

L-Band 위성 수신기용의 대역통과 여파기 설계

유영근 · 안종구 · 최재하
전자공학과

<요 약>

현재 마이크로파 통신장치에 적용되는 회로 소자들과 함께 위성통신 및 무선 이동통신 등에 사용되는 부품 또한 소형 경량화 추세로 나아가고 있다.

본 논문에서는 이러한 추세에 맞추어 MIC용에 적합한 구조를 갖는 compact hairpin-line 대역통과 여파기를 유전율 9.7인 알루미나 기판 위에 구리를 사용한 스트립 전송선으로로 설계하였다. 또한 compact hairpin-line 여파기와 동일한 조건으로 hairpin-line 여파기를 설계하여 두 여파기의 특성을 비교하였다.

본 논문에서 제안한 compact hairpin-line 여파기는 hairpin-line 여파기와 비해 반사손실과 VSWR이 대략 11% 정도 개선되었으며, 여파기 치수 또한 hairpin-line 여파기의 $\frac{3}{4}$ 정도 크기로 제작할 수 있다.

Bandpass Filter Design for a L-Band Satellite Receiver

Young Geun Yoo · Chong Koo An · Jae Ha Choi
Dept. of Electronic Engineering

<Abstract>

Recently, circuit device applied to microwave communication element is move on the small size and small weight. Also the device in the field of satellite communication and wireless mobile communication system goes ahead of the small size and small weight.

In this paper, following this trend of the times, it is designed compact hairpin-line bandpass filter using copper stripline on the alumina substrate with permittivity 9.7, and this filter has a suitable structure for MIC's. Also, it is designed hairpin-line bandpass filter and compact hairpin-line filter on equal terms, and compared the characteristics for each filter.

Compact hairpin-line filter suggested in this paper has more improved VSWR, RL(Return Loss) about 11 percent than that of hairpin-line filter, and can be implemented to 3/4 size of hairpin-line filter.

I. 서 론

이동통신의 수요증가와 위성을 이용한 개인휴대통신(PCS) 시대의 도래로 L-Band 주파수 대역의 사용이 증가하고 있다. 위성통신 및 무선 이동통신 등의 각종 장치에 사용되는 소자들은 기본적으로 소형 경량화, 신뢰성, 제작의 용이성, 대량 생산성 등이 요구되는 데, 이러한 조건을 잘 만족시켜주는 전송선로가 스트립과 마이크로스트립 선로이다.

마이크로파 여파기에는 능동 여파기와 수동 여파기가 있는데, 본 논문에서는 수동 여파기를 설계하였다.

마이크로파 대역통과 여파기의 가장 보편적인 형태는 $\lambda/4$ 길이의 전송선로를 병렬 결합한 형태의 여파기이고, 그와 유사한 형태인 interdigital 여파기[1-5]와 comb-line 여파기[6-8] 또한 널리 사용되어지고 있다.

hairpin-line 여파기는 Cristal과 Frankel[9]에 의해 제안되었으며, interdigital 여파기나 comb-line 여파기에 비해 크기를 작게 할 수 있다는 장점을 지니고 있지만, 등가회로를 구성하는 절차가 까다롭고 설계 파라미터를 구하기 어려운 단점을 지니고 있어, 정확한 설계 공식을 얻기 위한 노력이 계속되어지고 있다[10-12]. 이러한 단점에도 불구하고 hairpin-line 여파기는 마이크로파 대역통과 여파기로 자주 사용되는데, 그 이유는 공진기 각각에 대한 접지를 할 필요가 없어 스트립과 TEM-MIC(Transverse ElectroMagnetic-Microwave Integrated Circuit)용에 적합하기 때문이다[9-10].

본 논문에서는 hairpin-line 대역통과 여파기의 설계이론을 바탕으로 저궤도 위성 수신기에 적합한 형태인 compact hairpin-line 대역통과 여파기를 설계하였는데, hairpin-line 여파기와 비해 L-band에서의 MIC화에 좀 더 적합하도록 hairpin-line 여파기를 한 번 더 접고, 입출력단의 공진기를 생략, 텁을 연결해서 크기를 더욱 축소시켰다. 중심주파수 1.75GHz, 통과 대역폭 5.14%, Chebyshev 응답 특성을 갖는 대역통과 여파기를 유전율 9.7인 알루미나 기판위에 스트립 선로를 이용하여 설계, 제작하여 그 특성을 나타내었고, 이렇게 설계된 여파기가 hairpin-line 여파기와 비해 성능이 개선되었음을 보이기 위해 hairpin-line 여파기 또한 같은 조건으로 설계하여 특성을 비교하여 나타내었다.

compact hairpin-line 여파기는 hairpin-line 여파기의 약 3/4정도의 크기로 제작할 수 있으며, 설계시 comb-line의 길이 변화로써 주파수 조정을 쉽게 할 수 있다는 장점 또한 지니고 있다.

II. Hairpin-Line 여파기 설계

2.1 hairpin-line 여파기의 설계 및 동작 특성

아래의 조건을 만족하는 hairpin-line 여파기를 유전율 9.7인 알루미나 기판위에 스트립 선로를 이용하여 설계하였다.

여파기 응답 특성 = Chebyshev

중심주파수 = 1.75GHz

통과 대역폭 = 5.14%(1.705~1.795GHz)

계산된 low-pass prototype 여파기의 소자값들은 아래와 같다.

$$g_0 = 1, g_1 = 1.1468, g_2 = 1.3712, g_3 = 1.9750, g_4 = 1$$

hairpin-line 여파기의 쌍대구조인 SCTL interdigital 여파기의 정규화된 인덕턴스값은

$$L_{11} = 1, L_{22} = 1.2591, L_{33} = 1.2591, L_{44} = 1.2126$$

$$L_{55} = 1.2126, L_{66} = 1.2591, L_{77} = 1.2591, L_{88} = 1$$

$$L_{12} = 0.2953, L_{23} = 0.07945, L_{34} = 0.0796683$$

$$L_{45} = 0.07651, L_{56} = 0.0796683, L_{67} = 0.07945, L_{78} = 0.2953$$

로 구해졌고, 정규화 인덕턴스 값들을 이용, $[C] = \frac{1}{[L]}$ 의 관계로부터 계산한 정규화된 커패시턴스 행렬은 다음과 같다.

