

論文99-36D-12-3

임의의 영상 임피던스와 결합기를 갖는 hairpin형태의 대역통과 여파기 설계

(A Design of Hairpin Type Band-pass Filter with an Arbitrary Image Impedance and Coupled Line Length)

李東煥 **, 李龍雨 *, 金哲秀 *, 金根永 ***, 朴准奭 *, 安 達 *

(Dong-Hwan Lee, Yong-Woo Lee, Chul-Soo Kim, Geun-Young Kim,
Jun-Seok Park, and Dal Ahn)

요 약

기존에 제시되었던 hairpin 형태의 대역통과 여파기 설계 방법은 공진기 및 인버터를 구성하는 전송선로의 특성 임피던스와 결합길이가 제한되어 있으며 설계 파라미터의 추출 방법이 난해하다는 단점을 갖고 있다. 따라서 본 논문에서는 각 전송선로가 서로 다른 특성 임피던스와 결합길이로 구성된 병렬 결합선로 형태의 대역통과 여파기 설계식을 유도하고 이를 이용하여 hairpin 형태의 대역통과 여파기를 제작하기 위한 새로운 설계 방법을 제시하였다. 또한 논문에서 제안한 설계 방법을 이용하여 IMT-2000 시스템용 RX 대역 및 TX 대역 대역통과 여파기와 듀플렉서를 제작하고 특성을 측정하였다.

Abstract

Several kinds of design method for the hairpin type band-pass filter have been reported. The conventional design methods have some restrictions in characteristic impedance of coupled line section, which provide complexities to designer. In this paper, the novel design formulas for the hairpin type band-pass filter have been derived and proposed to resolve the problems of the reported design methods. By employing the equivalent circuit of the coupled line section and band-pass filter design theory, the design procedures and formulas are derived. The hairpin type RX/TX band-pass filters for the IMT-2000 service have been designed, fabricated with duplexer configuration, and then measured to show the validity of the proposed design method.

I. 서 론

다변화된 무선통신 서비스의 운용에 따라 무선통신

시스템을 구성하는 기지국 또는 단말기용 고주파 부품은 고성능, 경량화, 소형화 등의 소자특성과 함께 우수한 재현성 및 저가격 특성 등의 다양한 요구조건들을 만족해야한다.

본 논문에서는 무선통신 시스템 단말기용 핵심 부품의 하나인 대역통과 여파기와 듀플렉서를 제작하기 위해 hairpin 형태의 대역통과 여파기 설계식을 새롭게 유도하고 제안한 설계방법을 이용하여 실험용 여파기를 제작하였다. 병렬 결합선로 여파기는 마이크로스트립 또는 스트립과 같은 평면형 구현이 용이하며 약 10% 이상의 대역폭을 갖는 광대역용 여파기 제작이

* 正會員, 順天鄉大學校 電氣電子工學科
(School of Electrical and Electronic Engineering Soon Chun Hyang Univ.)

** 正會員, 耽羅大學校 産業情報學科
(Dept. of Industrial Informatics, Tamna University)

*** 正會員, (株)有裕(YuYu Inc.)

接受日字: 1999年6月10日, 수정완료일: 1999年11月22日

가능하다¹¹⁾. 또한 결합선로의 길이를 단축하므로써 중심 주파수의 조절이 용이하다. 병렬 결합선로 여파기의 변형된 형태인 hairpin 구조의 대역통과 여파기는 병렬 결합선로 여파기의 장점과 함께 그 사이즈를 약 반으로 줄인 특성을 갖는데 기존에 제시되었던 hairpin 형태의 대역통과 여파기 설계 방법²⁾⁵⁾⁶⁾은 여파기의 공진기 및 인버터를 구성하는 전송선로의 특성 임피던스가 50Ω으로 제한되어 있으며 인버터를 구성하는 결합단의 길이 또한 $\lambda/4$ 근방으로 제한되어 있어 세라믹과 같은 높은 비유전율을 갖는 유전체 기판을 이용하여 여파기를 제작할 경우 원하는 특성 임피던스를 구현할 수 없으며 일반적인 대역통과 여파기의 구조상 첫 번째 인버터의 결합량이 매우 크므로 원하는 결합량을 얻기 위해서는 결합선로 사이의 갭 사이즈가 매우 작아지게 되므로 실제 제작상의 많은 문제점을 갖고 있다. 이러한 문제점을 해결하기 위해 전송선로의 특성 임피던스를 50Ω이 아닌 임의의 임피던스로 변형하여 결합선로 여파기를 제작하는 방법¹⁴⁾이 연구되어 있으나 이는 모든 인버터의 결합길이가 $\lambda/4$ 이고 특성 임피던스가 동일한 경우에 한하여 여파기 제작이 가능하다. 따라서 본 논문에서는 여파기를 구성하는 전송선로의 특성 임피던스가 모두 다르며 인버터가 $\lambda/4$ 이하의 서로 다른 결합길이를 갖는 결합선로 여파기 설계식을 유도하고 이를 이용하여 hairpin 형태의 여파기를 제작하기 위한 설계방법을 제안하였다. 또한 본 논문에서 제시한 설계 방법을 이용하여 IMT-2000 시스템 대역 실험용 대역통과 여파기와 듀플렉서를 제작하고 그 특성을 측정하였다.

