

# X-밴드 Magnetically Tunable E-평면형 도파관 여파기 설계

## (A Design of Magnetically Tunable X-band E-Plane Waveguide Filters)

李海善\*, 尹相元\*\*, 張益洙\*\*

(Hae Seon Lee, Sang Won Yun, and Ik Soo Chang)

### 요 약

본 논문에서는 여파기 양끝단 inverter의 음의길이 전송선로를 보상하기 위한 반파장 전송선로가 여파기 특성에 영향을 미친다는 점을 감안하여 이에 대한 영향을 분석함으로써  $g/4$  전송선로를 보상용 전송선로로 사용하는 여파기 설계공식을 유도 및 적용하였으며, inverter의 특성을 분석하기 위해 고차모드의 영향을 고려한 유한요소법에 의한 특성 해석을 적용하였다. 아울러 inverter 주파수 특성을 감안한 보정설계 방법을 추가 적용하여 ferrite의 외부자계에 의한 전파상수 변화 특성을 이용한 대역동조 E-평면형 도파관 여파기의 설계에 적용하였다. 기존의 bilateral fin 구조와 더불어 unilateral fin 구조에서도 대역 동조 특성을 갖을 수 있음을 해석과 실험을 통하여 제시하였다.

### Abstract

This paper presents a design methodology for magnetically tunable X-band E-plane type waveguide filters. The proposed design is based on using of quarter wavelength transmission line for compensating the negative length transmission line of end K-inverters of E-plane type waveguide filters. The derived formulae are applied for initial design and the correction method is also provided for final design by considering the frequency dependent characteristic of K-inverters. The analysis results of E-plane type waveguide structure loaded with ferrite slab are obtained using the edge based finite element method including higher order mode effects. It is shown that the unilateral finline E-plane type waveguide filter as well as the bilateral finline E-plane type waveguide filter achieves the magnetically tunable characteristic. The X-band experimental results for bilateral and unilateral finline E-plane type waveguide filters agree well with the simulated data.

### I. 서 론

초고주파 대역에서 대역통과 tunable 여파기는 주어진 동조대역 범위내에서 외부구동원에 의해 통과대역을 이동시킬 수 있는 여파기로 위성체 spare pay-

load, 주파수 hopping 수신기, doppler radar 및 troposcatter 시스템 등에서 널리 사용된다. Tunable 여파기를 필요로 하는 시스템의 요구 특성에 따라 여러 형태의 tunable 여파기가 개발되었으며 이를 동조 특성 구동원의 유형에 따라 기계적 동조(mechanically tunable), 자기적 동조 (magnetically tunable) 및 전기적 동조(electronically tunable) 여파기로 대별할 수 있다<sup>[1],[2]</sup>.

본 논문에서 적용한 E-평면형 magnetically tunable 여파기는 저가의 photolithographic 기술의 이용 및 밀리미터파 대역 적용 측면에서 장점을 갖을

\* 正會員, 韓國通信技術株式會社 研究所  
(Korea Telecom International Research Center)

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

接受日字:1997年10月8日, 수정완료일:1997年11月27日

수 있고 이러한 구조의 여파기 설계는 인쇄회로 기술의 장점과 ferrite slab이 장착된 tunable 도파관 여파기의 고전력 처리 수용능력을 결합할 수 있어 도파관 양측면에 ferrite slab이 장착된 metal insert 형태의 E-평면형 여파기와 ferrite 기판상의 finline 구조 E-평면형 여파기 형태의 구조에 대한 연구가 활발히 이루어졌다<sup>[3]</sup>.

기존의 magnetically tunable E-평면형 도파관 여파기 설계방법은 도파관내의 각 불연속 구조에 대한 scattering matrix를 전자장 해석 방법에 의해 구한 후 이를 전체 여파기 구조로 연결하여 여파기 특성을 최적화 프로그램에 의해 수행시켜 설계치를 유도하는 방법과<sup>[3]-[5]</sup>, 회로망 합성 방법에 의해 구한 여파기 inverter 특성치를 inverter의 구조를 해석함으로써 설계한 후 이 설계치를 최적화 설계의 초기치로 사용하여 최종 설계치를 유도하거나 최적화 없이 여파기 양끝단 inverter의 음의길이 전송선로를 보상하기 위한 반파장 전송선로를 추가한후 대역통과 보정에 의해 최종 설계치를 유도하는 방법을 들 수 있다<sup>[1], [6], [7]</sup>.

본 논문에서는 inverter의 음의 전송선로 보상을 전송선로 영향을 분석하여 이에 대한 영향을 고려함으로써 4분의 1파장 전송선로를 보상용 전송선로로 사용할 수 있는 회로망 합성 설계공식을 유도하여 설계에 적용하였으며, 여파기 구조해석을 위하여 고차모드의 영향을 고려하여 임의의 구조에서도 해석할 수 있는 유한 요소법에 의한 특성 해석방법을 적용하였다<sup>[8]</sup>.

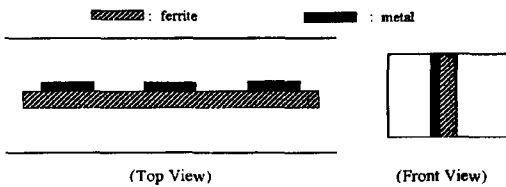


그림 1. Unilateral finline E-평면형 도파관 여파기  
Fig. 1. Unilateral finline E-plane type waveguide filter.

적용한 설계공식을 이용하여 inverter의 주파수 특성을 감안한 보정설계 방법을 추가 적용함으로써 ferrite의 외부자계에 의한 전파상수 변화특성을 이용한 magnetically tunable 여파기 설계에 적용 하였다. ferrite의 손실에 대한 영향을 무시할 수 있는 magnetostatic wave 영역 밖에서의 주파수 대역에서 기존의 bilateral finline 구조의 E-평면형 여파기

구조와 더불어 그림 1과 같은 unilateral finline 구조의 E-평면형 여파기 구조에서도 대역 동조 특성을 갖을 수 있음을 X-밴드 대역에서 simulation과 실험을 통하여 제시하였다.