$$[C] \cdot Y_0 = \begin{bmatrix} 1.07472 & -0.25306 & 0.01603 & -0.00106 & 0 & -0.00001 & 0 & -0.00001 \\ -0.25306 & 0.85696 & -0.0543 & 0.00358 & -0.00001 & 0 & -0.00001 & 0 \\ 0.01603 & -0.0543 & 0.80096 & -0.05284 & 0 & -0.00001 & 0 & -0.00001 \\ -0.00106 & 0.00358 & -0.05284 & 0.83146 & -0.0001 & 0 & -0.0001 & 0 \\ 0 & -0.00001 & 0 & -0.00001 & 0.83146 & -0.05284 & 0.00358 & -0.00106 \\ -0.00001 & 0 & -0.00001 & 0 & -0.05284 & 0.80096 & -0.0543 & 0.01603 \\ 0 & -0.00001 & 0 & -0.00001 & 0.00358 & -0.0543 & 0.85696 & -0.25306 \\ -0.00001 & 0 & -0.00001 & 0 & -0.00106 & 0.01603 & -0.25306 & 1.07472 \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

식(2.1)로부터 $\frac{C_{ij}}{\varepsilon} = \frac{\eta}{\sqrt{\varepsilon_r}} [C] \cdot Y_0$ 의 관계를 이용하여 여파기용 결합선로의 치수 계산에 필요한 $\frac{C_{ij}}{\varepsilon}$ 를 구한다.

C 의 계산시 수식의 복잡함 때문에 $C_{ii}, C_{i,i+1}[i=1 \sim 2N+2]$ 항들만 구했는데, 그 결과로 설계된 여파기의 대역폭이 다음과 같은 양만큼 좁아지게 된다[9].

$$\Delta B = 0.255 e^{-0.02168(C_p - 8)} \quad (2.2)$$

계산된 hairpin-line 여파기의 $\frac{C_{ij}}{\varepsilon}$ 값을 표 1에 나타내었다.

표 1. hairpin-line 여파기의 $\frac{C_{ij}}{\varepsilon}$ 값

$C_{11} = 5.1249$	$C_{12} = -1.20675$
$C_{22} = 4.08649$	$C_{23} = -0.25894$
$C_{33} = 3.81945$	$C_{34} = -0.25198$
$C_{44} = 3.96489$	$C_{45} = -0.25084$
$C_{55} = 3.96489$	$C_{56} = -0.25198$
$C_{66} = 3.81945$	$C_{67} = -0.25894$
$C_{77} = 4.08649$	$C_{78} = -1.20675$
$C_{88} = 5.1249$	

표 1의 계산된 커패시턴스 값으로부터 병렬 결합된 선로의 간격, $S_{k,k+1}$ 와 스트립선로의 폭, $W_{k,k+1}$ 를 Matthaei에 의해 제안된 계산식과 그래프를 이용해서 구한다.

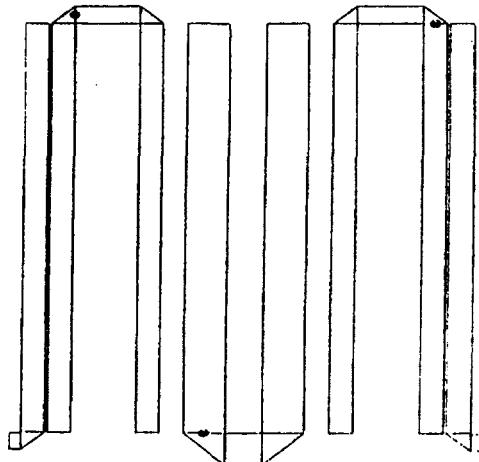


그림 1. hairpin-line 여파기의 Layout 도
Fig. 1. Layout of hairpin-line filter

표 2. hairpin-line 여파기의 치수

W1 = 0.525611mm	S12 = 0.062241mm
W2 = 0.517434mm	S23 = 1.450430mm
W3 = 0.513993mm	S34 = 0.557346mm
W4 = 0.949404mm	S45 = 0.847420mm
W5 = 0.949405mm	S56 = 0.557346mm
W6 = 0.513993mm	S67 = 1.450430mm
W7 = 0.517434mm	S78 = 0.062241mm
W8 = 0.525611mm	
Coupled line length = 12.3662mm	