II. 설계 이론

1. 임의의 결합길이를 갖는 병렬 결합선로 여파기의 설계

일반적인 병렬 결합선로 여파기는 공진기 및 인버터를 구현하는 각 결합선로의 특성 임피던스가 입·출력단의 특성임피던스와 같고 중심 주파수에서 90°의 동일한 결합길이를 갖는다. 그러나 실제 대역통과 여파기를 구현할 때에는 병렬 공진기를 사용하는 여파기 구조상 첫 번째 인버터의 서셉턴스 값이 매우 크므로 원하는 결합량을 얻기 위해서는 결합선로 사이의 간격이 매우 좁아야 하며 또한 세라믹과 같은 높은 비유전율의 기

판을 이용할 경우 입·출력단의 특성임피던스를 만족하는 전송선로의 선폭을 구현할 수 없는 등 구현상의 제한에 의해 원하는 특성을 만족하는 결합선로 여파기를 제작하는 것이 어렵다. 따라서 본 논문에서는 결합선로 여파기 구현 할 때 발생하는 제한을 해결하기 위하여 입·출력단의 특성임피던스와 다른 임의의 임피던스를 갖고 각 결합단의 결합 길이가 중심주파수에서 90°보다 작은 결합선로 여파기를 구현하기 위한 설계식을 유도하였다. 그림 1은 임의의 특성임피던스와 결합길이를 갖는 결합선로 단의 등가회로를 나타내고 여기서 Y_1 은 중단의 어드미턴스와 다른 값을 갖는 임의의 특성 어드미턴스를 나타낸다.¹³⁾⁴⁾

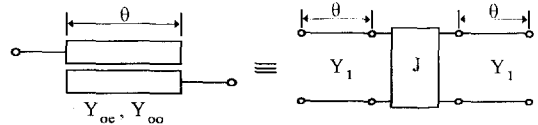


그림 1. 임의의 결합길이를 갖는 특성 어드미턴스를 갖는 결합선로와 등가회로

Fig. 1. The coupled line section and its equivalent circuit with arbitrary coupled-line section and characteristic admittance.

그림 1에 나타낸 임의의 결합길이를 갖는 특성 어드미턴스를 갖는 결합선로와 인버터를 포함하는 등가회로의 등가 관계식은 결합선로의 등가회로와 ABCD 파라미터를 이용하여 다음 식들로 유도된다.

$$\left(JZ_1 + \frac{1}{JZ_1} \right) \sin \theta \cos \theta = \frac{X}{Y} \cos \theta \quad (1)$$

$$JZ_1^2 \sin^2 \theta - \frac{\cos^2 \theta}{J} = \frac{Y}{2} \csc \theta - \frac{X^2}{2Y} \cos \theta \cot \theta \quad (2)$$

$$\frac{1}{JZ_1^2} \sin^2 \theta - J \cos^2 \theta = \frac{2}{Y} \sin \theta \quad (3)$$

여기서 변수 X 와 Y 는 결합선로의 우·기모드 임피던스의 합과 차를 각각 나타내며 다음 식들로 표현된다.

$$X = \frac{2Z_1 \sin^2 \theta + 2J^2 Z_1^3 \sin^2 \theta}{\sin^2 \theta - J^2 Z_1^2 \cos^2 \theta} \quad (4)$$

$$Y = \frac{2JZ_1^2 \sin \theta}{\sin^2 \theta - J^2 Z_1^2 \cos^2 \theta} \quad (5)$$

따라서 임의의 임피던스 Z_1 및 결합길이 θ 로 구현된 결합선로 여파기의 각 결합단에서의 우·기모드 임피던스는 다음과 같이 유도할 수 있고

$$Z_{oe1} = \frac{Z_1 \sin \theta (\sin \theta + jZ_1 + J^2 Z_1^2 \sin \theta)}{\sin^2 \theta - J^2 Z_1^2 \cos^2 \theta} \quad (6)$$

$$Z_{oo1} = \frac{Z_1 \sin \theta (\sin \theta - jZ_1 + J^2 Z_1^2 \sin \theta)}{\sin^2 \theta - J^2 Z_1^2 \cos^2 \theta} \quad (7)$$

임의의 특성 임피던스와 결합길이를 갖는 결합선로 여파기의 공진기단 등가회로는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

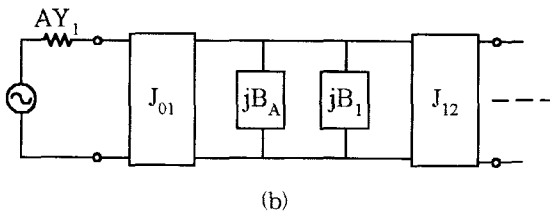
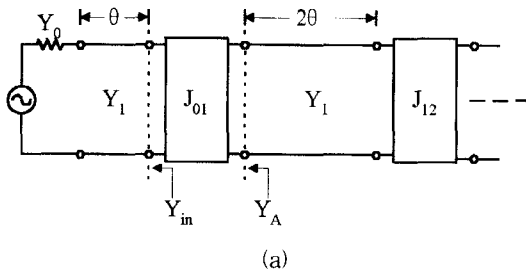


그림 2. 결합선로 여파기의 공진기 구조 및 등가회로

- (a)
- (b)

Fig. 2. Resonator structure and equivalent circuit of coupled line filter.