## II. E-평면형 도파관 대역 동조 여파기의 설계

### 1. 일반적인 E-평면형 도파관 여파기 설계

초고주파 대역에서 도파관형 직렬공진기를 사용하여 구현하는 E-평면형 대역통과 여파기를 설계하는 방법은 Cohn이 제시한 집중소자 저역통과 prototype 여파기(Lumped element lowpass prototype filter)를 기초로 하여 설계하는 방법과 Levy와 Rhodes가 제시한 분포정수 반파장 prototype 여파기(Distributed element half wavelength prototype filter)를 기초로 하여 설계하는 방법을 들 수 있다. Chebyshev 여파특성을 갖는 Cohn이 제시한 집중소자의 주파수 변화특성이 고려되지 않은 저역통과 여파기의 삽입손실 특성은 아래와 같으며 설계공식은<sup>[9]</sup>에 나타난 바와 같다.

$$L(dB) = 10 \log \left\{ 1 + \epsilon^2 T_n^2 \left( \frac{\epsilon}{\epsilon_1} \right) \right\} \quad (1)$$

Levy 및 Rhodes가 제안한 구성소자를 분포정수 소자인 전송선로로 사용하여 주파수 특성이 고려된 여파기가 chebyshev 특성을 가질 때 inverter의 주파수 특성변화가  $m(= \lambda_{g0}/\lambda_g)$ 으로 표현되는 direct coupled resonator형 대역통과 여파기의 경우 삽입손실 특성은 다음과 같이 나타낼 수 있으며 설계공식은<sup>[10]</sup>에 나타난 바와 같다.

$$\begin{aligned} L &= 10 \log_{10} \left( 1 + \epsilon^2 T_n^2 \left( \frac{\alpha}{m} \right) \right) \\ &= 10 \log_{10} \left( 1 + \epsilon^2 T_n^2 \left( \alpha \frac{\lambda_g}{\lambda_{g0}} \right) \sin \frac{\pi \lambda_{g0}}{\lambda_g} \right) \end{aligned} \quad (2)$$

일반적인 도파관형 대역통과 여파기의 구조는 여파기 양단이 K-inverter로 시작하여 inverter로 끝나는 구조로 E-평면형 여파기 구조와 같은 inverter의 구조가 III장에서 언급된데로 음의길이 전송선로가 포함된 경우 여파기 양단에 이 음의 전송선로 길이를 흡수할 수 있는 전송선로를 추가해야 하며 E-평면형 여파기를 구성하는 공진기의 구조가 빈 도파관이 아닌 경

우 공진기의 특성 impedance가 source나 load의 특성 impedance와 달라 이에 대한 영향을 고려하여야 하며<sup>[11]</sup> 이에 대한 설계공식 적용은 II장 3절에 기술하였다.

2. 대역동조 여파기 설계 고려사항

대역동조 여파기는 외부 구동원에 의해 여파기의 주파수 특성을 동조 주파수 대역내에서 움직여주는 것으로 이상적인 대역통과 여파기의 동조대역 주파수 응답 특성을 그림 2와 같이 나타낼 수 있다. 그림 2에서 나타난 바와 같은 특성을 갖기 위해서는  $(f_0)_1$  및  $(f_0)_2$  까지의 동조대역내에서 삽입손실과 같은 기본적인 여파기의 요구규격을 만족하면서 일정한 응답특성 및 대역폭을 유지해야 한다. 이를 만족하기 위해서는 여파기 양단에서의 external Q factor는 fractional bandwidth  $w$ 에 대하여 역비례하여 변화해야 하며 결합계수  $k$ 는  $w$ 에 대해 정비례해야 한다<sup>[12]</sup>. 즉  $w$ 를 아래식으로 나타낼 수 있으므로

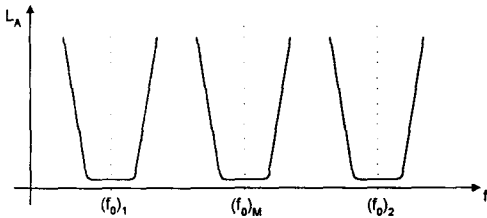


그림 2. 대역통과 여파기 동조대역 주파수 응답 특성  
Fig. 2. Tunable frequency response of bandpass filter.

$$w = \frac{\Delta f}{f_0} = \frac{w_m(f_0)_m}{f_0} \tag{3}$$

여기서,

$$w_m = \frac{\Delta f}{(f_0)_m} : \text{평균비대역폭}$$

$f_0$  : 동조대역내의 임의의 동조 주파수

$(f_0)_m$  : 동조대역내의 중심 주파수

여파기의  $(Q_e)_A$  및  $(Q_e)_B$ 와 결합계수  $k_{j,j+1}$ 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$(Q_e)_A = \frac{g_0 g_1 w_1 f_0}{w_m (f_0)_m} = [(Q_e)_A]_m \frac{f_0}{(f_0)_m} \tag{4}$$

$$(Q_e)_B = \frac{w_1 g_n g_{n+1} f_0}{w_m (f_0)_m} = [(Q_e)_B]_m \frac{f_0}{(f_0)_m} \tag{5}$$

$$k_{j,j+1} |_{j=1, \dots, n-1} = \frac{w_m (f_0)_m}{w_1 \sqrt{g_j g_{j+1} f_0}} = (k_{j,j+1})_m \frac{(f_0)_m}{f_0} \tag{6}$$

즉, 대역동조 여파기를 구성하는 공진기 및 inverter의 구조와 형태를 위의 식들을 만족하도록 결정함으로써 설계하고자 하는 동조대역 여파기를 구현할 수 있다.

3. Inverter 양단의 음의길이 전송선로 영향을 고려한 여파기 설계

E-평면형 도파관 여파기에 적용한 inverter의 구조 및 등가회로는 그림 3과 같아<sup>[12]</sup>, 여파기 양단의  $K_{01}$  및  $K_{n,n+1}$ 은 음의길이의 전송선로를 포함하고 있어 음의길이 전송선로를 보상해 주기 위해 일반적으로 합성에 의한 설계시는 반파장 전송선로를 여파기 양단에 추가하는 방법을 사용하나 앞에서 언급한대로 반파장 전송선로를 음의 길이 전송선로에 추가할 경우 음의 전송선로의 특성 impedance와 source 및 load에 해당하는 선로의 특성 impedance가 서로 다른 경우 추가한 반파장 전송선로의 특성이 양단의 inverter ( $K_{01}$  및  $K_{n,n+1}$ )와 여파기 내부쪽으로 양옆의 inverter ( $K_{23}$  및  $K_{n-1,n}$ )에도 영향을 미치게 되어 이에 대한 영향을 여파기 설계시 고려해 주어야 한다. 이에 대한 영향을 감안하여 설계에 적용하기 위해 분석적 방법으로 설계공식을 유도하기 위한 최단의 전송선로인  $\lambda_g/4$  전송선로를 추가하여 설계하였으며 이에 대한 설계공식은 다음과 같다. 그림 4에서  $Z_{in}$ 은  $\theta = \frac{\pi}{2}$  근방에서

$$Z_{in} = Z_1 \frac{Z_1 - jZ_0 \cot \theta}{Z_0 - jZ_1 \cot \theta} \cong AZ_1 + jZ_1 X(1 - A^2) \tag{7}$$

여기서,  $\cot \theta |_{\theta = \frac{\pi}{2}} \cong -\frac{\pi}{2} \frac{w - w_0}{w_0} = -X$ ,  $A = \frac{Z_1}{Z_0}$

이고 그림 4에서  $Z_B$ 는

$$Z_B = \frac{K_{01}^2}{Z_{in}} \cong \frac{K_{01}^2}{Z_1 A} + jX_B \tag{8}$$

여기서,

$$X_B = \frac{K_{01}^2}{Z_1} \left(1 - \frac{1}{A^2}\right) X$$

이고 이를 감안한 등가회로는 그림 5와 같이 나타낼수 있어 직렬 공진기의 reactance  $X_r(w)$ 는

$$X_r(w) = X_B(w) + X_1(w) = \left[ \frac{K_{01}^2}{Z_1} \left(1 - \frac{1}{A^2}\right) + 2Z_1 \right] X \tag{9}$$

