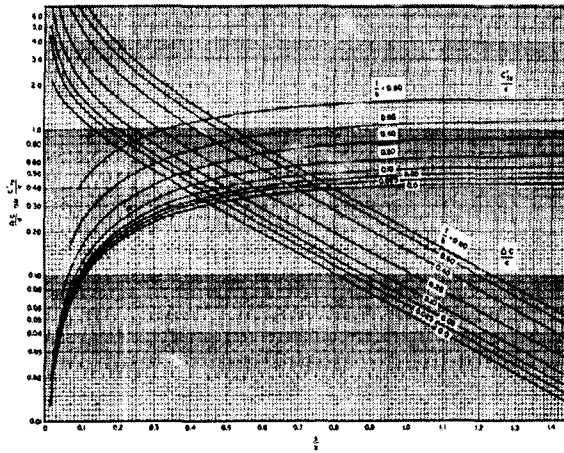


그림 6. 선로의 폭과 우 모드, 프링징 커패시턴스의 관계

그림 6. Fringing capacitance for coupled rectangular bars

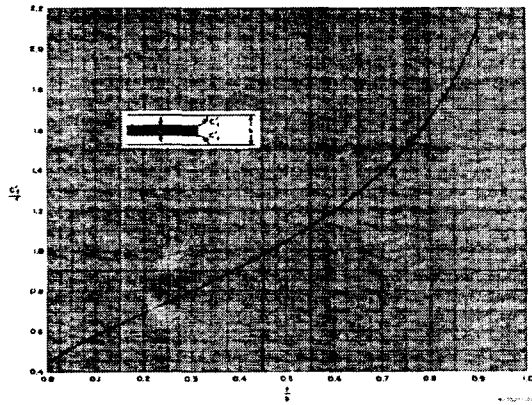


그림 7. 독립된 선로의 폭과 프링징 커패시턴스와의 관계

Fig. 7. Fringing capacitance for an isolated rectangular bars

#### IV. 설계 및 실험

##### 1. 설계

각지긴 마이크로스트립 대역통과 여파기의 구조는 그림 8과 같다.

여파기의 중심주파수는 11.2GHz이며, 대역 ripple은 0.1dB이고, 비대역폭은 23%이다. 여파기 제작에

사용된 Taconic 기판의 유전율은 2.5, 두께는 0.504mm이며, 손실탄젠트(loss tangent,  $\tan \delta$ )는 0.0001이다.

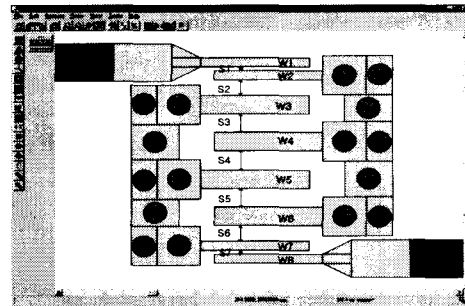


그림 8. 설계된 각지긴 마이크로스트립 대역통과 여파기의 구조

Fig. 8. Geometry of the interdigital bandpass filter

설계는 모멘트법을 사용한 소프트웨어 Ensemble (version 5.0)을 사용하여 스트립 라인의 접지면 크기, via hole의 크기, 스트립 라인의 종단부에서 접지면까지의 간격을 조절하여 최적화하고, 마이크로스트립 선로들의 폭과 간격은 표 2와 같다.

표 2. 각지긴 마이크로스트립 대역통과 여파기의 디멘션

Table 2. Dimensions of Interdigital bandpass filter

선로 번호	선로폭(mm)	선로간격 번호	선로 간격(mm)
W1	0.35	S1	0.14
W2	0.35	S2	0.58
W3	0.71	S3	0.69
W4	0.72	S4	0.71
W5	0.72	S5	0.69
W6	0.71	S6	0.58
W7	0.35	S7	0.14
W8	0.35		

그림 9는 계산된 각지긴 마이크로스트립 대역통과 여파기의 삽입손실과 반사손실, 그림 10은 계산된 고조파응답, 그림 11은 실제 제작한 여파기의 사진이다.