- (a)
- (b)

그림 2(a)에서 입력임피던스 Y_{in} 은 다음과 같이 유도되며

$$Y_{in} = Y_1 \frac{Y_0 + jY_1 \tan \theta}{Y_1 + jY_0 \tan \theta} = Y_1 \frac{A(1+S^2) + jS(1-A^2)}{1+A^2S^2} \quad (8-1)$$

여기서 ω 는 ω_0 근방이므로 $S^2 \approx 0$ 으로 무시하고 S 항

만을 고려하면 다음과 같이 근사화되며,

$$\approx \frac{Y_1^2}{Y_0} + jY_1 S(1-A^2) \quad (8-2)$$

여기서

$$A = \frac{Y_1}{Y_0}, \quad S = \frac{\pi}{2} \frac{\omega - \omega_0}{\omega_0}$$

를 나타낸다. 또한 그림 2(a)의 Y_A 에서 바라본 입력 어드미턴스는 다음과 같이 유도되며

$$Y_A = \frac{J_{01}^2}{Y_{in}} = \frac{J_{01}^2}{Y_1 A + jY_1 S(1-A^2)} \quad (9)$$

$$\approx \frac{J_{01}^2}{Y_1 A} \left[1 + jS \left(A - \frac{1}{A} \right) \right] = \frac{J_{01}^2}{Y_1 A} + jB_A$$

결합선로를 구성하는 전송선로의 임피던스가 50Ω 이 아닌 임의의 임피던스가 되면 새로운 병렬 공진기의 썬셋턴스 성분 jB_A 가 나타나고 이는 대역통과 여파기를 구성하는 첫 번째 공진기인 $jB_{n1}(\omega)$ 의 썬셋턴스 성분을 다음과 같이 변화시킨다는 것을 알 수 있다.

$$B_{n1}(\omega) = B_A(\omega) + B_1(\omega) = \left[\frac{J_{01}^2}{Y_1} \left(1 - \frac{1}{A^2} \right) + 2Y_1 \right] S \quad (10)$$

따라서 식 (10)에 의해 그림 2(a)의 회로는 그림 2(b)의 등가회로로 표현할 수 있으며 첫 번째 공진기의 슬롭 파라미터는 식 (11)로 구해지며

$$b_1 = \frac{\pi}{4} Y_1 \left[\frac{J_{01}^2}{Y_1^2} \left(1 - \frac{1}{A^2} \right) + 2 \right] \quad (11)$$

식 (11)와 같이 병렬 공진기의 슬롭 파라미터가 변함에 따라 각 결합단에서의 J 인버터 값은 다음과 같이 유도된다.

$$\frac{J_{01}}{Y_1} = \sqrt{\frac{\frac{\pi}{2} A w}{\omega_1' g_0 g_1 - \frac{\pi}{4} A w \left(1 - \frac{1}{A^2} \right)}} \quad (12-1)$$

$$\frac{J_{12}}{Y_1} = \frac{\pi w}{2 \omega_1'} \sqrt{\frac{\frac{1}{2} \left[\frac{J_{01}^2}{Y_1^2} \left(1 - \frac{1}{A^2} \right) + 2 \right]}{g_1 g_2}} \quad (12-2)$$

$$\frac{J_{j,j+1}}{Y_1} = \frac{\pi}{2} \frac{w}{\omega_1'} \sqrt{\frac{1}{g_j g_{j+1}}}, \quad j=2,3,\dots,n-2 \quad (12-3)$$

$$\frac{J_{n-1,n}}{Y_1} = \frac{\pi w}{2\omega_1'} \sqrt{\frac{\frac{1}{2} \left[\frac{J_{01}^2}{Y_1^2} \left(1 - \frac{1}{A^2}\right) + 2 \right]}{g_{n-1} g_n}} \quad (12-4)$$

$$\frac{J_{n,n+1}}{Y_1} = \sqrt{\frac{\frac{\pi}{2} A w}{\omega_1' g_n g_{n+1} - \frac{\pi}{4} A w \left(1 - \frac{1}{A^2}\right)}} \quad (12-5)$$

여기서

$$\frac{\omega'}{\omega_1'} = \frac{2}{w} \left(\frac{\omega - \omega_0}{\omega_0} \right)$$

$$\omega_0 = \frac{\omega_1 + \omega_2}{2}$$

$$w = 2 \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_2 + \omega_1}$$

를 나타내며 식 (12)를 이용하여 구한 각 J 인버터 값을 식 (6)과 (7)에 대입하므로써 여파기 설계 파라미터인 각 결합단에서의 우·기모드 임피던스를 구할 수 있다.

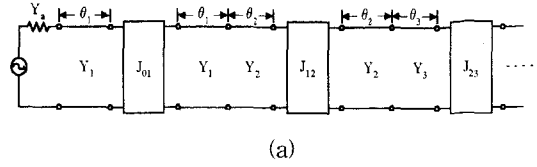
2. 각 결합단의 영상 임피던스와 결합 길이가 모두 다른 결합선로 여파기의 설계

그림 3은 각 결합단에서의 결합길이와 특성임피던스가 서로 모두 다른 결합선로 여파기와 그 등가회로를 나타낸다.

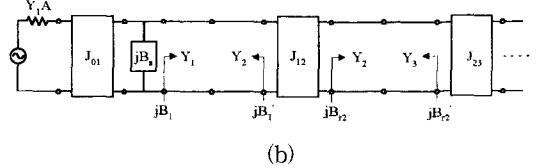
그림 3(b)에 나타낸 결합선로 여파기의 등가회로를 살펴보면 인버터의 결합길이가 $\lambda/4$ 이하가 되어도 공진기를 구성하는 한 쪽 선로의 길이는 항상 90° 이므로 인버터의 결합길이에 무관하게 각 인버터를 기준으로 바라본 입력 어드미턴스를 구할 수 있다.

각 결합단의 인버터 값을 결정하기 위한 공진기 값은 다음과 같이 유도된다. 우선 첫 번째 인버터인 J_{01} 값을 구하기 위해 J_{01} 을 기준으로 J_{12} 를 향해 바라본 입력 어드미턴스를 구하면

$$Y_{in1} = jB_1 = jY_1 \frac{(Y_1 + Y_2) \tan \theta_1}{Y_1 + j(jY_2 \tan \theta_1) \tan \theta_1} \quad (13-1)$$



(a)



(b)

그림 3. (a) 각 결합단에서의 결합길이와 특성임피던스가 모두 다른 결합선로 여파기 회로

(b) 결합선로 여파기의 등가회로

Fig. 3. (a) The coupled line bandpass filter with arbitrary characteristic impedance and coupled-line length at each section.