로 표시되어 새로운 직렬 공진기의 slope parameter  $x_r$ 은

$$x_r = \frac{\pi}{4} \left[ \frac{K_{01}^2}{Z_1} \left( 1 - \frac{1}{A^2} \right) + 2Z_1 \right] \quad (10)$$

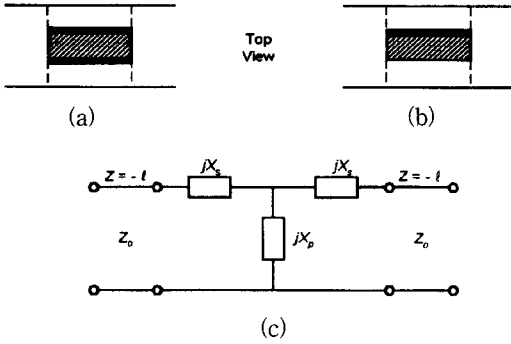


그림 3. E-평면형 inverter 구조 및 등가회로  
(a) bilateral fin-line E-평면형 inverter 구조  
(b) unilateral fin-line E-평면형 inverter 구조  
(c) 등가회로

Fig. 3. Diagram and equivalent circuit of E-plane inverter.

(a) Diagram of bilateral fin-line E-plane type inverter (b) Diagram of unilateral fin-line E-plane type inverter (c) Equivalent circuit

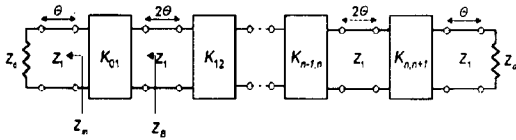


그림 4. 여파기 양단에  $\lambda/4$  전송선로를 포함한 구성도

Fig. 4. Circuit diagram including  $\lambda/4$  transmission line at the ends of filter.

이다. 이 값을 이용하여 inverter K 값을 구하여 정리하면 아래식과 같이 나타낼 수 있다.

$$\frac{K_{01}}{Z_1} = \sqrt{\frac{\frac{\pi}{2} \cdot A \cdot w_\lambda}{w_1 g_0 g_1 - \frac{\pi}{4} \cdot \left( A - \frac{1}{A} \right) w_\lambda}}$$

$$\frac{K_{12}}{Z_1} = \frac{\pi}{2} \frac{w_\lambda}{w_1} \sqrt{\frac{\frac{1}{2} \left[ \left( \frac{K_{01}}{Z_1} \right) \left( 1 - \frac{1}{A^2} \right) + 2 \right]}{g_1 g_2}} \quad (11)$$

$$\frac{K_{j,j+1}}{Z_1} = \frac{\pi}{2} \frac{w_\lambda}{w_1} \sqrt{\frac{1}{g_j g_{j+1}}} \quad j=2, \dots, n-2$$

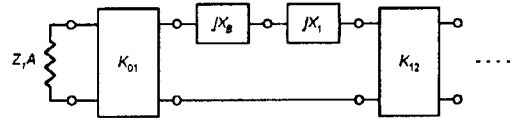


그림 5.  $\lambda/4$  전송선로 영향을 고려한 등가회로  
Fig. 5. Equivalent circuit considering the impact caused by  $\lambda/4$  transmission line.

### III. E-평면형 자기동조 도파관 여파기의 구조해석

#### 1. 공진기의 고유치 해석

그림 6내의 ferrite 영역에서의 전자계 분포는 Maxwell 방정식에 의해 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\nabla \times \vec{E} = -j\omega[\mu] \vec{H} \quad (12)$$

$$\nabla \times \vec{H} = j\omega \epsilon \vec{E} \quad (13)$$

식 (12)에서 tensor permeability는 y축 방향으로 외부 자계  $H_0[O_e]$ 가 걸려 있는 경우

$$[\mu] = \begin{bmatrix} \mu_r \mu_0 & 0 & -jk \\ 0 & \mu_0 & 0 \\ jk & 0 & \mu_r \mu_0 \end{bmatrix} \quad (14)$$

로 나타낼 수 있고,

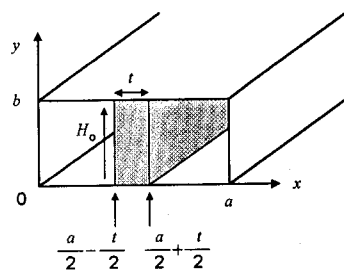


그림 6. 공진기 고유치 해석을 위한 구조도  
Fig. 6. Diagram for eigenvalue analysis of resonator section.

여기서

$\mu = \mu_r \mu_0 = \mu_0 \left[ 1 + \frac{w_0 w_m}{w_0^2 - w^2} \right]$ ,  $k = \mu_0 \frac{w w_m}{w_0^2 - w^2}$ ,  
 $f_0 = \gamma H_0$ ; Larmor frequency,  $f_m = \gamma 4 \pi M_s$ ; gyro-magnetic resonance frequency  
 $\gamma$ ; gyromagnetic ratio,  $4 \pi M_s$ ; saturation magnetization in Gauss

이다.

$x=a/2+t/2$ 와  $x=a/2-t/2$ 인 지점에서  $E_y$ 와  $H_z$ 의 연속 조건으로부터 전파상수  $\beta$ 를 구하기 위한 transcendental 방정식을 유도하면 아래와 같다.

$$\left(\frac{k_f}{\mu_e}\right)^2 + \left(\frac{k\beta}{\mu\mu_e}\right)^2 - 2k_a \cot k_a \left(\frac{a}{2} - \frac{t}{2}\right) \cdot \frac{k_f}{\mu_0\mu_e} \cdot \cot k_f t - \left(\frac{k_a}{\mu_0}\right) \cdot \cot k_a \left(\frac{a}{2} - \frac{t}{2}\right) \cdot \cot k_a \left(\frac{1}{2} - \frac{t}{2}\right) = 0 \tag{15}$$

여기서,  $k_f^2 = w^2\mu_e\epsilon - \beta^2$ ,  $k_a^2 = k_0^2 - \beta^2$

2. Inverter 및 여파기 동조 특성 분석

E-평면형 도파관 여파기의 inverter 구조 및 특성에 따른 impedance inverter 값을 유도하기 위한 그림 7과 같은 구조에 대한 공진기의 slope parameter 및 inverter 값은 아래와 같이 정리할 수 있고  $g_0 = 1$ ,  $g_1 = 2$  일 경우의  $|S_{21}|^2$ 값의 3dB 대역폭에 해당하는 guide wavelength fractional bandwidth  $K$ 를 구하면 를 유도할 수 있다.

$$x_r = \frac{\pi}{4} \left[ \frac{k^2}{Z_1} \left(1 - \frac{1}{A^2}\right) + 2Z_1 \right] \frac{w_\lambda}{w} \tag{16}$$

$$\frac{K}{Z_1} = \sqrt{\frac{\frac{\pi}{2} \cdot A \cdot w_\lambda}{w_1 g_0 g_1 - \frac{\pi}{4} \left(A - \frac{1}{A}\right) w_\lambda}} \tag{17}$$

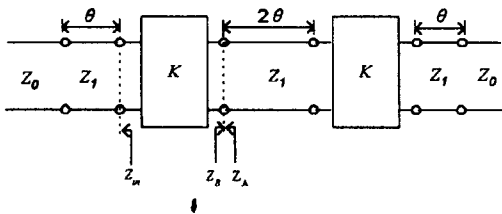


그림 7. 값을 유도하기 위한 회로 구성  
Fig. 7. Circuit diagram for derivation of K-inverter impedance.

