

## 안쪽 결합된 헤어핀 공진기를 이용한 대역통과 MIC여파기 설계

正會員 李 東 喆\* 正會員 全 聖 根\* 正會員 鄭 宗 哲\*\*  
正會員 周 昌 福\*\*\* 正會員 李 文 秀\*

### Design of Bandpass MIC Filters Using Inside Coupled Hair-Pin Resonators

Dong Cheol Lee\*, Sung Keun Jeon\*, Jong Chul Jung\*\*,  
Chang Bok Joo\*\*\*, Mun Soo Lee\* *Regular Members*

#### 要 約

본 연구에서는 헤어핀 공진기를 이용하여 L대역 대역통과 MIC여파기를 설계하였다. 여파기의 크기를 줄이기 위해 헤어핀 공진기 간의 결합을 일반결합 대신에 안쪽결합 또는 혼합결합을 사용할 수 있다. 안쪽 결합을 사용한 4개의 공진기로 된 여파기는 일반결합 여파기 보다 크기가 20~30% 감소되었다.

#### ABSTRACT

In this paper, a MIC bandpass filter for L-band is designed using hair-pin resonators. The coupling between the hair-pin resonators in the filter can be implemented with inside coupling or hybrid coupling instead of conventional coupling in order to reduce the filter size. The filter with four resonators using inside coupling is smaller in size by 20~30% than that of outside coupling.

#### I. 서 론

GaAs MESFET, HEMT등의 마이크로파용 능동 소자와 반도체 기술의 발달로 마이크로파 회로도 MIC 또는 MMIC화 되고 있다. 마이크로파 통신시스템에 가장 많이 사용하는 여파기도 MIC화 되어야 함은 당연한 추세이다.

최근에는 이동무선통신 수요의 급격한 증가로 인하여 1GHz 이하의 주파수 대역은 주파수 자원이 거

의 포화 상태에 달하였다. 따라서 L대역을 사용해야 할 시기가 도래하게 되고 L대역 MIC 대역통과 여파기에 사용될 저손실의 소형 공진기 개발이 필요하게 되었다. 이와같은 필요에 따라 Morikazu Sagawa et al<sup>[1]</sup>이 헤어핀형 마이크로스트립 공진기를 사용하여 MIC 대역통과 여파기를 개발하였다. 이 여파기는 크기가 아주 작아 소형 여파기로는 적합하나 구조상 더 이상의 조정의 여지가 없다.

본 연구에서는 마이크로스트립 스텝 임피던스 공진기<sup>[2],[3]</sup>(Step Impedance Resonator: SIR)를 헤어핀형으로 만들고, 여러개의 헤어핀형 SIR을 결합하여 L대역 MIC 대역통과 여파기를 설계한다. SIR의

\*慶尙大學校 電子工學科  
\*\*國防科學技術研究所  
\*\*\*慶南大學校 電子工學科  
論文番號 : 93-133

임피던스비  $K$ 를 조정하면 고조파 분포의 조정이 가능하며, 여파기의 크기를 줄이기 위한 방법으로 SIR 간의 결합을 일반결합, 안쪽결합, 혼합결합으로 각각 만들어 크기를 비교해 본다. 마이크로파 CAD 소프트웨어인 Microwave Harmonica를 이용하여 최적설계하고 포토에칭법으로 여파기를 제작하여 특성을 실험적으로 고찰한다.

II. 일반형 HPR(CHPR)을 이용한 여파기 설계

그림 1은 HPR의 구조로서 (a)는 일반형 HPR (Conventional HPR : CHPR)이라 하고 (b)는 미니형 HPR(Miniaturized HPR : MHPR)이라 하여 각각 CHPR, MHPR이라 부르기로 한다.

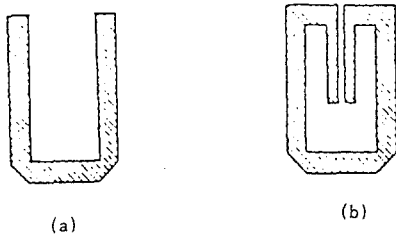


그림 1. HPR의 구조  
Fig. 1. Structure of the HPR

1. CHPR의 공진특성

CHPR은 SIR(Step Impedance Resonator)에서 임피던스 비  $K$ 가 1인 반파장 공진기를 헤어핀 모양으로 구부린 형태로 볼 수 있으며  $K$ 가 1이 아닌 경우에도 헤어핀 모양으로 공진기를 구부려 여파기 소자로 이용할 수 있다. CHPR의 공진특성은 반파장 SIR의 공진특성과 같다. 그림 2는 SIR의 구조를 나타낸 것이다.