(b) Equivalent circuit of coupled line bandpass filter.

이 되고 위 식에서 $Y_2 \tan^2 \theta_1 \gg Y_1$ 가 되므로 Y_1 을 무시하면

$$= -j \frac{Y_1}{Y_2} (Y_1 + Y_2) \cot \theta_1 \quad (13-2)$$

이 되며, $\cot \theta_1 \approx -\frac{\pi}{2} \left(\frac{\omega - \omega_0}{\omega_0} \right)$ 로 근사화 되어 첫 번째 인버터를 기준으로 J_{12} 를 향해 바라본 서셉턴스는 다음과 같이 구할 수 있다.

$$B_1(\omega) = \frac{Y_1}{Y_2} (Y_1 + Y_2) S \quad (14)$$

유사하게 두 번째 인버터인 J_{12} 에서 J_{01} 을 향해서 본 입력 어드미턴스는 다음과 같이 유도되며,

$$\begin{aligned} Y_{in1} &= jB_1 = jY_2 \frac{(Y_1 + Y_2) \tan \theta_2}{Y_2 + j(jY_1 \tan \theta_2) \tan \theta_2} \\ &= -j \frac{Y_2}{Y_1} (Y_1 + Y_2) \cot \theta_2 \end{aligned} \quad (15)$$

두 번째 인버터를 기준으로 J_{01} 을 향해 바라본 서셉턴스는 다음과 같이 구할 수 있다.

$$B_1'(\omega) = \frac{Y_2}{Y_1} (Y_1 + Y_2) S \quad (16)$$

따라서 식 (14)와 식 (16)으로부터 각 결합단의 임피던스가 서로 다른 경우 각 인버터를 기준으로 바라본 입력 어드미턴스가 모두 다르다는 것을 알 수 있으며 첫 번째 인버터를 기준으로 J_{12} 를 향해 바라본 공진기의 전체 서셉턴스 B_{n1} 과 두 번째 인버터를 기준으로 J_{01} 을 향해 바라본 공진기의 전체 서셉턴스 B_{n1}' 은 다음 식으로 표현된다.

$$B_{n1}(\omega) = B_a(\omega) + B_1(\omega) \quad (17-1)$$

$$B_{n1}'(\omega) = B_a(\omega) + B_1'(\omega) \quad (17-2)$$

따라서 각 인버터를 기준으로 한 공진기의 서셉턴스는 식 (18)로 구해지며 여기서 변수 A, B 및 S 는 다음과 정의된다.

$$A = \frac{Y_1}{Y_a}, \quad B = \frac{Y_{n+1}}{Y_b}, \quad S = \frac{\pi}{2} \frac{\omega - \omega_0}{\omega_0}$$

Y_a : Input Admittance, Y_b : Output Admittance

$$B_{n1}(\omega) = \frac{J_{01}^2}{Y_1} \left(1 - \frac{1}{A^2}\right) S + \frac{Y_1}{Y_2} (Y_1 + Y_2) S \quad (18-1)$$

$$B_{n1}'(\omega) = \frac{J_{01}^2}{Y_1} \left(1 - \frac{1}{A^2}\right) S + \frac{Y_2}{Y_1} (Y_1 + Y_2) S \quad (18-2)$$

$$B_{n2}(\omega) = \frac{Y_2}{Y_3} (Y_2 + Y_3) S \quad (18-3)$$

$$B_{n2}'(\omega) = \frac{Y_3}{Y_2} (Y_2 + Y_3) S \quad (18-4)$$

$$B_{nj}(\omega) = \frac{Y_j}{Y_{j+1}} (Y_j + Y_{j+1}) S \quad (18-5)$$

$$B_{nj}'(\omega) = \frac{Y_{j+1}}{Y_j} (Y_j + Y_{j+1}) S \quad (18-6)$$

$$B_{rn-1}(\omega) = \frac{Y_{n-1}}{Y_n} (Y_{n-1} + Y_n) S \quad (18-7)$$

$$B_{rn-1}'(\omega) = \frac{Y_n}{Y_{n-1}} (Y_{n-1} + Y_n) S \quad (18-8)$$

$$B_{rn}(\omega) = \frac{J_{n,n+1}^2}{Y_{n+1}} \left(1 - \frac{1}{B^2}\right) S + \frac{Y_n}{Y_{n+1}} (Y_n + Y_{n+1}) S \quad (18-9)$$

$$B_{rn}'(\omega) = \frac{J_{n,n+1}^2}{Y_{n+1}} \left(1 - \frac{1}{B^2}\right) S + \frac{Y_{n+1}}{Y_n} (Y_n + Y_{n+1}) S \quad (18-10)$$

식 (18)로부터 서셉턴스 슬롭 파라미터를 이용 각 인버터 값을 표현하면 다음과 같다.