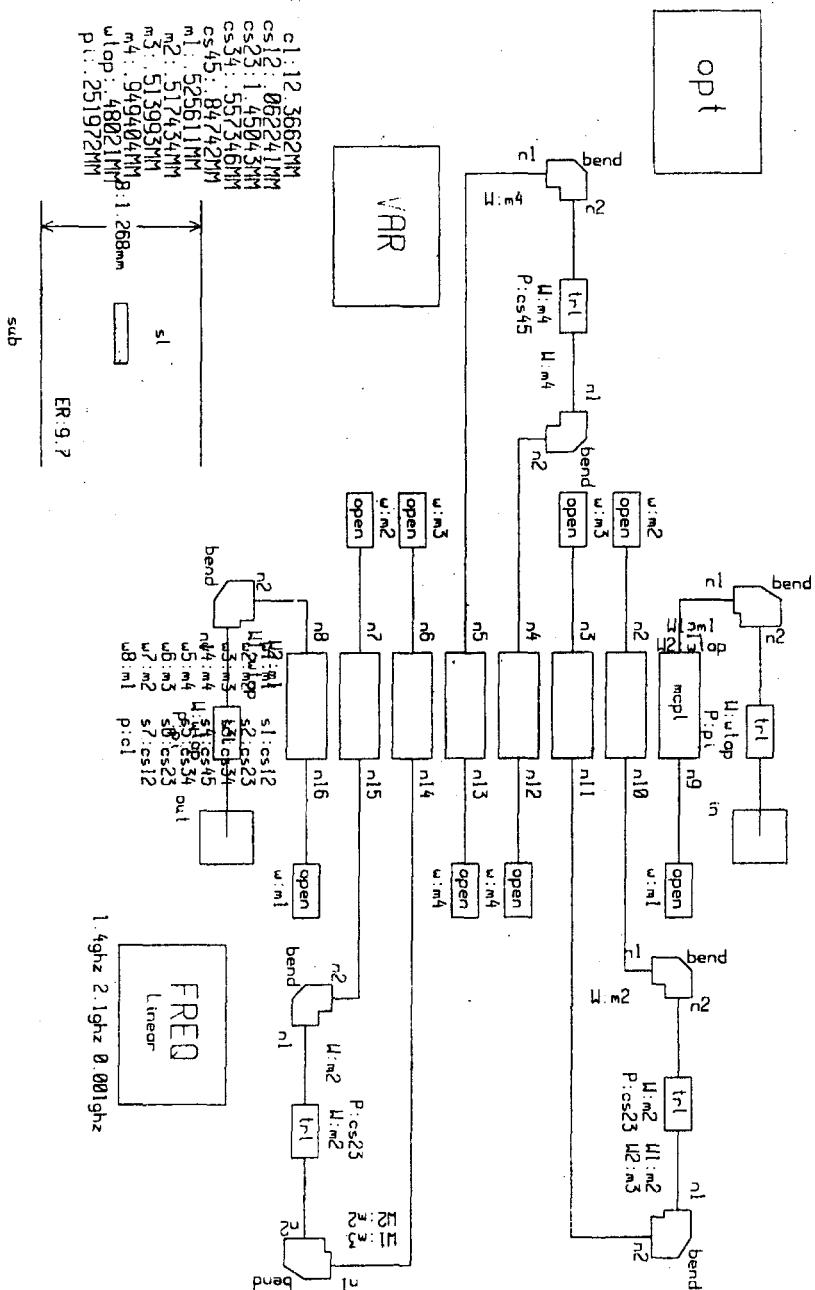
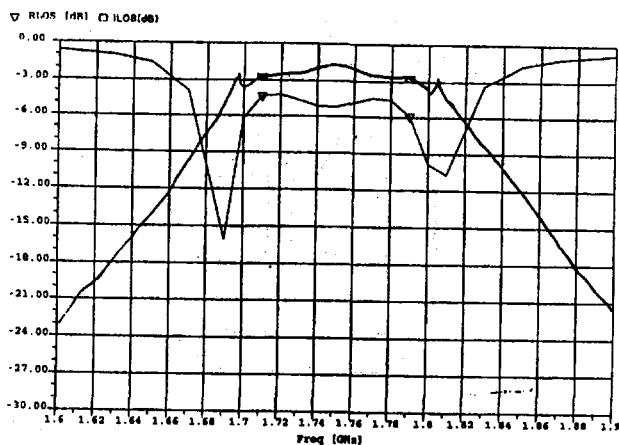
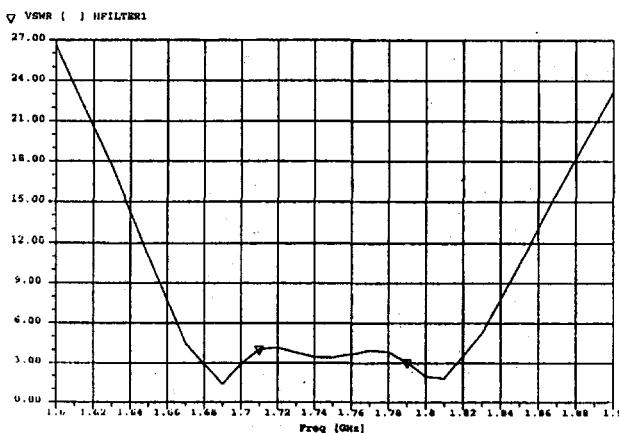


그림 2. Hairpin-line 여파기의 schematic 회로
Fig. 2. Schematic circuit of hairpin-line filter



(a) Hairpin-line 여파기의 삽입손실과 반사손실



(b) Hairpin-line 여파기의 VSWR

그림 3. Hairpin-line 여파기의 특성
Fig. 3. Characteristics of hairpin-line filter

III. Compact Hairpin-Line 여파기 설계

3.1 Compact Hairpin-Line 공진기의 구조

compact hairpin-line 공진기의 구조를 그림 4에 나타내었다.

compact hairpin-line 공진기는 hairpin-line 공진기에 비해 다음과 같은 특징을 가지고 있다.

- ① 여파기 특성을 개선해주며 hairpin-line 공진기의 약 3/4정도 크기로 제작할 수 있다.

- ② 설계시 comb-line의 길이 변화로서 공진 주파수를 쉽게 조정할 수 있다.
- ③ 마지막 단파 첫단의 공진기를 없애고 템으로 입출력단파 바로 연결했기 때문에 공간을 더욱 축소시킬 수 있다.

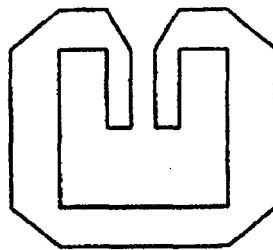
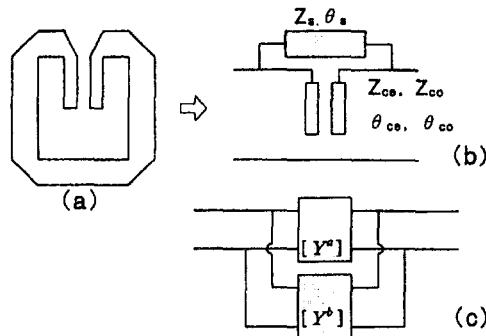


그림 4. Compact hairpin-line 공진기의 구조
Fig. 4. Structure of compact hairpin-line resonator

3.2 compact hairpin-line 공진기의 공진 조건



Z_s : 단일 선로의 특성 임피던스
 θ_s : 단일 선로의 전기적인 길이
 Z_{ce}, Z_{co} : comb-line의 even- & odd-mode 임피던스
 θ_{ce}, θ_{co} : comb-line의 even- & odd-mode 전기적인 길이

그림 5. Compact hairpin-line 공진기의 등가회로
Fig. 5. Equivalent circuit of compact hairpin-line resonator

그림 5(a)의 hairpin-line 공진기는 등가적으로 그림 5(b)의 단일 전송선로와 comb-line의 병렬 연결로써 표시할 수 있다[11].

공진조건은 두 선로들의 총 ABCD 파라미터들을 계산해서 입력 어드미던스로부터 구할 수 있다.