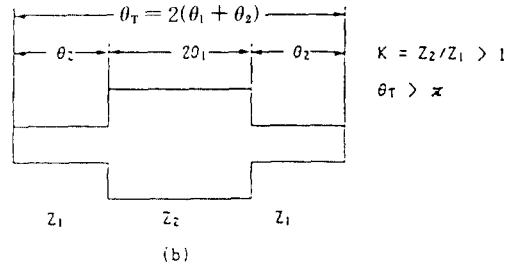
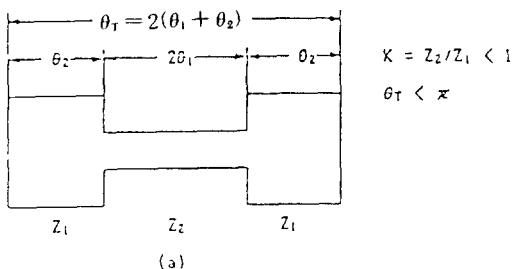


그림 2. SIR의 구조  
Fig. 2. Structure of the SIR

1.1 기본 공진조건

그림 2의 SIR의 입력 어드미턴스  $Y_i$ 는 다음과 같이 쓸 수 있다.<sup>[3]</sup>

$$Y_i = jY_2 \frac{2(K \tan \theta_1 + \tan \theta_2)(K - \tan \theta_1 \tan \theta_2)}{K(1 - \tan^2 \theta_1)(1 - \tan^2 \theta_2) - 2(1 + K^2) \tan \theta_1 \tan \theta_2} \quad (1)$$

여기서  $K$ 는  $Z_1$ 과  $Z_2$ 의 임피던스비이다.

공진시 공진기의 입력 어드미턴스는 0이 되며, 이 공진조건에서  $K$ 는

$$K = \tan \theta_1 \tan \theta_2 \quad (2)$$

이다. 공진기 전체 길이  $\theta_T$ 와  $\theta_1$  사이의 관계는 식 (2)로부터 다음과 같이 된다.

$$\tan \frac{\theta_T}{2} = \frac{1}{1-K} \left( \frac{K}{\tan \theta_1} + \tan \theta_1 \right), \quad K \neq 1 \quad (3)$$

$$\theta_T = \pi, \quad K = 1$$

$K = 1$ 은 공진기 선로 임피던스가 균일한 경우로 그림 1(a)의 CHPR은 여기에 해당 된다.

식 (3)을 이용하여  $K$ 값의 변화에 따른  $\theta_1$ 과  $\theta_T$ 의 관계를 그리면 그림 3과 같이 된다. 그림 3에서  $0 < K < 1$  일때는  $\theta_T$ 가 최소값,  $K > 1$ 이면 최대값을 가질 수 있다. 식 (3)을  $\theta_T$ 로 미분 하면

$$\frac{1}{1-K} (\tan^2 \theta_1 - K) \sin \theta_1 = 0 \quad (4)$$

$$\theta_1 = \tan^{-1} \sqrt{K} = \theta_2 \quad (5)$$

를 얻는다. 실제 여파기에서  $\theta_1 = \theta_2$ 로 하는 것이 설계

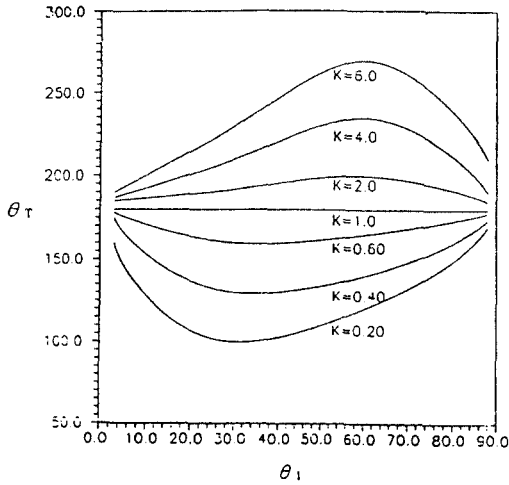


그림 3. SIR의 공진조건

Fig. 3. Resonance condition of the SIR

식을 간단히하여 편리하다. 따라서  $\theta_1 = \theta_2 = \theta$ 로 하면 식 (1)은

$$Y_1 = jY_2 \frac{2(1+K)(K - \tan^2\theta) \tan\theta}{K - 2(1+K+K^2)\tan^2\theta + K\tan^4\theta} \quad (6)$$

된다. 식 (6)으로 부터 공진길이  $\theta_0$ 는

$$\tan^2\theta_0 = K, \quad \theta_0 = \tan^{-1}\sqrt{K} \quad (7)$$

이 된다.