앞에서 구한 inverter의  $K$ 값을 이용하여 동조 특성을 분석하기 위한 3단 여파기의 외부Q 및 결합계수는 다음과 같이 정리할 수 있으며  $K$  및  $Z_1$ 값의 동조를 위한 외부 구동원에 의한 주파수 특성을 분석함으로써 대역 동조 여파기 설계 요구조건 만족 여부를 파악할 수 있다.

$$(Q_e)_A = (Q_e)_B = \frac{x_1}{K_{01}^2 / R_A}$$

$$= \frac{\pi}{4} \frac{\left[ K_{01}^2 \left(1 - \frac{1}{A^2}\right) + 2Z_1 \right]}{K_{01}^2} \frac{w_{\lambda K_{01}}}{w_{K_{01}}} \tag{18}$$

$$k_{12} = k_{23} = \frac{K_{12}}{\sqrt{x_1 x_2}} = \frac{2}{\pi} \sqrt{\frac{w_{K_{01}}}{w_{\lambda K_{01}}} \cdot \frac{w_{K_{12}}}{w_{\lambda K_{12}}}} \sqrt{\frac{K_{12}}{\frac{1}{2} \left(1 - \frac{1}{A^2}\right) + 2Z_1}} \tag{19}$$

3. 유한 요소법을 이용한 여파기 특성 해석

E-평면형 도파관 여파기 형태의 구조를 유한 요소법을 이용하여 특성을 해석하기 위한 구조는 그림 8과 같고 도파관내의 물체인 ferrite가 DC 자계  $H_0$ 에 의해  $y$ 축 방향으로 자화된 경우에 대한 Maxwell 방정식으로부터 다음과 같은 vector 파동 방정식을 유도할 수 있다.

$$\nabla \times ([\mu_r]^{-1} \nabla \times \vec{E}) - k_0^2 \epsilon_r \vec{E} = 0 \tag{20}$$

유한 요소법을 적용하기 위한 경계조건을 고려함에 있어 도파관내의 불연속 지점에서의 고차 mode를 포함시켜 해석하는 eigenfunction expansion 방법을 도입함으로써 불연속면 근방에서 경계면을 설정하여 유한 요소법을 적용하는 것이 보다 효율적이며, 다중 mode 전파인 경우에 있어서는 필수적이다<sup>[13]</sup>.

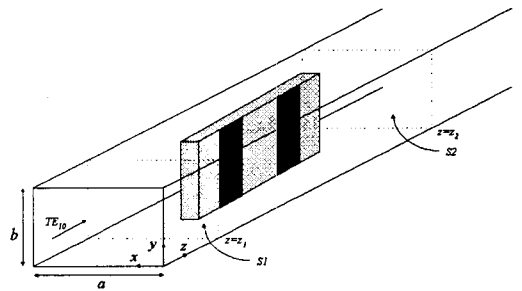


그림 8. 해석을 위한 E-평면형 도파관 구조  
Fig. 8. Diagram for analysis of E-plane type waveguide.

먼저 그림 8에서 경계면 S1에서의 경계조건을 구하면 경계면 S1에서의 전개분포는 입사파와 불연속면에 의한 반사파의 합으로

$$\vec{E}(x, y, z) = \vec{E}^{inc}(x, y, z) + \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} a_{mn} e^{TE_{mn}}(x, y) e^{r_{mn}} + \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} b_{mn} [e^{TM_{mn}}(x, y) + \hat{z} e_{zmn}^{TM}(x, y)] e^{r_{mn}} \tag{21}$$

로 나타낼 수 있고, 각 mode에 대한 orthogonality를 적용하면

$$a_{mn} = e^{-r_{mn}z_1} \int_0^a \int_0^b e_{mn}^{TE} \cdot [\vec{E} - \vec{E}^{inc}]_{z=z_1} dx dy \quad (22)$$

$$b_{mn} = e^{-r_{mn}z_1} \int_0^a \int_0^b e_{mn}^{TM} \cdot [\vec{E} - \vec{E}^{inc}]_{z=z_1} dx dy \quad (23)$$

를 구할 수 있다.

경계면 S1에서의 경계조건은 식(21)에 curl을 취해  $\hat{n} = -\hat{z}$ 를 적용하면,

$$\hat{n} \times \nabla \times \vec{E} + P \vec{E} U^{inc} \quad \text{at } z = z_1 \quad (24)$$

여기서,

$$P(\vec{E}) = \sum_m \sum_n \frac{k_0^2}{\gamma_{mn}} e_{mn}^{TM} \int_0^a \int_0^b e_{mn}^{TM} \cdot \vec{E} dx dy - \sum_m \sum_n \gamma_{mn} e_{mn}^{TE} \int_0^a \int_0^b e_{mn}^{TE} \cdot \vec{E} dx dy \quad (25)$$

$$U^{inc} = \hat{n} \times \nabla \times \text{ver}E^{inc} + \sum_m \sum_n \frac{k_0^2}{\gamma_{mn}} e_{mn}^{TM} \int_0^a \int_0^b e_{mn}^{TM} \cdot \vec{E}^{inc} dx dy - \sum_m \sum_n \gamma_{mn} e_{mn}^{TE} \int_0^a \int_0^b e_{mn}^{TE} \cdot \vec{E}^{inc} dx dy \quad (26)$$

이다.

같은 방법으로, 경계면 S2에서의 경계조건을 구하면

$$\vec{E}(x, y, z) = \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} c_{mn} e_{mn}^{TE}(x, y) e^{-r_{mn}z} + \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} d_{mn} [e_{mn}^{TM}(x, y) - \hat{z} e_{2mn}^{TM}(x, y)] e^{-r_{mn}z} \quad (27)$$

여기서,

$$c_{mn} = e^{r_{mn}z_2} \int_0^a \int_0^b e_{mn}^{TE} \cdot \vec{E}|_{z=z_2} dx dy \quad (28)$$

$$d_{mn} = e^{r_{mn}z_2} \int_0^a \int_0^b e_{mn}^{TM} \cdot \vec{E}|_{z=z_2} dx dy \quad (29)$$

이고 S1에서와 같은 방법으로

$$\hat{z} \times \nabla \times \vec{E} + P(\vec{E}) = 0 \quad \text{at } z = z_2 \quad (30)$$

이다.