3.2.1 단일 전송선로의 ABCD 파라미터

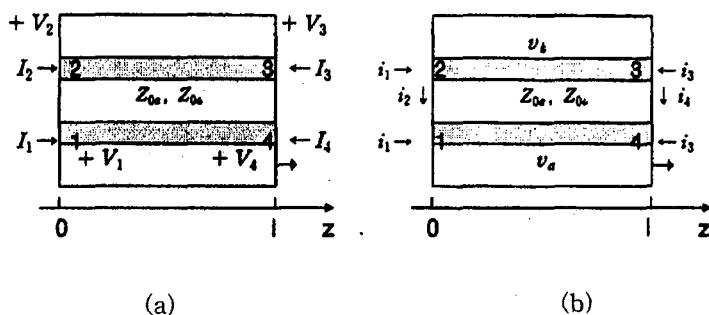
전송선로의 ABCD 파라미터는 다음과 같다.

$$[ABCD] = \begin{bmatrix} \cos \beta l & jZ_0 \sin \beta l \\ jY_0 \sin \beta l & \cos \beta l \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

3.3.2 Comb-Line

comb-line의 ABCD 파라미터는 병렬 결합된 선로로부터 구해진다.

(1) 병렬 결합된 선로의 특성



- (a) 병렬 결합된 선로의 포트 전압과 전류
- (b) 병렬 결합된 선로의 even- and odd-mode 전류원

그림 6. 병렬 결합된 선로
Fig. 6. Parallel coupled line

총 포트 전류는 even-mode와 odd-mode 전류 합으로 나타낸다

$$\begin{aligned} I_1 &= i_1 + i_2, \quad I_2 = i_1 - i_2 \\ I_3 &= i_3 + i_4, \quad I_4 = i_3 - i_4 \end{aligned} \quad (3.2)$$

i_1 전류원에 의해 선로가 even-mode로서 구동될 때(포트 3, 4는 개방), 포트 1 또는 2에서의 전압은

$$v_a^1(z) = v_b^1(z) = -jZ_{0e} \frac{\cos \beta(l-z)}{\sin \beta l} i_1 \quad (3.3)$$

이고, i_3 에 의해 구동되는 선로(포트 1,2는 개방)에서 포트 3 또는 4의 전압은

$$v_a^3(z) = v_b^3(z) = -jZ_{0e} \frac{\cos \beta z}{\sin \beta l} i_3 \quad (3.4)$$

이다. 또, i_2 전류원에 의해 선로가 odd-mode로서 구동될 때(포트 3,4는 개방), 포트 1 또는 2에서의 전압은

$$v_a^2(z) = -v_b^2(z) = -jZ_{0o} \frac{\cos \beta(l-z)}{\sin \beta l} i_2 \quad (3.5)$$

이고, i_4 에 의해 구동되는 선로에서 포트 3, 4의 전압은

$$v_a^4(z) = -v_b^4(z) = -jZ_{0o} \frac{\cos \beta z}{\sin \beta l} i_4 \quad (3.6)$$

로 주어진다.

식(3.2)으로부터 mode 전류는 (3.7)식의 형태로 쓸 수 있다.

$$\begin{aligned} i_1 &= \frac{1}{2} (I_1 + I_2), & i_2 &= \frac{1}{2} (I_1 - I_2) \\ i_3 &= \frac{1}{2} (I_3 + I_4), & i_4 &= \frac{1}{2} (I_4 - I_3) \end{aligned} \quad (3.7)$$

입출력단의 전압은 식(3.8)로부터 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} V_1 &= (v_a^1 + v_a^2 + v_a^3 + v_a^4)|_{z=0} \\ V_2 &= (v_b^1 + v_b^2 + v_b^3 + v_b^4)|_{z=0} \\ V_3 &= (v_b^1 + v_b^2 + v_b^3 + v_b^4)|_{z=l} \\ V_4 &= (v_a^1 + v_a^2 + v_a^3 + v_a^4)|_{z=l} \end{aligned} \quad (3.8)$$

식(3.3)에서 식(3.6)을 식(3.8)에 대입하여 정리하면, 다음의 식들을 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} v_a^1(0) &= v_b^1(0) = -jZ_{0e} \cot \theta_e i_1 \\ v_a^2(0) &= v_b^2(0) = -jZ_{0o} \cot \theta_o i_2 \\ v_a^3(0) &= v_b^3(0) = -jZ_{0e} \cot \theta_e i_3 \\ v_a^4(0) &= v_b^4(0) = -jZ_{0o} \cot \theta_o i_4 \\ v_a^1(l) &= v_b^1(l) = -jZ_{0e} \csc \theta_e i_1 \\ v_a^2(l) &= v_b^2(l) = -jZ_{0o} \csc \theta_o i_2 \\ v_a^3(l) &= v_b^3(l) = -jZ_{0e} \csc \theta_e i_3 \\ v_a^4(l) &= v_b^4(l) = -jZ_{0o} \csc \theta_o i_4 \end{aligned} \quad (3.9)$$

여기서, θ_e and θ_o : even- and odd-mode에 대한 선로길이

식(3.2), (3.7) 그리고 (3.9)로부터 임피던스 파라미터를 구할 수 있으며, 결과는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} Z_{11} = Z_{22} = Z_{33} = Z_{44} &= -\frac{j}{2} [Z_{0e} \cot \theta_e + Z_{0o} \cot \theta_o] \\ Z_{12} = Z_{21} = Z_{34} = Z_{43} &= -\frac{j}{2} [Z_{0e} \cot \theta_e - Z_{0o} \cot \theta_o] \\ Z_{13} = Z_{31} = Z_{24} = Z_{42} &= -\frac{j}{2} [Z_{0e} \csc \theta_e + Z_{0o} \csc \theta_o] \\ Z_{14} = Z_{41} = Z_{23} = Z_{32} &= -\frac{j}{2} [Z_{0e} \csc \theta_e + Z_{0o} \csc \theta_o] \end{aligned} \quad (3.10)$$

(2) Comb-line의 ABCD 파라미터 계산

comb-line은 그림 6과 같이 병렬 결합된 선로에서 포트 3과 4를 개방시켜놓은 형태이다.