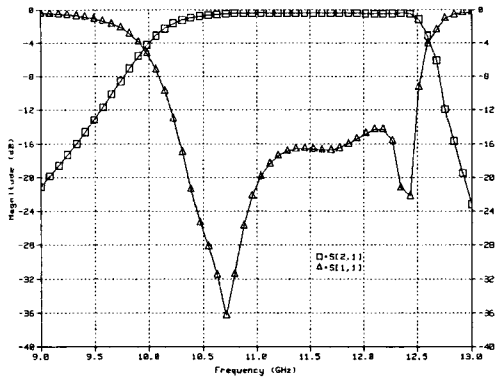


그림 9. 계산된 삽입손실과 반사손실  
Fig. 9. Calculated insertion loss and return loss

을 측정된 결과이다.

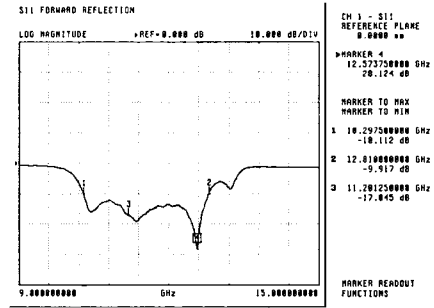


그림 12. 측정된 반사손실  
Fig. 12. Measured return loss

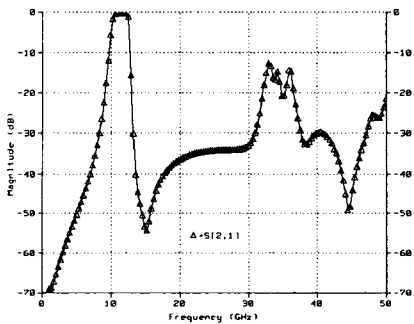


그림 10. 계산된 고조파응답  
Fig. 10. Calculated harmonic response.

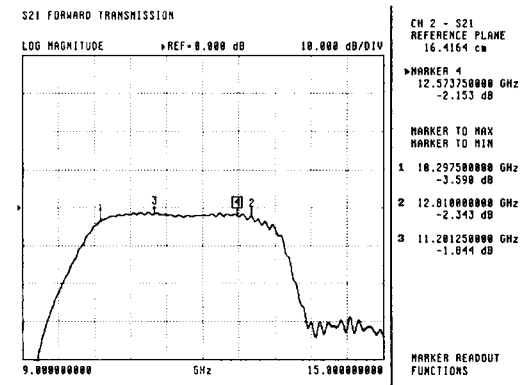


그림 13. 측정된 삽입손실  
Fig. 13. Measured insertion loss.