### 1.2 고조파 공진 주파수

고조파 공진 주파수를  $f_{sn}(n=1, 2, 3, \dots)$ , 고조파 공진길이를  $\theta_{sn}(n=1, 2, 3, \dots)$ 이라 하면, 식 (6)에서  $Y_1=0$ 의 조건으로 부터,

$$\tan\theta_{s1} = \infty, \quad \tan\theta_{s2} - K = 0, \quad \tan\theta_{s3} = 0 \quad (8)$$

이 되고, 이때

$$\frac{f_{s1}}{f_0} = \frac{\theta_{s1}}{\theta_0} = \frac{\pi}{2 \tan^{-1}\sqrt{K}}$$

$$\frac{f_{s2}}{f_0} = \frac{\theta_{s2}}{\theta_0} = 2\left(\frac{f_{s1}}{f_0}\right) - 1$$

$$\frac{f_{s3}}{f_0} = \frac{\theta_{s3}}{\theta_0} = 2\left(\frac{f_{s1}}{f_0}\right) \quad (9)$$

의 관계가 있다.

그림 4는 임피던스 비 K에 따른 고조파 공진주파수 분포를 나타낸 것이다. 이 그림에서 고조파 분포는 K값에 따라 변함을 알 수 있으며 이것이 SIR의 주요한 특성이 된다.

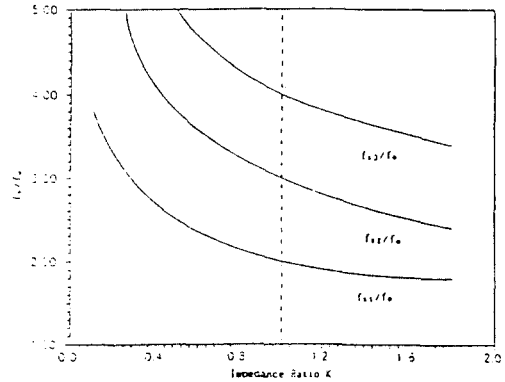


그림 4. SIR의 고조파 공진 주파수

Fig. 4. Spurious resonance frequencies of the SIR

### 2. SIR의 서셉턴스 슬로프 계수(Susceptance Slope Parameter)

공진기의 공진특성을 알려면 공진주파수  $\omega_0$ 와 공진기의 서셉턴스 슬로프계수와와의 관계를 설정하는 것이 편리하다. 병렬형 공진기의 서셉턴스 슬로프계수는 [4]

$$b = \frac{\omega_0}{2} \left. \frac{dB}{d\theta} \right|_{\omega = \omega_0} \quad (10)$$

로 정의 한다. 여기서 B는 공진기의 서셉턴스이다. SIR의 경우

$$b = \frac{\theta_0}{2} \left. \frac{dB}{d\theta} \right|_{\theta = \theta_0} \quad (11)$$

$$= \frac{\theta_0}{2} 2(1+K) \frac{2}{1+K} Y_2 = 2\theta_0 Y_2 \quad (12)$$

이다. K=1인 반파장 공진기의 경우  $\theta_0 = \pi/4$  이므로

$$b = (\pi/2) Y_0 \quad (13)$$

이 된다.

3. 평행 결합선로

3.1 평행 결합선로와 어드미턴스 인버터와의 관계

그림 5(a)는 전기적 길이가  $\theta$ 인 결합선로의 우·기 임피던스  $Z_{oe}$ 와  $Z_{oo}$ 를 나타낸 것이다. 그림 5(b)는 길이가  $\theta$ , 특성임피던스가  $Z_0$ 인 두개의 단일 선로 사이에 어드미턴스 인버터가 연결된 것으로<sup>[5]</sup>

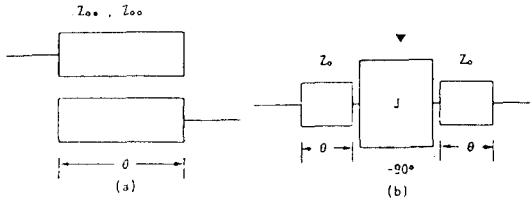


그림 5. 평행 결합선로와 그의 등가회로  
Fig. 5. Parallel coupled line and its equivalent circuit