$$\frac{J_{01}}{Y_1} = \sqrt{\frac{\frac{\pi}{4} \omega A \left(1 + \frac{Y_1}{Y_2}\right)}{\omega_1 g_0 g_1 - \frac{\pi}{4} \omega A \left(1 - \frac{1}{A^2}\right)}} \quad (19-1)$$

$$\frac{J_{12}}{Y_2} = \frac{\omega}{\omega_1} \frac{\pi}{4} \sqrt{\frac{\left[\frac{J_{01}^2}{Y_1} \left(1 - \frac{1}{A^2}\right) + \frac{Y_2}{Y_1} (Y_1 + Y_2)\right] \left(\frac{1}{Y_2} + \frac{1}{Y_3}\right)}{g_1 g_2}} \quad (19-2)$$

$$\frac{J_{j,j+1}}{Y_{j+1}} = \frac{\omega}{\omega_1} \frac{\pi}{4} \sqrt{\frac{\left(1 + \frac{Y_{j+1}}{Y_j}\right) \left(1 + \frac{Y_{j+1}}{Y_{j+2}}\right)}{g_j g_{j+1}}} \quad (19-3)$$

$$\begin{aligned} \frac{J_{n-1,n}}{Y_n} &= \frac{\omega}{\omega_1} \frac{\pi}{4} \sqrt{\frac{\left[\frac{J_{n,n+1}^2}{Y_{n+1}} \left(1 - \frac{1}{B^2}\right) + \frac{Y_n}{Y_{n+1}} (Y_n + Y_{n+1})\right] \left(\frac{1}{Y_n} + \frac{1}{Y_{n-1}}\right)}{g_{n-1} g_n}} \end{aligned} \quad (19-4)$$

$$\frac{J_{n,n+1}}{Y_{n+1}} = \sqrt{\frac{\frac{\pi}{4} \omega B \left(1 + \frac{Y_{n+1}}{Y_n}\right)}{\omega_1 g_n g_{n+1} - \frac{\pi}{4} \omega B \left(1 - \frac{1}{B^2}\right)}} \quad (19-5)$$

따라서 결합선로 여파기는 임·출력단의 종단 임피던스와 각 결합단에서의 임피던스 값이 대칭 또는 비대칭적으로 다르게 구현 가능하며, 각 결합단에서의 인버터 값은 식 (19)로부터 얻을 수 있고 인버터를 구현하기 위한 각 결합단의 우·기모드 임피던스는 식 (6) 과 식 (7)로부터 구할 수 있다.

3. 임의의 결합길이와 영상임피던스를 갖는 hairpin 형태의 대역통과 여파기의 설계

그림 4는 임의의 특성 임피던스와 결합길이를 갖는 결합선로 여파기를 나타내고, 그림 5는 그림 4로부터 유도된 hairpin 형태의 여파기 회로를 나타낸다.^{[2][5][6]}

그림 4의 구조를 그림 5와 같이 hairpin 형태의 여파기 회로로 변형하기 위해서는 공진기를 구성하는 개방선로의 길이는 중심주파수에서 $\lambda/2$ 로 동일하며 각 결

합단의 길이를 $\lambda/4$ 이하로 단축하여 hairpin 형태의 여파기로 변형시켜야 한다. 각 결합 단의 길이가 $\lambda/4$ 이하인 경우 인버터 회로는 그림 6과 같이 나타낼 수 있다.^[5]

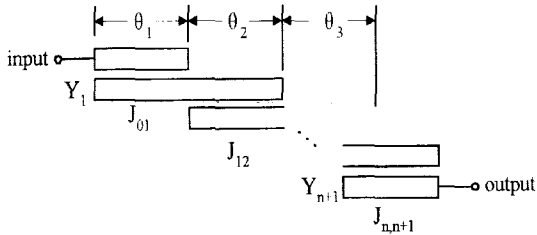


그림 4. 임의의 임피던스와 결합길이를 갖는 병렬 결합선로 대역통과 여파기
Fig. 4. Parallel coupled line band-pass filter with arbitrary impedance and coupled length.

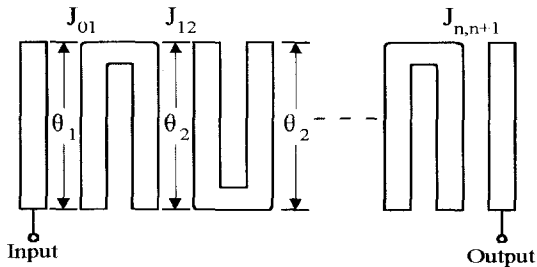


그림 5. 그림 4 회로로부터 유도된 hairpin 여파기
Fig. 5. The hairpin type bandpass filter derived from Fig. 4.



그림 6. 결합선로 형태의 인버터와 hairpin 형태의 인버터 회로
Fig. 6. Inverter configuration of the coupled line and hairpin type configuration.

그림 6에서 J 번째 인버터 단의 결합길이를 θ_j , $J+1$ 번째 인버터 단의 길이를 θ_{j+1} 로 정의하고 $\lambda/4$

에서 단축된 길이를 각각 ϕ_j , ϕ_{j+1} 로 정의하면 J 번째 인버터의 등가회로는 그림 7과 같이 표현할 수 있다.

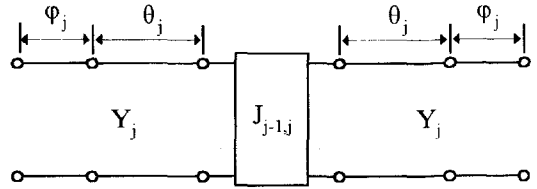


그림 7. 인버터의 등가회로
Fig. 7. Equivalent circuit of inverter.

또한 임의의 결합각도를 갖는 인버터 단의 우·기모드 임피던스는 식 (6)과 식 (7)로부터 구할 수 있으며 공진기 구조는 다음의 등가회로로 표현할 수 있다.

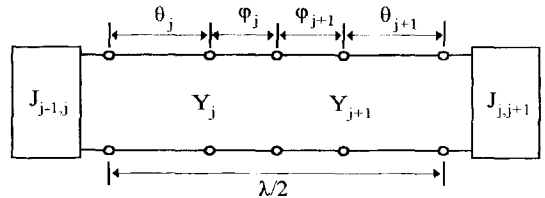


그림 8. hairpin 여파기의 공진기 구조도
Fig. 8. The resonator structure of hairpin type filter.