이제 vector 파동방정식인 식(20)과 경계면 S1과 S2에서의 경계조건인 식(24)와 (30)으로부터 유한 요소법을 적용하기 위한 variational expression  $F(\vec{E})$ 는

$$F(\vec{E}) = \frac{1}{2} \iiint_V [(\nabla \times \vec{E}) \cdot ([\mu_r]^{-1} \nabla \times \vec{E}) - k_0^2 \epsilon_r \vec{E} \cdot \vec{E}] dv - \int \int_{S_1} \left[ \frac{1}{2} \text{ver}E \cdot P(\vec{E}) - \vec{E} \cdot U^{inc} \right] ds - \int \int_{S_2} \frac{1}{2} \vec{E} \cdot P(\vec{E}) ds \quad (31)$$

이고, 적용한 유한 요소는 가상해를 발생시키지 않는 방법으로 널리 사용되는<sup>[13]</sup>, edge based brick 형태로

$$\vec{E} = \sum_i N_i E_i = \sum_{\xi} N_{\xi} E_{\xi} \hat{x} + \sum_{y} N_{y_i} E_{y_i} \hat{y} + \sum_{z_i} N_{z_i} E_{z_i} \hat{z} \quad (32)$$

로 표시되며  $N_i$ 는 basis function을 나타낸다.

식 (31)에 Variational principle을 적용하여 아래 식(33)을 만족하는 전계  $\vec{E}$ 를 도파관 벽면과 도체벽에서의 Dirichlet 경계조건을 부과하여 구하면 경계면에서의 S-parameter를 구할 수 있다.

$$\delta F(\vec{E}) = 0 \quad (33)$$

$$\hat{n} \times \vec{E} = 0 \quad \text{on the conductor walls} \quad (34)$$

#### IV. 해석 및 실험결과

적용된 여파기 형태는 0.2dB ripple 특성을 갖는 chebyshev형 3단 여파기로 통과대역은 600MHz로 차단주파수  $f_1=10.7\text{GHz}$ 이고  $f_2=11.3\text{GHz}$ 이며, 적용된 ferrite slab은 Trans-tech사 제품인 TTVG-1200으로 비유전율이 14.4이고 포화자화 (saturation magnetization)  $4\pi Ms=1200\text{G}$ 이며 두께가  $t=40\text{mil}$ 이다. 적용된 도파관은 X-band용 도파관으로  $a=400\text{mil}$ 이고  $b=900\text{mil}$ 이며 초기설계된 bilateral fin 구조의 여파기 특성을 살펴보면  $H_0=0$ 인 기준설계 지점에서 대역폭은 474MHz로 설계규격에 비해 21%가 줄어 있고 중심주파수는 높은쪽으로 29MHz 정도 이동되어 있다. 초기설계된 unilateral fin 구조의 여파기 특성을 살펴보면  $H_0=0$ 인 기준설계 지점에서 대역폭은 537MHz로 설계규격에 비해 10.5%가 줄어 있고 중심주파수는 높은 쪽으로 46MHz 정도 이동되어 있다.

초기설계된 여파기의 삽입손실 특성은 해석결과, inverter값 자체의 변화에 따라 중심주파수 보다 낮은 차단주파수 영역( $f_1$ )에서는 중심주파수에서의 inverter 값에 비해 낮아 차단주파수가 높은 쪽으로 이동하게 되고, 중심주파수 보다 높은 차단주파수 영역( $f_2$ )에서는 중심주파수에서의 inverter 값에 비해 높아 차단주파수가 높은 쪽으로 이동한다. 그러나 inverter 내의 전파상수 변화율이 inverter를 구성하는 형태에 따라 여파기내의 공기기에서의 주파수에 따른 전파상수 변화율과 달라 이 특성에 따라 차단주파수 및 중심주파수가 이동하게 되어 그림 9에 나타난 바와 같이 일반

적으로 통과대역폭은 설계 규격치에 비해 줄어 들게 되고 중심주파수는 높은 쪽으로 이동하게 된다.

이제 초기설계된 여파기 특성으로부터 보정설계 적용을 위한 inverter의 주파수 특성을 고려한 E-평면형 통과대역 여파기의 삽입손실 특성을 다음식과 같이 되도록 보정설계를 적용시킬 수 있다.

$$L = 10 \log \left\{ 1 + \epsilon^2 T_n^2 \left( \alpha \frac{2}{w_\lambda} \cdot \frac{\lambda_{g0} - \lambda_g}{\lambda_{g0}} \right) \right\} \quad (35)$$

여기서,  $\alpha$  : 보정 factor

그림 9에서 차단주파수  $f_1$ 과  $f_2$ 에서의 초기설계치 삽입손실이 각각  $L_{f1}$ 과  $L_{f2}$ 이므로

$$10 \log \{ 1 + \epsilon^2 T_n^2 [\alpha(f)] \} = \begin{cases} L_{f1} & \text{at } f_1 \\ L_{f2} & \text{at } f_2 \end{cases} \quad (36)$$

로 나타낼 수 있고 차단주파수  $f_1$  및  $f_2$ 에서의 보정 factor  $\alpha(f)$ 를 각각  $\alpha_1$  및  $\alpha_2$ 로 놓고 이를 구하면

$$\alpha_i = \begin{cases} \cosh \left[ \frac{1}{n} \cdot \cosh^{-1}(C_i) \right], & |C_i| > 1 \\ \cos \left[ \frac{1}{n} \cdot \cos^{-1}(C_i) \right], & |C_i| \leq 1 \end{cases} \quad (37)$$

여기서,

$$C_i = \sqrt{\frac{\frac{L_{fi}}{10} - 1}{\frac{L_{ar}}{10} - 1}} \quad \text{for } i = 1, 2$$

이다. 이제 통과대역에서의 통과대역 보정 factor를  $\alpha$ 로 놓으면

$$\alpha = \frac{\alpha_1 + \alpha_2}{2} \quad (38)$$

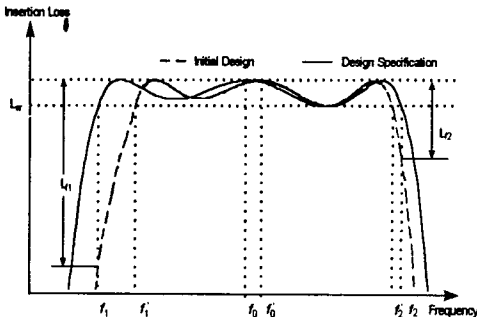


그림 9. 설계규격 및 초기설계 삽입손실 특성 비교  
Fig. 9. Characteristic comparison between initial design and design spec.

로 정의할 수 있고 통과대역폭의 대역폭 설계 규격치 이탈율에 비해 중심주파수에서의 파장의 이탈율이 무

시할 수 있을 정도이므로

$$w_\lambda = \alpha w_\lambda \quad (39)$$

$$\lambda_{g0}' = \frac{\alpha_1 \lambda_{g0} + \alpha_2 \lambda_{g2}}{\alpha_1 + \alpha_2} \quad (40)$$

로 적용시킬 수 있으며 표 1은 외부자계 H0=0인 설계기준 지점에서 초기설계 해석 및 분석결과를 바탕으로 보정설계를 적용한 결과에 대한 요약을 나타낸다. 그림 10은 bilateral fin 구조의 E-평면형 도파관 여파기의 H0=0인 기준설계 지점에 대한 대역폭 근방에서의 보정전 및 보정후 삽입손실 특성을 나타내고, 그림 11은 unilateral fin 구조의 E-평면형 도파관 여파기의 보정전 및 보정후 삽입손실 특성을 나타낸다.