그림 5(b)가 그림 5(a)의 등가 회로가 되기 위해서는 두 회로의 ABCD matrix가 같아야 한다. 그림 5(a)의 ABCD matrix는

$$[Fa] = \begin{bmatrix} \frac{Z_{oe} + Z_{oo}}{Z_{oe} - Z_{oo}} \cos \theta & j \frac{(Z_{oe} - Z_{oo})^2 + (Z_{oe} + Z_{oo})^2 \cos^2 \theta}{2(Z_{oe} - Z_{oo}) \sin \theta} \\ j \frac{(Z_{oe} - Z_{oo})^2 + (Z_{oe} + Z_{oo})^2 \cos^2 \theta}{2(Z_{oe} - Z_{oo}) \sin \theta} & \frac{Z_{oe} + Z_{oo}}{Z_{oe} - Z_{oo}} \cos \theta \end{bmatrix} \quad (14)$$

이고, 그림 5(b)의 ABCD matrix는

$$[Fb] = \begin{bmatrix} (JZ_0 + \frac{1}{JZ_0}) \sin \theta \cos \theta & j(JZ_0^2 \sin^2 \theta - \frac{1}{J} \cos^2 \theta) \\ j(JZ_0^2 \sin^2 \theta - \frac{1}{J} \cos^2 \theta) & (JZ_0 + \frac{1}{JZ_0}) \sin \theta \cos \theta \end{bmatrix} \quad (15)$$

이다. [Fa]와 [Fb]를 같게 놓을 때

$$\frac{Z_{oe} + Z_{oo}}{Z_{oe} - Z_{oo}} \cos \theta = (JZ_0 + \frac{1}{JZ_0}) \sin \theta \cos \theta \quad (16)$$

$$\frac{(Z_{oe} - Z_{oo})^2 + (Z_{oe} + Z_{oo})^2 \cos^2 \theta}{2(Z_{oe} - Z_{oo}) \sin \theta} = JZ_0^2 \sin^2 \theta - \frac{1}{J} \cos^2 \theta \quad (17)$$

$$\frac{2 \sin \theta}{Z_{oe} - Z_{oo}} = \frac{1}{JZ_0^2} \sin^2 \theta - J \cos^2 \theta \quad (18)$$

이다. 식 (16), (17), (18)은 서로 독립적이 아니므로 이 중에서 (16)과 (18)로부터  $Z_{oe}$ 와  $Z_{oo}$ 를 구하면,

$$\frac{Z_{oe}}{Z_0} = \frac{1 + (J/Y_0) \operatorname{cosec} \theta + (J/Y_0)^2}{1 - (J/Y_0)^2 \cot^2 \theta} \quad (19)$$

$$\frac{Z_{oe}}{Z_0} = \frac{1 - (J/Y_0) \operatorname{cosec} \theta + (J/Y_0)^2}{1 - (J/Y_0)^2 \cot^2 \theta} \quad (20)$$

이 된다. 이식은 임의의 길이의 평행 결합선로의 우·기 임피던스를 구하는 식이다. 평행 결합선로의 길이가  $\lambda/4$ 인 경우  $\theta = \pi/2$ 이며 평행 결합선로의 우·기 임피던스는

$$\frac{Z_{oe}}{Z_0} = 1 + \frac{Z_0}{K} + \left(\frac{Z_0}{K}\right)^2 \quad (21)$$

$$\frac{Z_{oo}}{Z_0} = 1 - \frac{Z_0}{K} + \left(\frac{Z_0}{K}\right)^2 \quad (22)$$

이다.

3.2 대역통과 여파기의 어드미턴스 인버터 파라미터

그림 6은 n개의 공진기로 구성된 대역통과 여파기의 구조를 나타낸 것으로 모든 공진기의 슬롯계수는  $b(b = 2\theta_0 Y_0)$ 이다. 대역통과 여파기의 기본 회로 소자값  $g_i$ 와 비대역폭  $W$ 가 주어지면 어드미턴스 인버터  $J_{i, i+1}$ 의 값은 다음과 같이 된다.<sup>[6]</sup>

$$J_{01} = \sqrt{\frac{Y_0 b_0 W}{g_0 g_1}} = Y_0 \sqrt{\frac{2W \theta_0}{g_0 g_1}}$$