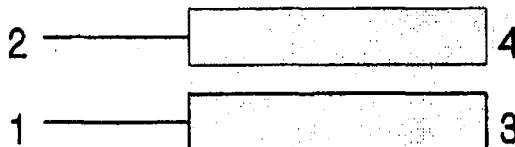


그림 7. Comb-line 회로
Fig. 7. Comb-line circuit

그림 6에서 포트 3,4는 개방되었으므로 $I_3, I_4 = 0$ 이고, 결과의 임피던스 행렬은 다음과 같다.

$$[Z] = -\frac{j}{2} \begin{bmatrix} (Z_{ce} \cot \theta_{ce} + Z_{co} \cot \theta_{co}) & (Z_{ce} \cot \theta_{ce} - Z_{co} \cot \theta_{co}) \\ (Z_{ce} \cot \theta_{ce} - Z_{co} \cot \theta_{co}) & (Z_{ce} \cot \theta_{ce} + Z_{co} \cot \theta_{co}) \end{bmatrix} \quad (3.11)$$

식(3.11)의 임피던스 값들로부터 ABCD 파라미터를 구할 수 있는데, 결과는 (3.12)식으로 주어진다.

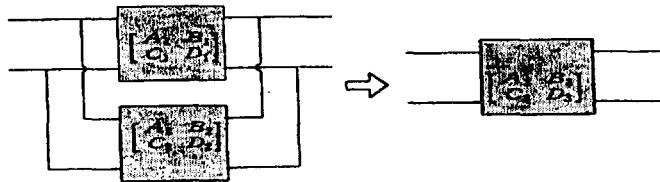
$$[ABCD] = \begin{bmatrix} \frac{Z_{0e} \cot \theta_e + Z_{0o} \cot \theta_o}{Z_{0e} \cot \theta_e - Z_{0o} \cot \theta_o} & -j \frac{2Z_{0e} Z_{0o} \cot \theta_e \cot \theta_o}{Z_{0e} \cot \theta_e - Z_{0o} \cot \theta_o} \\ j \frac{2}{Z_{0e} \cot \theta_e - Z_{0o} \cot \theta_o} & \frac{Z_{0e} \cot \theta_e + Z_{0o} \cot \theta_o}{Z_{0e} \cot \theta_e - Z_{0o} \cot \theta_o} \end{bmatrix} \quad (3.12)$$

(3) 두 선로의 병렬연결

총 ABCD 파라미터는 그림 8의 기본관계를 이용해서 구한다.

여기서 입력 어드미턴스에 해당하는 양은, $C = \frac{I_1}{V_2} |_{I_2=0}$ 이고, 결과는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} C &= [Z_{ce} Z_{co} \cot \theta_{ce} \cot \theta_{co} - Z_s^2] \sin \theta_s \\ &+ Z_s (Z_{ce} \cot \theta_{ce} + Z_{co} \cot \theta_{co}) \cos \theta_s \\ &- Z_s (Z_{ce} \cot \theta_{ce} - Z_{co} \cot \theta_{co}) = 0 \end{aligned} \quad (3.13)$$



$$\begin{bmatrix} A_3 & B_3 \\ C_3 & D_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{A_1 B_2 + A_2 B_1}{B_1 + B_2} & \frac{B_1 B_2}{B_1 + B_2} \\ (C_1 + C_2) + \frac{(A_2 - A_1)(D_1 - D_2)}{B_1 + B_2} & \frac{D_1 B_2 + D_2 B_1}{B_1 + B_2} \end{bmatrix}$$

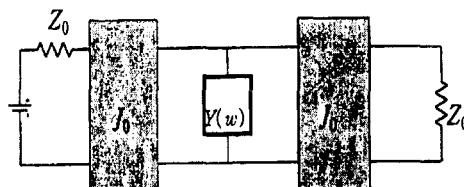
그림 8. ABCD 파라미터의 병렬 접속

Fig. 8. Parallel of ABCD parameter

만일, 식(3.13)에서 $\theta_{ce} = \theta_{co} = \theta_c$ 이면, 식은 다음과 같이 간략화 된다.

$$\begin{aligned} C &= [Z_{ce} Z_{co} \cot \theta_c - Z_s^2 \tan \theta_c] \sin \theta_s \\ &+ Z_s (Z_{ce} + Z_{co}) \cos \theta_s \\ &- Z_s (Z_{ce} \cot \theta_{ce} - Z_{co} \cot \theta_{co}) = 0 \end{aligned} \quad (3.14)$$

3.3 J-Inverter를 이용한 등가회로



J_0 : inverter, $Y(\omega)$: 공진기

그림 9. Inverter를 이용한 compact hairpin-line 공진기의 등가회로
Fig. 9. Equivalent circuit of compact hairpin-line resonator using inverter

여기서,

$$[J_0] = \begin{bmatrix} 0 & \frac{j}{J_0} \\ jJ_0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.15)$$

$$Y(\omega) = G_o + jB(\omega) = G_o + jb_0 \left(\frac{\omega}{\omega_o} - \frac{\omega_o}{\omega} \right) \quad (3.16)$$

$$b_o : \text{공진기의 slope 파라미터} = \frac{\omega_o}{2} \frac{dB_0(\omega)}{d\omega} \Big|_{\omega=\omega_o} \quad [3]$$

그림 9에 J-inverter를 이용한 compact hairpin-line 공진기의 등가회로를 나타내었다.

물리적으로 대칭 구조를 가진 대역통과 여파기는 공진기들의 간단한 결합으로 구성할 수 있다. 좁은 대역폭을 가진 대역통과 여파기와 적당한 대역폭을 가진 대역통과 여파기는 공진기들 사이의 결합계수와 입출력 공진기들의 외부 Q를 측정하는 것에 의해 설계할 수 있다.

공진기의 Q를 계산하기 위해서는 입력 어드미턴스 또는 임피던스를 알아야 하는데, 그것은 3.2절에서 언급한 것과 같이 그림 9에 대한 총 ABCD 행렬로부터 구한다. 3개의 전송선로가 종속 접속되어 있으므로, ABCD 행렬과 입력 임피던스는 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{j}{J_0} \\ jJ_0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ Y & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & \frac{j}{J_0} \\ jJ_0 & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -1 & -\frac{Y}{J_0^2} \\ 0 & -1 \end{bmatrix}$$

$$B = -\frac{Y}{J_0^2} = Z_{in} \quad (3.17)$$

계산된 Z_{in} 으로부터 식(3.18)을 이용하여 삽입손실을 구할 수 있다.

$$A(\omega) = \frac{1}{1 - |\Gamma|^2} \quad (3.18)$$

$$A(\omega) = \frac{1}{4} [(2 + \frac{Q_e}{Q_o})^2 + Q_e^2 (\frac{\omega}{\omega_o} - \frac{\omega_o}{\omega})] \quad (3.19)$$

여기서,

$$\Gamma = \frac{Z_{in} - 1}{Z_{in} + 1} : \text{반사계수}$$

$$Q_e = \frac{b_0 G_0}{J_0^2} : \text{외부 Q}$$

$$Q_0 = \frac{b_0}{G_0} : \text{내부 Q}$$

공진기 사이의 결합계수 K 와 여파기의 삼입손실을 구하기 위해 그림 10의 공진기쌍이 결합되어 있는 일반화된 등가 회로를 고려해보자.