외부자계에 의한 동조특성 분석을 위한 H0=0인 설계기준 지점에서의 값으로 정규화된 외부 Q-factor와 결합계수 특성 해석결과는 그림 12와 그림 13에 나타낸 바와 같다.

표 1. 최종설계 적용 변수 및 해석결과  
Table 1. Final design parameter and analysis result.

|                  | Bilateral Fin   | Unilateral Fin |
|------------------|-----------------|----------------|
| K01 = K34        | 0.23898         | 0.22530        |
| K12 = K23        | 0.10479         | 0.09337        |
| $l_0 = l_4$ (mm) | 2.970           | 2.409          |
| $w_1 = w_4$ (mm) | 2.135           | 4.692          |
| $l_1 = l_3$ (mm) | 5.8915          | 4.723          |
| $w_2 = w_3$ (mm) | 5.981           | 10.544         |
| $l_2$ (mm)       | 5.843           | 4.628          |
| H0=0인 경우의 통과대역   | 10.700 ~ 11.300 |                |
| H0=0인 경우의 대역폭    | 600             |                |

(Top View)

E-평면형 도파관 여파기를 제작하기 위한 도파관 형태는 X-밴드용 WR-90 크기의 도파관 중간에 fin-line septum을 삽입하기 위한 홈을 갖는 좌우대칭으로 동일한 두 조각을 결합하여 도파관을 구성하며 홈의 깊이는 이에 대한 영향을 최소화 할 수 있도록 기계적으로 지탱할 수 있는 한도를 감안 G=0.4mm 정도로 제작하였다.

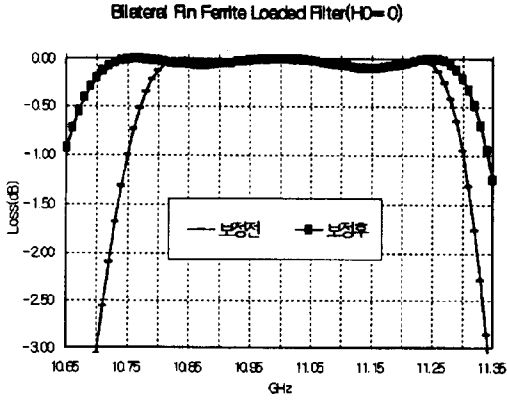


그림 10. Bilateral fin E-평면형 여파기 대역내 삽입손실 특성 해석결과  
 Fig. 10. Analysis result of insertion loss of bilateral fin E-plane type filter.

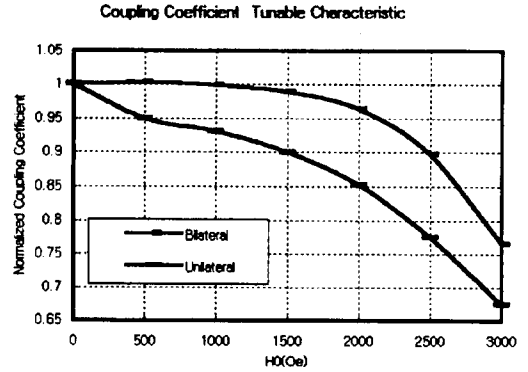


그림 13. 여파기 정규 결합계수 동조 특성 해석결과  
 Fig. 13. Analysis result of normalized coupling coef. tunable characteristic.

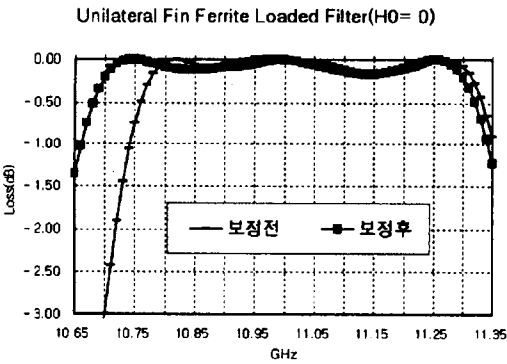


그림 11. Unilateral fin E-평면형 여파기 대역내 삽입손실 특성 해석결과  
 Fig. 11. Analysis result of insertion loss of unilateral fin E-plane type filter.

도파관 홈내에서의 fin-line septum과 도파관 사이의 접촉 저항을 줄이기 위해 도파관을 이루는 두 조각의 결합시 홈 부근에서 약 10mm 간격으로 나사를 조밀하게 체결하여 최대한의 밀착이 이루어지도록 하였다. 시험시 실제로 접촉상태가 불량한 경우 특성의 왜곡 및 이동현상을 경험할 수 있었고 septum의 도파관 홈내에서의 상하 접촉면으로의 cutting 상태가 균일하지 않을 경우 임의의 주파수 지점에서 glitch가 발생하는 현상이 나타남을 알 수 있었다.

측정은 HP8510C vector network analyzer를 이용하여 실시하였으며 표 2는 시험결과에 대한 요약을 나타낸다. 여파기의 tunable 특성을 측정하기 위하여 영구자석을 이용한 외부 자계를 y축 방향으로 걸어주기 위한 구성도는 그림 14와 같고 실험에 적용된 외부자계 크기는 H0=1000(Oe)로 unilateral fin 여파기의 특성이 bilateral fin 여파기의 경우와 비교할 때 대역폭 및 중심주파수에 대한 오차범위가 과다한 편이나 이는 fin-line septum의 길이가 unilateral fin의 길이가 bilateral fin의 길이보다 24% 정도 길어 외부자계가 길이방향으로 균일하게 걸려있지 않기 때문인 것으로 판단된다. 그림 15와 그림 16은 bilateral fin 여파기에 대한 H0=0인 경우의 실험결과와 simulation 결과를 각각 나타내며 그림 17과 그림 18은 H0=1000(Oe)인 경우의 실험결과와 simulation 결과를 나타낸다. 그림 19와 그림 20은 unilateral fin 여파기에 대한 H0=0인 경우의 실험결과와 simulation 결과를 각각 나타내고 그림 21과 그림 22는 H0=1000(Oe)인 경우의 실험결과와 simulation 결과를 각각 나타낸다.

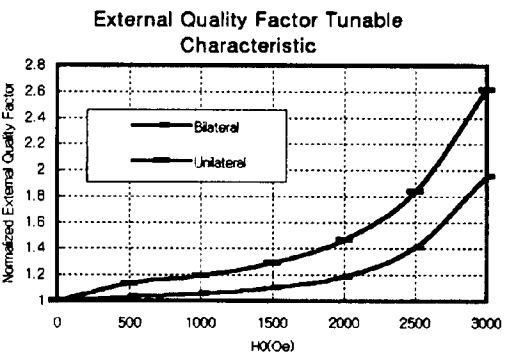


그림 12. 여파기 정규 외부 quality factor 동조 특성 해석결과  
 Fig. 12. Analysis result of normalized external Q-factor tunable characteristic.