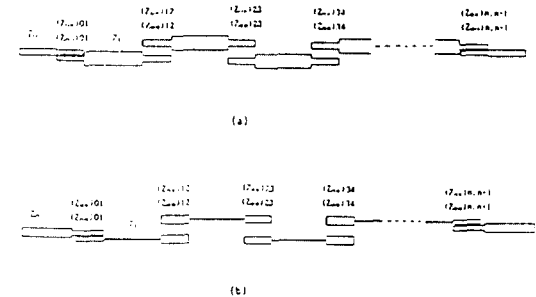


그림 6. SIR을 사용한 BPF구조  
Fig. 6. Bandpass filter structures using SIRs

$$J_{i, i+1} = W \sqrt{\frac{b_i b_{i+1}}{g_i g_{i+1}}} = Y_0 \sqrt{\frac{2W\theta_0}{g_i g_{i+1}}}, \quad j = 1, 2, \dots, n-1$$

$$J_{n, n+1} = \sqrt{\frac{Y_0 b_n W}{g_n g_{n+1}}} = Y_0 \sqrt{\frac{2W\theta_0}{g_n g_{n+1}}} \quad (23)$$

식 (23)으로 부터 회로소자 값에 대한 어드미턴스 인버터값을 구하고 이 결과를 식 (19)와 (20)에 대입하여 평행 결합선로를 설계할 수 있다.

### III. Microwave Harmonica

헤어핀 공진기인 CHPR을 이용한 대역통과 여파기는 앞에서 설명한 방법에 의해 초기설계를 하고, 다음에는 마이크로파 회로설계용 소프트웨어인 Microwave Harmonica를 사용하여 회로를 해석하고, 원하는 특성이 얻어질때까지 최적화 시킨다.

여파기 회로의 크기를 작게하고 손실을 작게하기 위해 기판은 Epsilam-10(유전율 10.2, 유전체손 0.002)으로 정하였다. 여파기의 중심주파수는 L대역(1-2GHz)의 중심 주파수인 1.5GHz를 택하였다. 그리고 여파기의 대역폭은 4%, 대역내의 Ripple은 0.01인 Chebyshev 여파기로 정하였다. 우선 CHPR을 이용한 여파기를 설계함에 있어 임피던스비 K는 0.5에서 1.5 사이의 값 중에 여러가지로 설계해 보고 공진기의 수 N은 3과 4로 설계하였다. 또한 여파기의 크기를 다소라도 줄이기 위해 공진기 사이의 결합방법을 그림 7과 같이 변화시켜 제작할 수 있다. 그림 7에서 (a)는

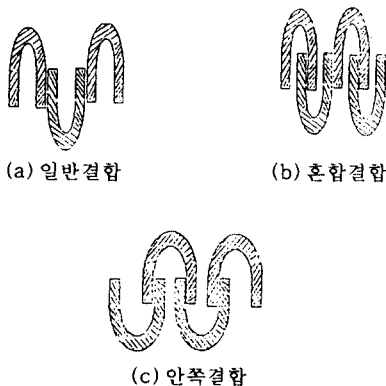


그림 7. 공진기 결합의 여러가지 방법  
Fig. 7. Coupling methods of resonators

기존의 결합방법이고 (b)와 (c)는 공진기간의 평행 결합선로의 위치를 안밖으로 바꾼 것으로 각각 혼합결합, 안쪽결합이라 부르기로 한다. 이들은 회로 시뮬레이션에서 특성에 차이가 없을 것으로 예상된다.

표 1은 설계하고자 하는 여파기 규격이고, 표 2는 여파기 설계에 필요한 계수를 나타낸다.

표 1. 설계 하고자 하는 여파기 규격.

Table 1. Filter specifications to be designed

여파기의 중심주파수	$f_0 = 1.5\text{GHz}$
공진기의 수	$N = 3, 4$
대역폭	$BW = 0.04$
대역 ripple	0.01dB
여파기의 형태	Chebyshev
임피던스 비	$K = 0.5, 1.0, 1.5$

표 2. 여파기 설계에 필요한 계수

Table 2. Parameters of the filters

(a) N=3 일때

임피던스 비 K	0.5	1	1.5
선로 임피던스 $Z_1(\Omega)$ $Z_2(\Omega)$	100 50	50 50	33.3 50
공진기의 길이 $\theta, (\text{deg})$	141	180	203
서셉턴스 슬롯 계수 b (Mho)	0.0246	0.0314	0.0354
even-odd 모드 임피던스 ( $\Omega$ ) $(Z_{oe})_{01} = (Z_{oe})_{34}$ $(Z_{oo})_{01} = (Z_{oo})_{34}$ $(Z_{oe})_{12} = (Z_{oe})_{23}$ $(Z_{oo})_{12} = (Z_{oo})_{23}$	92.64 35.20 56.10 45.10	85.92 36.27 56.37 44.93	83.57 36.73 56.58 44.80