총 ABCD 행렬로부터 입력 임피던스를 구하면

$$Z_{in} = B = -j \frac{J_0^2 + Y^2}{J_0^2 J_{12}} \quad (3.20)$$

이고,

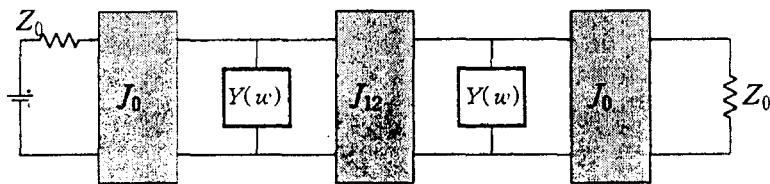


그림 10. 공진기쌍의 등가회로
Fig. 10. Equivalent circuit of resonator pair

삼입손실 $A(\omega)$ 은 다음과 같이 표현된다.

$$A(\omega) = \frac{B(\omega)^4 - 2[J_{12}^2 - (G_o + J_o^2 Z_o)^2]B(\omega)^2 + [J_{12}^2 + (G_o + J_o^2 Z_o)^2]^2}{4J_{12}^2 J_o^4 Z_o^2} \quad (3.21)$$

만약, 식(4.21)이 $J_{12} > G_o + J_o^2 Z_o$ 의 조건을 만족한다면, 공진기 쌍은 그림 11과 같이 높이가 똑같고 계곡값이 10dB 이하인 두 개의 최대 $A(\omega)$ 를 갖는다.

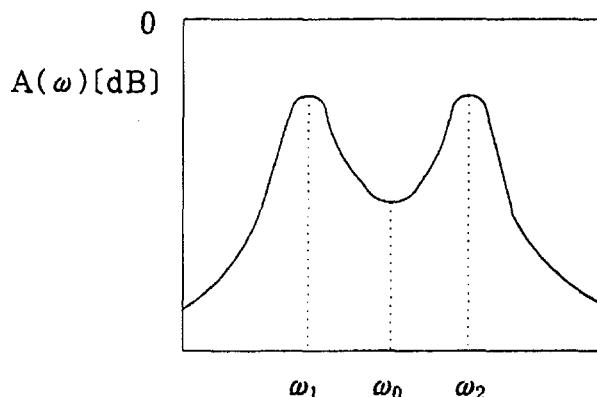


그림 11. 공진기쌍의 주파수 응답
Fig. 11. Frequency response of resonator pair

이들의 각 주파수를 ω_1 과 ω_2 라고 하면, 다음의 관계식을 얻을 수 있다.

$$\frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_o} = \frac{1}{b_o} \sqrt{J_{12}^2 - (G_o + J_0^2 Z_o)^2} \quad (3.22)$$

어드미턴스 slope 파라미터 b_o 와 공진기 간의 결합 계수 K 의 관계는 식(3.22)로부터

$$J_{12} = b_o K \quad (3.23)$$

$$K = \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_o} [\text{dB}] \quad (3.24)$$

로 주어진다.

3.4 Compact Hairpin-Line 여파기의 설계 및 동작 특성

compact hairpin-line 여파기의 설계 규격은 II장에서 설계하였던 hairpin-line 여파기와 동일하게 설정하였다. 계산된 compact hairpin-line 여파기의 치수를 표 3에, layout 도와 schematic 회로를 그림 12과 13에 나타내었다. 그리고, 그림 14는 설계된 여파기의 특성을 보여준다.

표 3. Compact hairpin-line 여파기의 치수

W1 = 0.39826mm	S(1 2) = 0.709760mm
W2 = 0.31496mm	S(2 3) = 0.084656mm
W3 = 0.31496mm	S(3 4) = 0.709760mm
W4 = 0.39826mm	S(4 5) = 0.700330mm
W5 = 0.35000mm	S(5 6) = 0.321630mm
W6 = 0.31303mm	S(6 7) = 0.240530mm
W7 = 0.31303mm	S(7 8) = 0.321630mm
W8 = 0.35000mm	S(8 9) = 0.700330mm
W9 = 0.39826mm	S(9 10) = 0.709760mm
W10 = 0.31496mm	S(10 11) = 0.084656mm
W11 = 0.31496mm	S(11 12) = 0.709760mm
W12 = 0.39826mm	
Length of comb-line = 5.5369mm	
tap point = 4.2519mm	

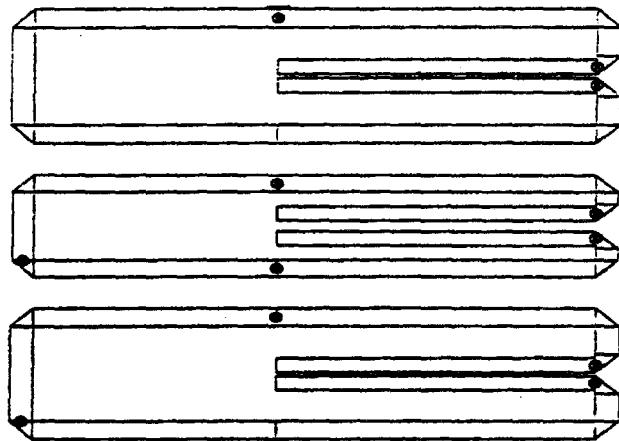


그림 12. Compact hairpin-line 여파기의 layout 도
Fig. 12. Layout of compact hairpin-line filter