표 2. E-평면형 여파기 실험결과 요약  
Table 2. Test result of E-plane type filter.

| 외부자계            | 항 목  | Bilateral Fin   | Unilateral Fin                |        |
|-----------------|------|-----------------|-------------------------------|--------|
| H0=0 [Oe]       | 통과대역 | 이론치(GHz)        | 10.70 - 11.30                 |        |
|                 |      | 측정치(GHz)        | 10.748-11.35   10.671-11.28   |        |
|                 | 대역 폭 | 이론치(MHz)        | 600                           |        |
|                 |      | 측정치(MHz)        | 602                           | 609    |
|                 |      | 오 차 (%)         | 0.3                           | 1.0    |
|                 | 중 심  | 이론치(MHz)        | 11                            |        |
|                 |      | 측정치(MHz)        | 11.049                        | 10.976 |
|                 | 주파수  | 오 차 (%)         | 0.45                          | 0.22   |
| 대역내 최소 삽입손실(dB) |      | 0.12            | 0.29                          |        |
| H0=1000 [Oe]    | 통과대역 | 이론치(GHz)        | 10.893-11.518   11.042-11.616 |        |
|                 |      | 측정치(GHz)        | 10.888-11.518   10.951-11.546 |        |
|                 | 대역 폭 | 이론치(MHz)        | 625                           | 574    |
|                 |      | 측정치(MHz)        | 630                           | 595    |
|                 |      | 오 차 (%)         | 0.8                           | 3.7    |
|                 | 중 심  | 이론치(MHz)        | 11.206                        | 11.329 |
|                 |      | 측정치(MHz)        | 11.203                        | 11.249 |
|                 | 주파수  | 오 차 (%)         | 0.03                          | 0.7    |
|                 |      | 대역내 최소 삽입손실(dB) | 0.18                          | 0.36   |

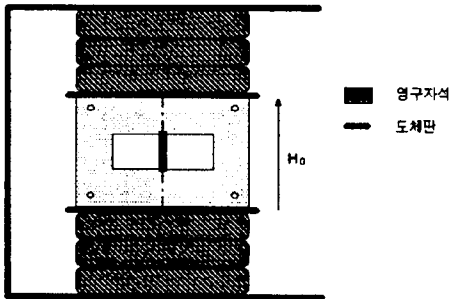


그림 14. 외부자계 인가를 위한 실험 구성도  
Fig. 14. Test configuration for biasing external H-field.

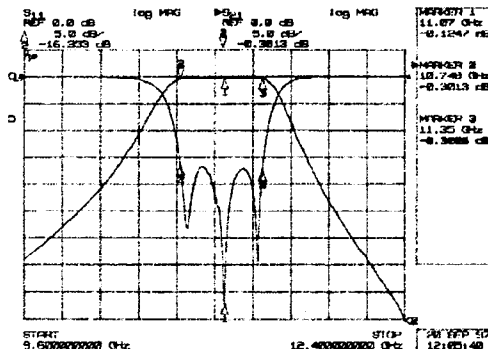


그림 15. Bilateral fin 여파기 실험결과 (H0=0)  
Fig. 15. Test result of bilateral fin E-plane type filter (H0=0).

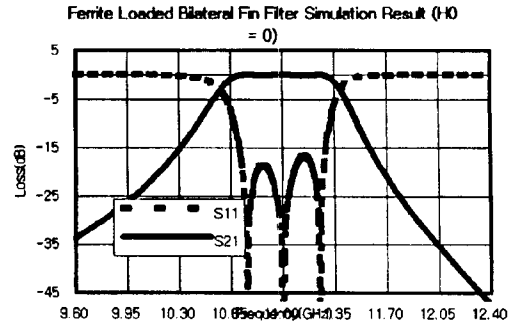


그림 16. Bilateral fin 여파기 simulation 결과 (H0=0)  
Fig. 16. Simulation result of bilateral fin E-plane type filter (H0=0).

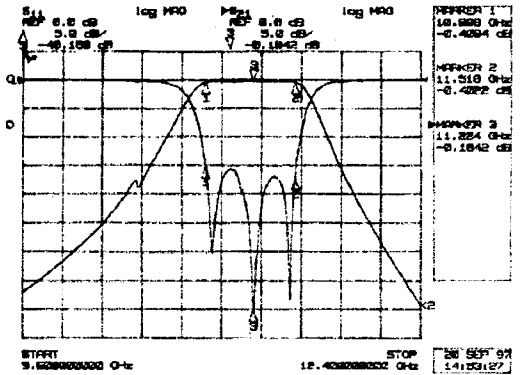


그림 17. Bilateral fin 여파기 실험결과 (H0=1000 [Oe])  
Fig. 17. Test result of bilateral fin E-plane type filter(H0=1000 [Oe]).

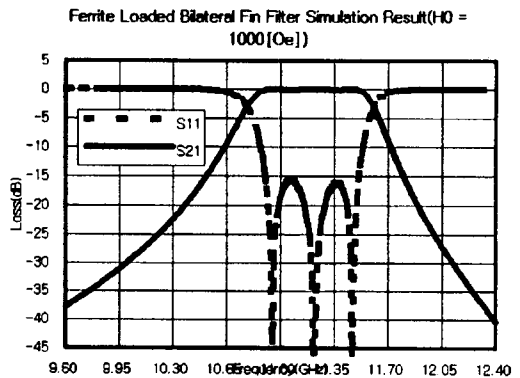


그림 18. Bilateral fin 여파기 simulation 결과 (H0=1000 [Oe])  
Fig. 18. Simulation result of bilateral fin E-plane type filter(H0=1000 [Oe]).

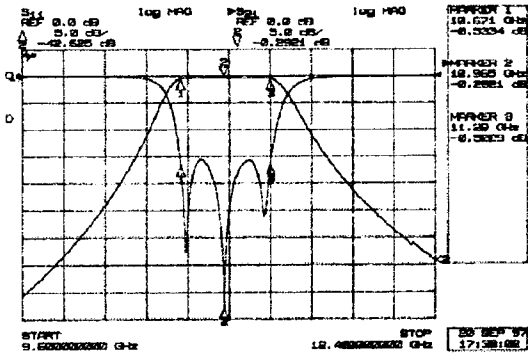


그림 19. Unilateral fin 여파기 실험결과 ( $H_0=0$ )  
 Fig. 19. Test result of unilateral fin E-plane type filter( $H_0=0$ ).

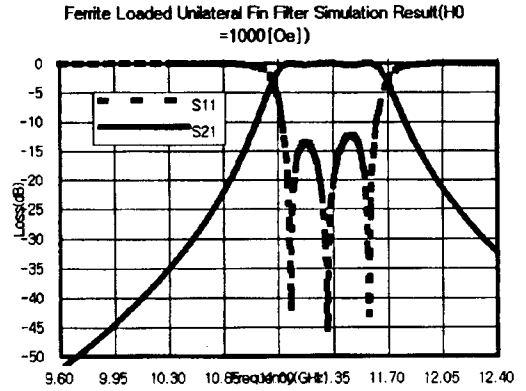


그림 22. Unilateral fin 여파기 실험결과 ( $H_0=1000$  [Oe])  
 Fig. 22. Simulation result of unilateral fin E-plane type filter( $H_0=1000$  [Oe]).