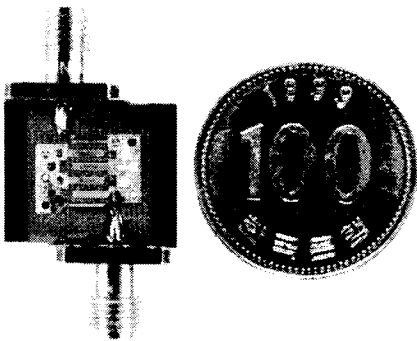


그림 11. 제작된 여파기의 사진  
Fig. 11. Photograph of a fabricated filter

2. 실험결과

그림 12와 그림 13은 반사손실과 삽입손실 특성

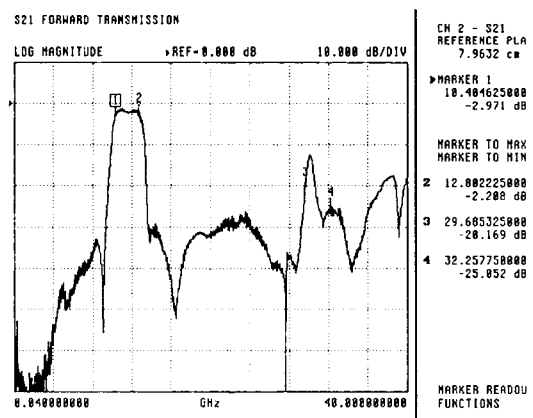


그림 14. 측정된 고조파응답  
Fig. 14. Measured harmonic response

V. 결 론

본 논문에서는 중심주파수 11.2GHz에서 동작하는 깎지킨 마이크로스트립 대역통과 여파기를 설계·제작하였다. 제작된 여파기는 중심주파수 11.2GHz에서 대역폭이 2.55GHz(비대역폭 22.5%)로 측정되었다. 삽입손실은 중심주파수 11.2GHz에서 1.8dB로 나타나 설계치보다 약간의 오차가 발생하였다. 이것은 마이크로스트립 선로상의 방사손실, 도체손실과 유전체손실 그리고, 여파기 제작시 오차 등에 기인한 것 같다.

본 논문에서 설계·제작한 여파기는 설계치와 측정치의 특성이 아주 유사하게 나타났으며, 크기가 작고, 구조가 간단하고, 광대역 특성을 가지며, 삽입손실이 우수하다. 또한 고주파응답특성도 설계치와 측정치가 유사하게 나타나며, 설계와 제작이 간단하여 발전기나 증폭기, 믹서 등 비선형 능동회로의 입·출력단과 각종 마이크로파 통신 장비, 레이더 장비 등의 다양한 용도에 많이 응용될 수 있다.

Reference

[1] S. B. Cohn, "Parallel-Coupled Transmission Line-Resonator Filter.", IRE Trans. Microwave Theory Tech., Vol. MTT-6, pp. 223-231, Apr. 1958.

[2] E. G. Cristal and S. Frankel, "Hairpin-line and hybrid hairpin-line/half-wave parallel-coupled-line filters", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol. MTT-20, pp. 719-728, Nov. 1972.

[3] J. S. Wong, "Microstrip Tapped-Line Filter Design", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol. MTT-27, pp. 44-50, Jan. 1970.

[4] Georhe L. Matthaei and Leo Young and E .M t. Jones, Microwave Filters, Impedance Matching Networks, and Coupling Structures, New York : McGraw-Hill, 1964

[5] George L. Matthaei, "Interdigital band-pass filters", IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-10, pp. 479-491, Nov. 1962.

[6] D. M. Pozar, Microwave Engineering, Addison-Wesley, 1990.

[7] Robert E. Collin, Foundation for Microwave Engineering, McGRAW-HILL, Inc.1992.

[8] Willjam J. Getsinger, "Coupled Rectangular Bars Between Parallel Plates", IRE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. PGM-TT-23, pp.65-72, Jan. 1962.



신 진 옥(Jin-Ok shin)  
1998년 2월 진주산업대학교 전 자공학과(공학사)  
2000년 8월 경상대학교 교육대 학원 공업교육전공 (교육석사)

\*관심분야 : 초고주파 회로 및 안테나



전 성 근(Seong-Keun Jeon)  
1971년 2월 한국항공대학 통신 공학과(공학사)  
1982년 8월 전국대학교 대학원 전자공학과 (공학석사)  
1996년 8월 경상대학교 대학원

전자공학과(공학박사)

1979년 3월~1995년 2월 통영수산전문대학 교수  
1995년 3월~현재 경상대학교 정보통신공학과 교수

\* 관심분야 : 전자장 및 마이크로파 회로설계



이 문 수(Mun-Soo Lee)  
1970년 2월 한국항공대학교 향 공통신공학과(공학사)  
1980년 2월 한양대학교 대학원 전자통신공학과(공학 석사)

1984년 8월 한양대학교 대학원 전자통신공학과(공 학박사)

1981년 3월~1986년 2월 제주대학교 통신공학과



부교수  
1986년 8월~1987년 8월 미국 COMSAT 연구소 연  
구원  
1986년3월~현재 경상대학교 공과대학 전자공학과  
교수

1997년 9월~1999년 8월 경상대학교 부설 정보통신  
연구원 소장  
1998년 8월~2000년 7월 영남지방 전자과학회 지  
부장  
\* 관심분야 : 이동통신, 마이크로파, 안테나 GIS 등