따라서 그림 6과 8로부터 임의의 특성 임피던스와 결합길이를 갖는 병렬 결합선로 여파기는 그림 6과 같은 hairpin 형태의 여파기로 변환될 수 있다는 것을 알 수 있다. hairpin 형태의 대역통과 여파기의 주파수 변환함수 및 중심주파수는 다음과 같고

$$\frac{\omega'}{\omega_1} = \frac{2}{w} \left(\frac{\omega - \omega_0}{\omega_0} \right),$$

$$\omega_0 = \frac{\omega_1 + \omega_2}{2},$$

$$w = 2 \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_2 + \omega_1}$$

각 인버터 단은 식 (19)로부터 구할 수 있으며, 결합단의 길이는 다음과 같이 구해진다.

$$\begin{aligned} \theta_1 &= 90^\circ \\ \theta_j + \phi_j &= 90^\circ \quad j = 2, 3, \dots, n-1 \\ \theta_{n+1} &= 90^\circ \end{aligned} \quad (20)$$

III. 시뮬레이션 및 제작

이 장에서는 본 논문에서 유도한 설계 식을 이용하여 IMT-2000 시스템용 RX 대역 및 TX 대역 대역통과 여파기와 듀플렉서를 hairpin 형태로 설계하고 제작하여 그 특성을 측정하였다. 표 1은 설계한 IMT-2000 시스템용 대역통과 여파기의 규격을 나타내며 Ansoft사의 Compact Software를 이용하여 대역통과 여파기를 시뮬레이션 하였다.

표 1. 실험용 듀플렉서의 규격
Table 1. Spec of duplexer.

Filter Specifications	
RX-Band	TX-Band
$f_0 = 1950\text{MHz}$	$f_0 = 2140\text{MHz}$
$BW = 1920 - 1980\text{MHz}$	$BW = 2110 - 2170\text{MHz}$
$w = 3.077\%$	$w = 2.804\%$
$Ripple = 0.01\text{ dB}$	
$N = 3$	

RX 대역 여파기의 시뮬레이션 결과 및 특성은 그림 9와 10에 제시하였다.

RX 대역용 여파기는 첫 번째 인버터의 결합길이를 90° , 두 번째 인버터의 결합길이를 80° 로 하여 설계되었으며 밴드부분의 영향을 고려하여 최적화를 통해 최종 결합길이를 각각 87° , 75° 로 수정하였다. 여파기의 제작은 유전율 3.2에 기판의 두께가 31mil인 TLC-32 기판을 이용하여 구현하였다. 측정결과 RX 대역 실험용 여파기는 대역내에서 최대 -1.5dB 의 손실과 약 -18dB 정도의 TX 대역 감쇠특성을 얻을 수 있었는데 이는 전반적으로 시뮬레이션 특성과 근사하다는 것을 알 수 있다.

그림 11과 12는 TX 대역 여파기의 시뮬레이션 결과 및 특성을 나타낸다. TX 대역용 여파기는 첫 번째 인

COMPACT SOFTWARE - MICROWAVE HARMONICA PC V6.5

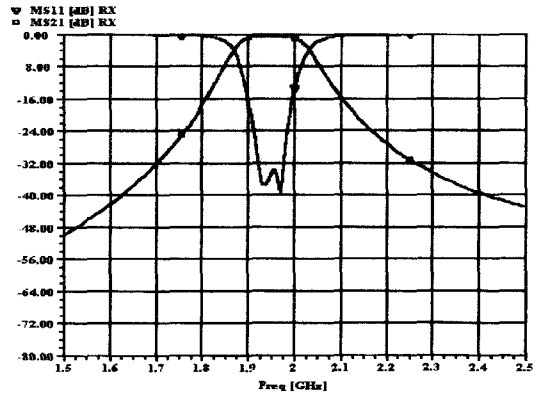


그림 9. RX 대역 여파기의 시뮬레이션 특성
Fig. 9. Simulation result of RX band.

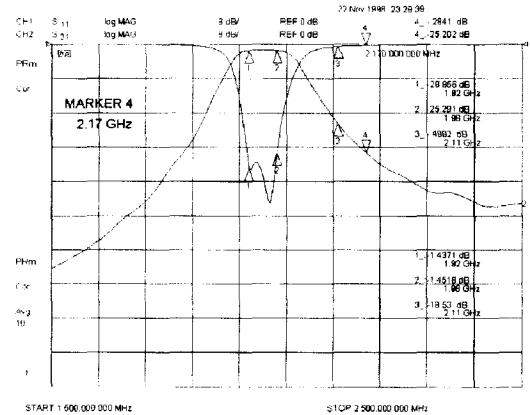


그림 10. RX 대역 여파기의 측정 데이터
Fig. 10. Measurement data of RX band.

버터의 결합길이를 90° , 두 번째 인버터의 결합길이를 80° 로 하여 설계되었으며 밴드부분의 영향을 고려하여 최종 결합길이를 각각 89° , 74.4° 로 수정하였다. 여파기 측정 결과 TX 대역 여파기는 대역폭 내 최대 -2.7dB 의 손실과 -33dB 의 RX 대역 감쇠 특성을 얻을 수 있었으며 전반적인 여파기의 특성은 시뮬레이션 결과와 일치하나 반사손실 특성이 저하되어 있는 것을 확인할 수 있는데 이는 여파기의 접지 면적이 크고 기판의 두께가 얇아 기판의 휨 현상에 의해 발생하는 것으로 추정된다.