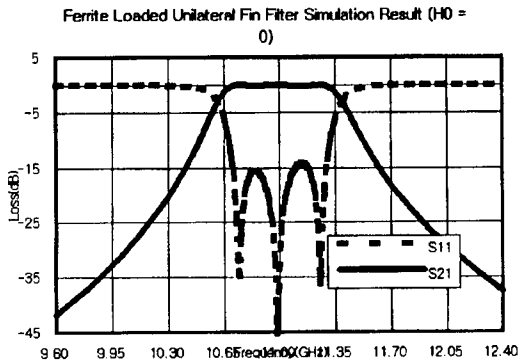


그림 20. Unilateral fin 여파기 simulation 결과 ( $H_0=0$ )  
 Fig. 20. Simulation result of unilateral fin E-plane type filter( $H_0=0$ ).

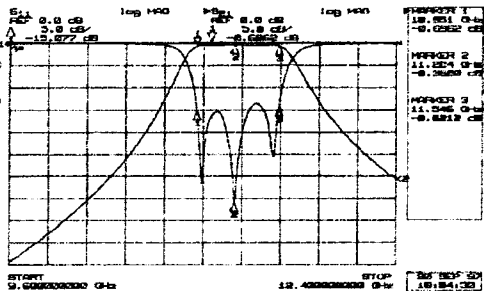


그림 21. Unilateral fin 여파기 실험결과 ( $H_0=1000$  [Oe])  
 Fig. 21. Test result of unilateral fin E-plane type filter( $H_0=1000$  [Oe]).

파관 여파기를 구현함에 있어 여파기 양끝단의 inverter의 음의길이 전송선로 보상용 전송선로의 영향을 분석하여 4분의 1파장 전송선로를 inverter의 음의길이 전송선로의 보상용 전송선로로 사용하는 합성설계공식을 유도 및 적용하여 E-평면형 도파관 여파기를 초기설계 한후 inverter의 주파수에 따른 impedance 특성과 전파상수 변화특성을 감안한 보정설계를 통한 설계방법을 제안하였고, 여파기를 구성하는 ferrite slab을 포함하는 E-평면형 공진기의 외부자계에 따른 전파상수 변화특성을 이용하는 magnetically tunable E-평면형 도파관 여파기에 제안된 설계방법을 적용하여 기존의 bilateral fin-line 형태의 E-평면형 도파관 여파기에서 뿐만 아니라 unilateral fin-line 형태의 E-평면형 도파관 여파기에서도 magnetically tunable 특성을 갖을 수 있음을 해석과 실험을 통하여 제시하였다.

외부자계에 의한 tunable 특성은 unilateral fin-line 구조의 E-평면형 도파관 여파기가 bilateral fin-line 구조의 E-평면형 도파관 여파기에 비해 이동하는 중심주파수 변화율이 급진적으로 변하는 한편 일정한 주파수 응답특성 및 대역폭 이탈율이 빠르게 나타남을 알 수 있었다.

참 고 문 헌

[1] J. Uher and W.J.R. Hoefler, Tunable microwave and millimeter-wave band-

VI. 결 론

초고주파대역 magnetically tunable E-평면형 도

- pass filters, IEEE Trans. Microwave Theory and Tech., vol. MTT-39, pp. 643-653, Apr. 1991.
- [ 2 ] 박병호, 정용채, 윤상원, 장익수, 광대역 VHF 마이크로스트립 가변대역통과 여파기의 설계, 전자공학회논문지, 제29권 A편 제10호, pp 24-30, 1992. 10
- [ 3 ] J. Uher, J. Bornemann, and F. Arndt, Magnetically tunable rectangular waveguide E-plane integrated circuit filters, IEEE Trans. Microwave Theory and Tech., vol. MTT-36, pp. 1014-1022, June 1988.
- [ 4 ] J. Uher, F. Arndt, and J. Bornemann, Computer-aided design and improved performance of tunable ferrite-loaded E-plane integrated circuit filters for millimeter-wave applications, IEEE Trans. Microwave Theory and Tech., vol. MTT-36, pp. 1841-1849, Dec. 1988.
- [ 5 ] R. Vahldieck, J. Bornemann, F. Arndt, and D. Grauerholz, Optimized waveguide E-plane metal insert filters for millimeter-wave applications, IEEE Trans. Microwave Theory and Tech., vol. MTT-31, pp. 65-69, Jan. 1983.
- [ 6 ] L. Q. Bui, D. Ball, and T. Itoh, Broad-band millimeter-wave E-plane bandpass filters, IEEE Trans. Microwave Theory and Tech., vol. MTT-32, pp. 1655-1658, Dec. 1984.
- [ 7 ] 임 재봉, 통과대역 보정법에 의한 E-평면형 마이크로파 대역통과 여파기의 설계 이론에 관한 연구, 서울대학교, 공학박사 학위논문, 1987년
- [ 8 ] 정중성, 김병욱, 전동석, 윤상원, 장익수, 임의의 모양을 갖는 평면형 서클레이터의 해석, 전자공학회논문지 제33권 A편 제5호, pp 75-83, 1996. 5
- [ 9 ] S. B. Cohn, Direct-coupled resonator filters, Proc. IRE, vol. 45, pp. 187-196, Feb. 1957.
- [ 10 ] R. Levy, Theory of direct-coupled-cavity filters, IEEE Trans. Microwave Theory and Tech, vol. MTT-15, pp. 340-348, June 1967.
- [ 11 ] 김철수, 정민호, 류대원, 정용채, 안달, 임의의 영상 임피던스를 갖는 병렬 결합선로 여파기 설계, 전자공학회 마이크로파 및 전파 학술대회 논문집 vol. 20 no. 1, pp 73-76, 1997.5.
- [ 12 ] G. Matthaei, L. Young, and E.M.T. Jones, *MICROWAVE FILTERS, IMPEDANCE-MATCHING NETWORKS, and COUPLING STRUCTURES*, Mc-Graw Hill, 1964.
- [ 13 ] J. Jin, *THE FINITE ELEMENT METHOD in ELECTROMAGNETICS*, John Wiley & Sons, Inc., 1993.

## 저 자 소 개



李海善(正會員)

1962년 1월 12일생. 1984년 2월 서강대학교 전자공학과 졸업. 1986년 2월 서강대학교 전자공학과 졸업(공학석사). 1997년 2월 서강대학원 전자공학과 졸업예정(공학박사). 1986년 1월 ~ 1991년 7월 금성전기(주)(현 LG전자) 연구소 선임연구원. 1991년 7월 ~ 현재 한국통신기술(주) 연구소 부장. 주관심분야는 초고주파공학 및 무선통신 등임

張益洙(正會員) 第33卷 A編 12號 參照

尹相元(正會員) 第33卷 A編 12號 參照