(b) N=4 일때

임피던스 비 K	0.5	1	1.5
선로 임피던스 $Z_1(\Omega)$ $Z_2(\Omega)$	100 50	50 50	33.3 50
공진기의 길이 $\theta, (\text{deg})$	141	180	203
서셉턴스 슬롯 계수 b (Mho)	0.0246	0.0314	0.0354
even-odd 모드 임피던스 ( $\Omega$ ) $(Z_{oe})_{01} = (Z_{oe})_{34}$ $(Z_{oo})_{01} = (Z_{oo})_{34}$ $(Z_{oe})_{12} = (Z_{oe})_{23}$ $(Z_{oo})_{12} = (Z_{oo})_{23}$	92.64 35.20 56.10 45.10	85.92 36.27 56.37 44.93	83.57 36.73 56.58 44.80

### IV. 여파기 제작 및 특성측정

여파기는  $\tan\delta(0.002)$ 가 다소 큰편이나 재질이 연하여 가공이 쉽고 에칭을 비교적 용이하게 할 수 있는 Epsilam-10 기판을 사용하여 공진기의 수(3, 4), 결합방법(일반결합, 안쪽결합, 혼합결합), 임피던스비(0.5, 1, 1.5), 탭의 유무로 나누어 여러가지 여파기를 제작하였다.

제작된 여파기는 종류가 많으므로 분류상 편의를 위해 공진기의 수(3, 4), SIR의 임피던스비 K(0.5, 1, 1.5), 공진기의 결합방법(일반결합=C, 혼합결합=H, 안쪽결합=I), 그리고 입출력 탭의 유(T), 무(D)에 따라 명칭을 부여한다. 즉 예를 들어 4C1.5D는 공진기 수 4개, 일반결합, 임피던스비 1.5, 입출력 탭이 없는 여파기를 뜻하고, 4I0.5T는 공진기 수 4개, 안쪽결합, 임피던스비 0.5, 입출력 탭이 있는 여파기를 뜻한다.

사진 1은 여러가지 제작된 여파기 중 대표적인 몇가지를 나타낸 것이다. 그리고 그림 8은 여파기의 특성을 나타낸 것이다. 그림 9는 임피던스비 K에 따른 고조파 특성이다.

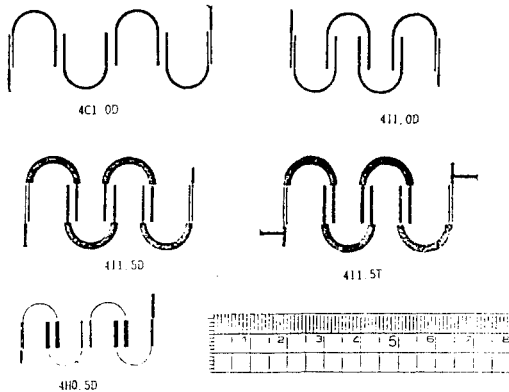
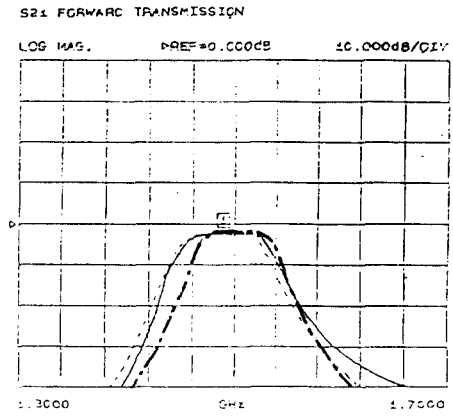
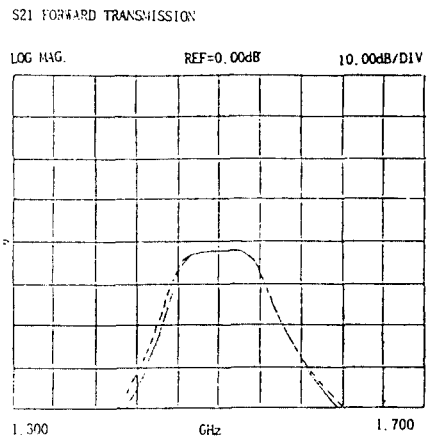