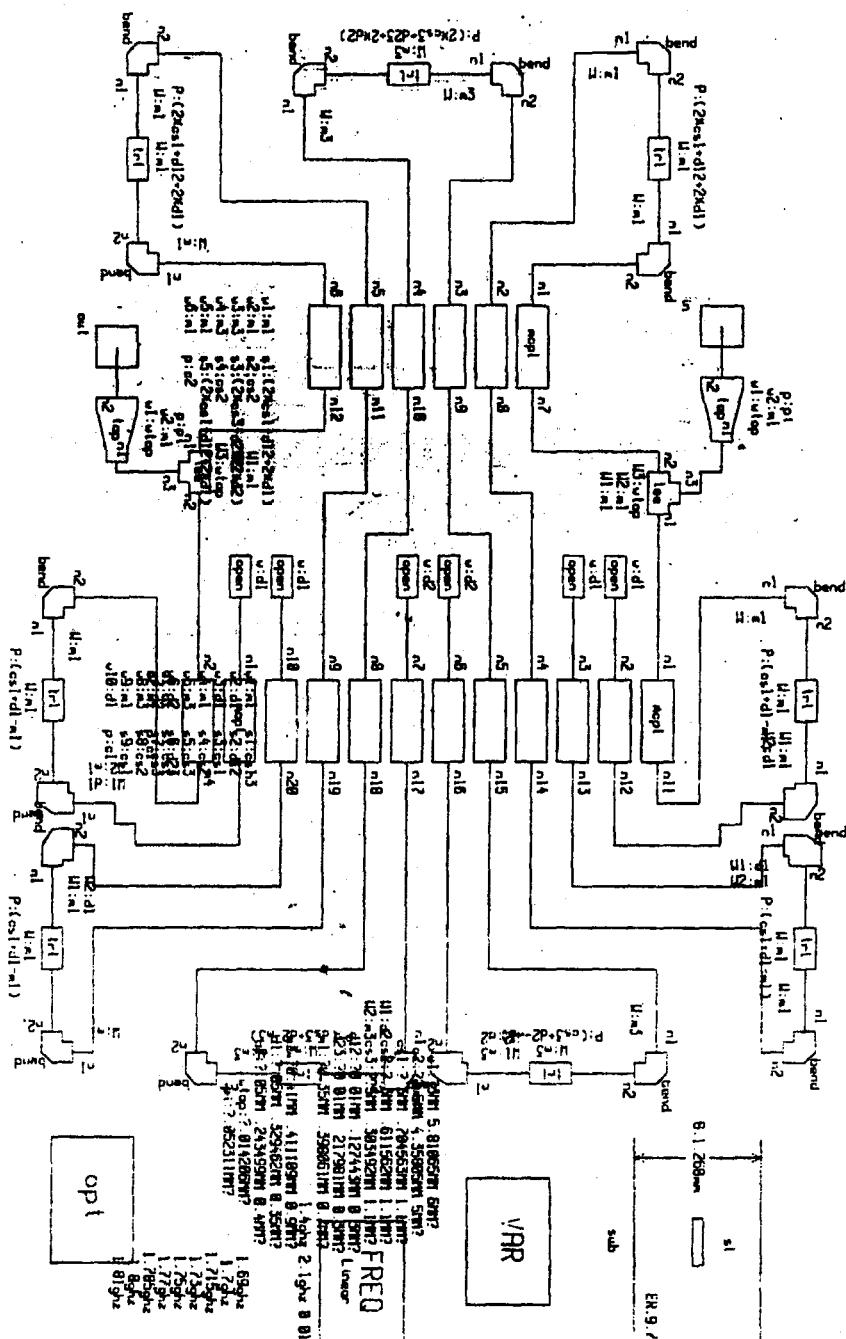


그림 13. Compact hairpin-line 여파기의 schematic 회로
Fig. 13. Schematic circuit of compact hairpin-line filter

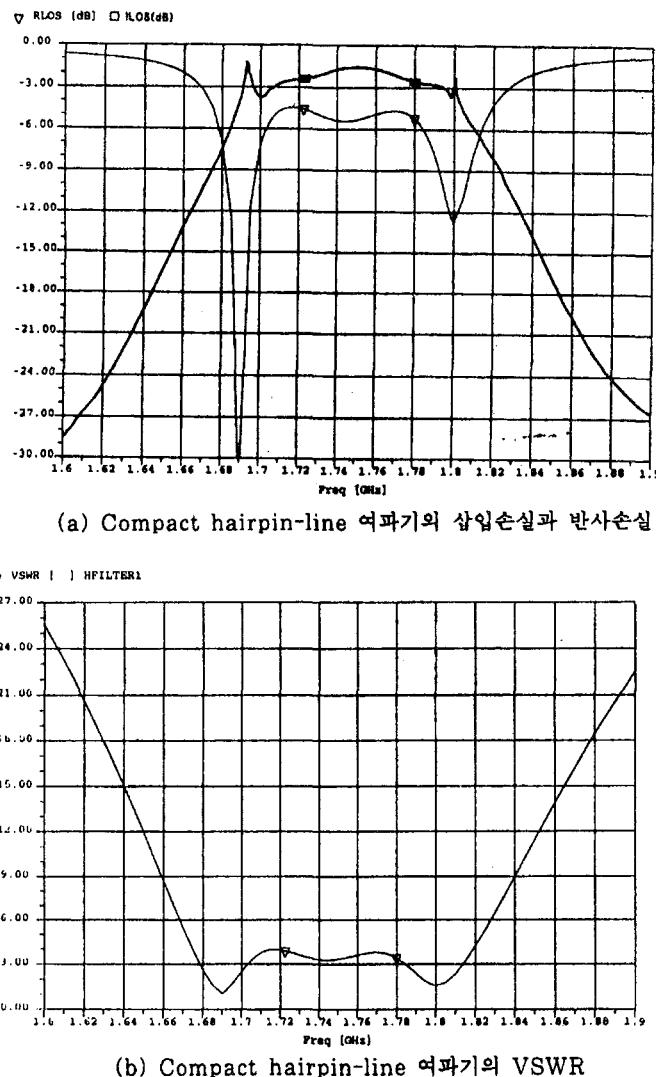


그림 14. Compact hairpin-line 여파기의 특성

Fig. 14. Characteristics of compact hairpin-line filter

3.5 Haripin-Line 여파기와 compact hairpin-line 여파기의 특성 비교

표 4에 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 계산한 통과 대역 근방의 compact hairpin-line 여파기와 hairpin-line 여파기에 대한 특성을 나타내었다.