설계된 RX 및 TX 대역통과 여파기를 이용 듀플렉서를 구현하기 위해서는 RX 대역과 TX 대역에서 각 상대 대역이 개방회로로 동작하여야 하므로, RX 대역에

COMPACT SOFTWARE · MICROWAVE HARMONICA PC V6.6

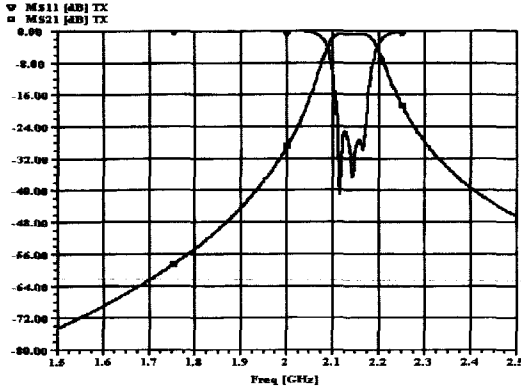


그림 11. TX 대역 여파기의 시뮬레이션 특성
Fig. 11. Simulation result of TX band.

COMPACT SOFTWARE · MICROWAVE HARMONICA PC V6.6

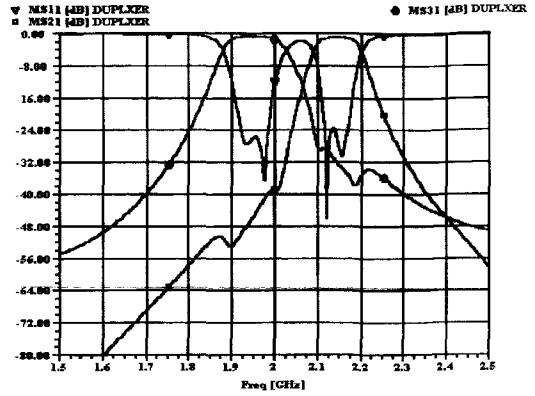


그림 13. 듀플렉서의 시뮬레이션 결과
Fig. 13. Simulation result of duplexer.

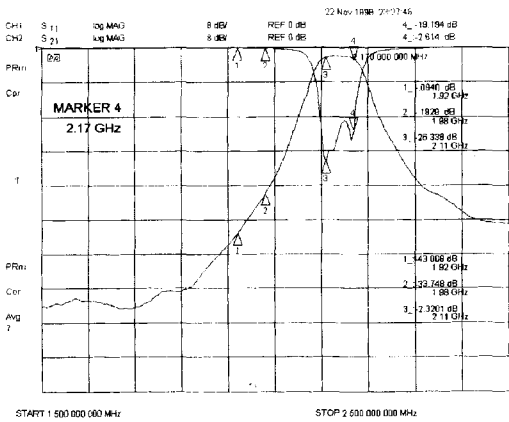


그림 12. TX 대역 여파기의 측정 데이터
Fig. 12. Measurement data of TX band.

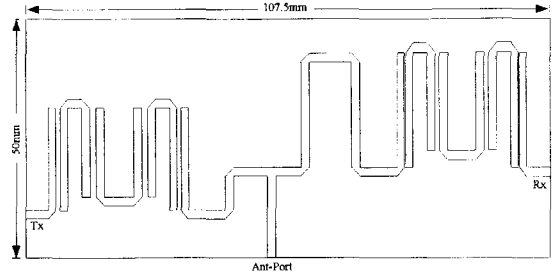


그림 14. 듀플렉서의 레이아웃
Fig. 14. Layout of duplexer.

서 TX 대역을 향해 바라본 전기적 길이를 90°가 되게 하고 반대로 TX 대역에서 RX 대역을 향해 바라본 전기적 길이를 90°가 되게 하면 각각의 여파기는 상대 대역 여파기의 특성에 무관하게 동작하게 된다. 따라서 전송선로를 이용하여 설계된 각각의 hairpin 형태의 대역통과 여파기의 전기적 길이를 상대 대역에서 90°가 되게 하여 듀플렉서를 설계하고 구현하였다. 그림 13은 듀플렉서의 시뮬레이션 특성을 나타낸다.

그림 14는 유전율 3.2의 테프론 기판으로 제작한 듀플렉서의 레이아웃을 나타내고, 그림 15는 듀플렉서의 측정 결과를 보여주며, 표 2는 제작된 실험용 여파기와 듀플렉서의 특성을 나타낸다.

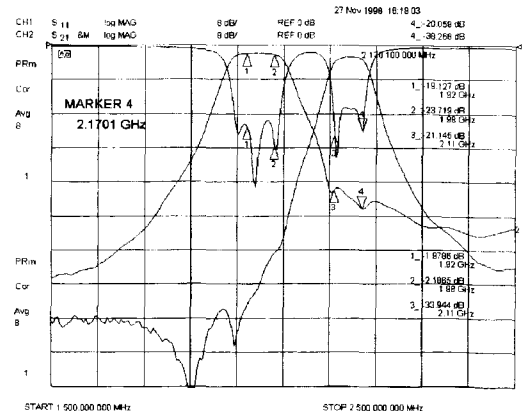


그림 15. 듀플렉서의 측정 데이터
Fig. 15. Measurement data of duplexer.

표 2. 실험용 여파기 및 듀플렉서의 계측 특성

Table 2. Measurement characteristic of Experimental Results.