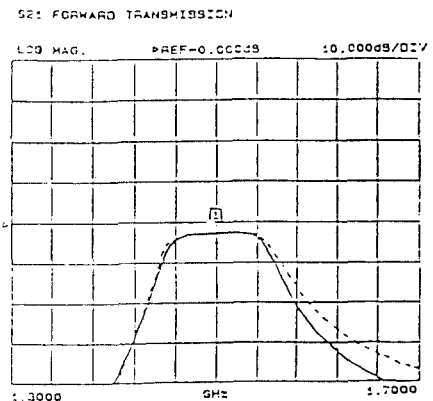
사진 1. 제작된 여파기  
Foto 1. Fabricated filters



--- 4C1D의 측정치 --- 4I1D의 측정치 - - - 4C1D의 이론치  
(a) 일반결합 여파기와 안쪽결합 여파기의 특성비교



(b-1) 이론치 --- 4I1.5D --- 4I1.5T



(b-2) 측정치 --- 4I1.5D --- 4I1.5T

(b) 탭이 있는 여파기와 탭이 없는 여파기의 특성비교

그림 8. 제작된 여파기 특성

Fig. 8. Characteristics of the filters

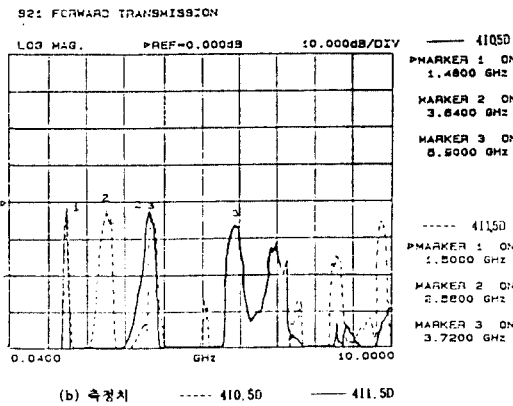
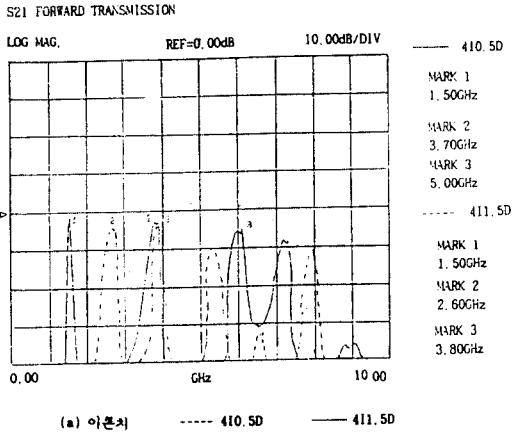


그림 9. 여파기의 고조파 특성  
Fig. 9. Spurious characteristic of the filters

### V. 실험결과 및 고찰

앞에서 설명한 바와 같이 공진기의 수, SIR의 임피던스 비 K, 탭의 유·무, 공진기의 결합방법등을 조합하여 약 30여종의 여파기를 설계 제작하여, 여파기 특성을 측정해 본 결과 설계치와 비교해 볼 때 대체적으로 그림 8과 같이 여파기의 중심주파수는 약간 낮아지고, 대역폭은 다소 넓게 나타났다. 이것은 에칭의 부정확성에 기인하는 것으로 생각되며, 이러한 경우에는 설계치보다 다소 작게 여파기를 제작해야 할 것이다. 임피던스 비 K는 0.5일때가 1.5일때 보다 공진기의 크기가 작아지고 제 2 고조파가 더 높은 주파수에서 나타나지만 삽입손실이 증가하였다. 그리고 입출력 포트에 탭을 단 경우는 달지 않은 경우 보다 선택도가 좋아진다. 한편 공진기 수가 많을수록

삽입손실이 증가하나 선택도가 좋아지며, 임피던스 비 K는 0.5일때가 1.5일때 보다 공진기 크기가 작아지고 제 2 고조파가 더 높은 주파수에서 나타나지만 삽입손실이 증가 하였다. 통과 대역내의 삽입손실이 설계치와 차이가 나는 것은 마이크로스트립 회로의 유전체손, 복사손, 음손 및 콘넥터 접촉에서의 반사손등이 원인으로 생각된다.

### VI. 결 론

본 연구에서는 헤어핀형 공진기를 이용하여 L대역 대역통과 MIC 여파기를 여러가지 형태로 설계하고 제작하여 실험적으로 여파기 특성을 고찰하였다.