표 4. Compact hairpin-line 여파기와 hairpin-line 여파기의 특성

주파수[GHz]	compact hairpin-line		hairpin-line	
	RLOS[dB]	VSWR	RLOS[dB]	VSWR
1.700	-8.62	2.18	-6.20	2.92
1.705	-6.10	2.96	-4.94	3.61
1.710	-5.03	3.55	-4.38	4.05
1.715	-4.61	3.85	-4.20	4.22
1.720	-4.55	3.91	-4.24	4.18
1.725	-4.68	3.80	-4.42	4.01
1.730	-4.90	3.64	-4.67	3.81
1.735	-5.14	3.48	-4.93	3.61
1.740	-5.33	3.36	-5.14	3.48
1.745	-5.40	3.32	-5.24	3.42
1.750	-5.34	3.36	-5.20	3.44
1.755	-5.18	3.45	-5.05	3.54
1.760	-4.97	3.59	-4.83	3.69
1.765	-4.81	3.71	-4.62	3.85
1.770	-4.74	3.75	-4.47	3.98
1.775	-4.86	3.66	-4.43	4.00
1.780	-5.28	3.39	-4.59	3.87
1.785	-6.16	2.94	-5.02	3.55
1.790	-7.79	2.38	-5.89	3.06
1.795	-10.46	1.86	-7.42	2.48
1.800	-12.90	1.59	-9.81	1.95

표 4로부터 설계한 두 여파기의 특성을 비교해보면, compact hairpin-line 여파기가 hairpin-line 여파기에 비해 다음의 양만큼 특성이 개선되었음을 알 수 있다.

반사손실 : ① 3[dB]점

1.705[GHz] : 23.48%

1.795[GHz] : 40.97%

② 중심주파수(1.75[GHz]) : 2.7%

③ 통과대역에서의 평균값 : 11.37%

VSWR : ① 3[dB]점

1.705[GHz] : 21.96%

1.795[GHz] : 33.33%

② 중심주파수(1.75[GHz]) : 2.38%

③ 통과대역에서의 평균값 : 11.47%

위의 결과에서 compact hairpin-line 여파기는 hairpin-line 여파기에 비해 삽입손실의 경우 평균 11.37%, VSWR의 경우 평균 11.47%가 개선되어 보다 양호한 특성을 갖고 있음을 알 수 있다.

IV. 결 론

본 논문에서는 유전율 9.7인 알루미나 기판위에 두께 0.03556 mm인 구리를 사용하여 스트립 전송선으로 hairpin-line 여파기를 설계하였으며, 또한 hairpin-line 여파기의 설계이론을 바탕으로 hairpin-line 여파기의 설계규격과 동일한 조건을 갖는 compact hairpin-line 여파기를 설계하였다.

여파기의 치수는 Matthaei에 의해 제안된 설계식과 그래프를 이용하여 근사값을 얻고, compact 사의 ‘Microwave Harmonica’와 ‘Serenade’ 프로그램을 이용하여 정확한 특성을 갖는 여파기 치수를 계산하는데, 치수 계산시 가장 어려웠던 점은 여파기 입출력단의 정확한 템지점을 찾아내는 과정이었다.

본 논문에서 설계한 두 구조의 여파기 특성을 비교해본 결과, 통과 대역에서 hairpin-line 여파기에 비해 compact hairpin-line 여파기의 삽입손실이 평균 11.37%개선되었고, VSWR의 경우도 hairpin-line 여파기에 비해 compact hairpin-line 여파기가 평균 11.47%개선되었다.

설계된 여파기 치수에 있어서도 compact hairpin-line 여파기가 hairpin-line 여파기에 비해 약 3/4정도 작아 MIC화에 유리하므로, L-band 위성 수신기에 적합한 구조라고 생각된다.

설계한 두 구조의 여파기 모두 통과 대역 이외의 주파수에서 고차모드는 거의 발생하지 않았으며, 설계 절차는 hairpin-line 여파기에 비해 compact hairpin-line 여파기가 comb-line으로 인해 다소 복잡하였다.

설계하고자 하는 여파기의 쌍대구조인 SCTL interdigital 여파기를 이용하지 않고, 직접적인 등가모델을 얻을 수 있다면, 좀더 정확한 설계식을 얻을 수 있으리라 본다.

참고문헌

- [1] G.L.Matthaei, “Interdigital band-pass filters”, IRE Trans. MTT., Vol.MTT-10, pp.479-491, Nov. 1962
- [2] R.J.Wenzel, “Exact theory of interdigital band-pass filters and related Coupled structures”, IRE Trans. MTT., Vol.MTT-13, pp.559-575, Sep. 1965
- [3] R.J.Wenzel, “Synthesis of Combline and Capacitively Loaded Interdigital BPFs of Arbitrary BW”, IEEE Trans.MTT., Vol.MTT-20, pp.678-686, August 1972
- [4] T.A.Milligan, “Dimensions of Microstrip Coupled Lines and Interdigital Structures”, IEEE Trans. MTT., Vol.MTT-25, pp.405-410, May 1977
- [5] S.B.Cohn, “Microwave Bandpass Filters Containing high-Q Dielectric Resonator”, IEEE Trans. MTT., Vol.MTT-16, pp.218-227, Apr. 1968
- [6] G.L.Matthaei, “Combline Band-Pass Filters of Narrow or Moderate Bandwidth”, Microwave J., Vol.6, pp.82-91, Aug. 1963
- [7] R.M.Kurzrok, “Microwave Filters using Parallel Coupled Lines”, IEEE Trans. MTT., Vol.MTT-14, pp.351-353, July 1966

- [8] A.D.Vincze, "Practical Design Approach to Microstrip Combline-Type Filters". IEEE Trans. MTT., Vol.MTT-22, pp.1171 -1181, Dec. 1974
- [9] E.G.Cristal, "Hairpin-Line and Hybrid Hairpin-Line/Half-Wave Parallel Coupled-Line Filters", IEEE Trans.MTT.,Vol.MTT-20,pp.719-728, Nov. 1972
- [10] U.H.Gysel, "New Theory and Design for Hairpin-Line Filters", IEEE Trans. MTT., Vol.MTT-22, pp.523-531, May 1974
- [11] M.Sagawa, "Miniaturized Hairpin Resonator Filters and Their Application to Receiver Front-End MICs", IEEE Trans. MTT.,Vol.MTT-37, pp.1991-1997, Dec. 1989
- [12] P. Pramanick, "compact 900MHz hairpin-line Filters using high Dielectric constant Microstrip Line", IEEE Int. Microwave Symp. Digest, 1993, pp.885-888, 1993