특성		중심주파수	대역폭	삽입손실	반사손실	감쇠특성
대역통과 여파기	RX BPF	1950MHz	60MHz	1.5dB Max	-25dB min	-18dB min at TX Band
	TX BPF	2140MHz	60MHz	-2.7dB Max	-17dB min	-33dB min at RX Band
듀플렉서	RX Band	1950MHz	60MHz	-2.3dB Max	-17dB min	-33dB min at TX Band
	TX Band	2140MHz	60MHz	-4.0dB Max	-15dB min	-45dB min at RX Band

VI. 결론

참고 문헌

본 논문에서는 MIC 및 MMIC에 응용 가능한 평면형 구조를 갖는 대역통과 여파기 및 듀플렉서를 제작하기 위하여 임의의 특성 임피던스와 결합길이를 갖는 병렬 결합선로 여파기의 설계식을 유도하고 이를 이용하여 hairpin 형태의 대역통과 여파기를 제작하기 위한 설계 방법을 제시하였다. hairpin 형태의 여파기는 병렬결합 선로 여파기의 장점과 함께 그 사이즈를 약 1/2로 줄일 수 있으며, 여파기를 구성하는 인버터의 결합각도를 비교적 자유롭게 조절하여 다양한 형태의 여파기 회로의 변형이 가능하다는 장점을 갖는다. 또한 50Ω이 아닌 임의의 임피던스를 이용 여파기를 구현할 수 있으므로 높은 비유전율의 기판을 이용 여파기를 제작하는 것이 가능하다.

본 논문에서 제시한 여파기 설계 방법을 이용 IMT-2000 시스템용 대역통과 여파기와 듀플렉서를 hairpin 여파기 형태로 제작하고 그 특성을 측정하였다. 제작된 실험용 여파기의 특성은 시뮬레이션과는 다소 차이를 보이고 있으나 이는 재 제작시 정밀한 공정 과정을 통해 오차를 줄임으로써 개선시킬 수 있을 것으로 생각되며 고유전율의 세라믹 기판을 사용하여 다층 구조 형태로 제작할 경우 소형, 경량화 특성을 만족하는 단말기용 여파기 및 듀플렉서 구현이 가능할 것으로 사료된다.

감사의 글

※ 본 연구의 시뮬레이션 소프트웨어를 협조해주신 Ansoft Korea에 감사드립니다.

[1] S. B. Cohn, "Parallel coupled transmission-line-resonator filter", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 6, pp. 223~231, Apr. 1958.

[2] Edward G. Cristal, Sidney Frankel, "Hairpin-Line and Hybrid Hairpin-Line/Half-Wave Parallel-Coupled-Line Filters", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 20, No. 11, Nov. 1972.

[3] M. Makimoto, S. Yamashita, "Strip-line resonator filters having multicoupled sections", *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, pp. 92~94, 1983.

[4] Dal Ahn, Chul-Soo Kim, Min-Ho Chung, Dong-Hwan Lee, Dae-Won Lew, Heon-Jin Hong, "The Design of Parallel Coupled Line Filter with Arbitrary Image Impedance", *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, vol. 2, pp. 909~912, 1998.

[5] M. Sagawa, K. Takahashi M. Mikimoto, "Miniaturized Hairpin Resonator Filters and Their Application to Receiver Front-End MIC's", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 37, No. 12, Dec. 1989.

[6] G. L. Matthaei, N. O. Fenzi, R. Forse, S. Rohlfing, "Narrow-Band Hairpin-Comb Filters for HTS and other Applications", *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, pp. 457~460, 1996.

[7] George L. Matthaei, Leo Young, E. M. T.

Jones, "Microwave Filters, Impedance Matching Networks and Coupling Structures", Artech House, pp. 95~113, pp. 481~486, 1980.

[8] J. A. G. Malherbe, "Microwave Transmission Line Filter", Artech house, pp. 136~142, 1979.

[9] David M. Pozar, "Microwave Engineering", Addison-Wesley Publishing Company, pp. 506~517, 1990.

[10] S. B. Cohn, "Direct-Coupled Resonator Filter", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 5, pp. 187~195, 1957.

[11] 안달 "인버터의 주파수 특성을 이용한 대역통과 여파기 설계에 관한 연구," 서강대학교 박사학위 논문 1989

저 자 소 개



李 東 煥(正會員)

1972년생. 1997년 2월 순천향대학교 전자공학과 학사취득. 1999년 2월 순천향대학교 전자공학과 석사취득. 1999년~현재 (주) 유유 세라믹 사업부 연구원. 주 관심분야는 유전체 필터 및 각종 마이크로 웨이브 수

동부품. 저온소결 세라믹 chip 부품 및 모듈

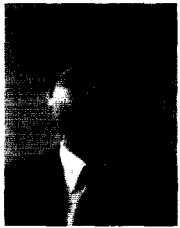
金 哲 秀(正會員) 第 36卷 D編 第 4號 參照



李 龍 雨(正會員)

1975년생. 1998년 2월 순천향대학교 전자공학과 학사취득. 1998~현재 순천향대학교 전자공학과 석사과정. 주 관심 분야는 저온소결 세라믹 chip 부품 및 모듈, Patch antenna. 각종 마이크로 웨이브 수동 부품

朴 准 奭(正會員) 第 36卷 D編 第 4號 參照
현재 순천향대학교 전기·전자공학부 교수



金 根 永(正會員)

1966년생. 1988년 서강대학교 전자공학과 학사취득. 1990년 서강대학교 전자공학과 석사학위 취득. 1995년 서강대학교 전자공학과 박사학위 취득. 1996년~1997년 제주전문대학교 교수. 1997년~현재 탐라

대학교 산업정보학과 교수. 주 관심분야는 초고주파 측정 및 수동소자 설계

安 達(正會員) 第 36卷 D編 第 4號 參照
현재 순천향대학교 전기·전자공학부 교수