여파기의 형태는 HPR을 일반결합, 안쪽결합, 혼합결합으로 하고, 스텝 임피던스 공진기의 임피던스 비 K 값은 K=0.5, 1, 1.5에 대해 설계 제작하였다. 그리고 입출력 포트에 탭을 둔 경우와 두지 않은 경우를 나누어 각각 설계하였다. 여파기의 크기를 줄이려는 목적으로 본 연구에서 시도한 방법인 혼합결합 또는 안쪽결합 방법을 사용할때 여파기 특성이 별차이 없음이 실험적으로 확인되고 여파기의 크기는 안쪽결합이 일반결합 보다 20-30% 줄일 수 있음을 알 수 있었다.

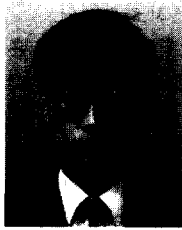
### 참 고 문 헌

1. Morikazu et al., "Miniaturized Hairpin Resonator Filters and Their Application to Receiver Front-End MICS," IEEE Trans. on MTT., vol. MTT-30, No.12, pp.1991-1997, Dec. 1989.
2. M.Makimoto and S. Yamashita, "Compact band-pass filters using stepped impedance resonators," Proc. IEEE., vol.67, pp.16-19, Jan. 1979.
3. M.Makimoto and S.Yamashita, "Bandpass Filters Using Parallel Coupled Strip line Stepped Impedance Resonators," IEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol.MTT-28, pp.1413-1417, Dec. 1980.
4. S.B Cohn, "Parallel coupled transmission-line-resonator filters," IRE Trans. Microwave Theory Tech., vol.MTT-6, pp.223-231, Apr. 1958.
5. G.L. Mathei, L. Young, and E.M.T. Jones "Microwave Filters Impedance Matching Networks and Coupling Structure," New York :

Mcgraw-Hill, 1964.

6. G.I. Zysman and A.K, Johnson, "Coupled transmission line networks in an inhomogeneous dielectric medium," IEEE Trans. microwave Theory Tech., vol.MTT-17, pp.753-759, Oct. 1969.

이 연구는 체신부, 한국이동통신(주)의 후원으로 이루어졌음



**李東喆(Dong Cheol Lee)** 준회원  
1992년 2월 : 경상대학교 전자재료  
공학과 졸업(공학사)  
1992년 3월 ~ 현재 : 경상대학교 대  
학원 전기·전기공학과  
석사과정



**全聖根(Sung Keun Jeon)** 정회원  
1947년 2월 15일생  
1971년 2월 : 한국항공대학 통신공  
학과 졸업(공학사)  
1982년 8월 : 건국대학교 대학원 전  
자공학과 졸업(공학석  
사)  
1991년 3월 ~ 현재 : 경상대학교 대  
학원 전기전자공학과  
박사과정 재학중

**鄭宗哲(Jong Chul Jung)**

正會員

1948년 2월 26日生

1970년 2월 : 韓國航空大學校 卒業(工學士)  
1980년 ~ 1982년 : 建國大學校 大學院 電子工學科(工學碩士)  
1971년 ~ 1974년 : 高麗大學校 電子工學科 助教  
1974년 ~ 1978년 : 統營水產專門大學 電子科 助教  
1978년 : 大田工業專門大學 電子科 助教  
1979년 ~ 현재 : 國防科學技術研究所 勤務

1979년 ~ 현재 : 통영수산전문대학 통신과 교수



**周昌福(Chang Bok Joo)** 정회원  
1951년 10월 5일생  
1975년 2월 : 한국항공대학 전자공  
학과 졸업(공학사)  
1977년 2월 : 고려대학교 전자공학  
과 대학원(공학석사)  
1987년 2월 : 고려대학교 전자공학  
과 대학원(공학박사)  
1981년 3월 ~ 현재 : 경남대학교 공과대학 전자공학과 부교수  
1991년 12월 ~ 1992년 8월 : 미국 일리노이주립대 시카고교  
전기및 컴퓨터 공학과 객원교수



**李文秀(Mun Soo Lee)** 正會員  
1947년 12월 29日生  
1970년 : 韓國航空大學 通信工學科  
(工學士)  
1980년 : 漢陽大學校 大學院 電子通  
信工學科(工學碩士)  
1984년 : 漢陽大學校 大學院 電子通  
信工學科(工學博士)

1981년 3월 ~ 1986년 2월 : 濟州大學校 通信工學科 副教授  
1986년 9월 ~ 1987년 8월 : 美國 COMSAT研究所 研究員  
1986년 3월 ~ 現在 : 慶尙大學校 電子工學科 教授