

Magnetically Tunable E-평면형 도파관 여파기 Tunable 특성 분석

An Analysis of Tunable Characteristic for Magnetically Tunable E-Plane Waveguide Filters

이해선* · 윤상원**

Hae-Seon Lee* · Sang-Won Yun**

요 약

본 논문에서는 ferrite 기판상의 finline 형태의 E-평면형 도파관 여파기에 대해 $\lambda_g/4$ 전송선로를 여파기 양끝 단 inverter의 음의길이 전송선로의 보상용 전송선로로 사용하는 magnetically tunable 여파기를 설계하여 tunable 특성을 분석하였으며, 여파기 및 inverter의 특성을 분석하기 위해 고차모드의 영향을 고려한 유한요소 법에 의한 특성 해석을 적용하였다. X-밴드 대역에서 bilateral과 unilateral finline magnetically tunable E-평면형 도파관 여파기에 대한 실험결과와 해석결과가 잘 일치함을 알 수 있었다.

Abstract

This paper describes an analysis of tunable characteristic for magnetically tunable E-plane type finline filter on a ferrite substrate. 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 and the tunable characteristics of designed filters are analyzed. The analysis results of filter and inverter structure loaded with finline on a ferrite substrate are obtained using the edge based finite element method including higher order mode effects. The X-band experimental results for bilateral and unilateral finline magnetically tunable E-plane type waveguide filters agree well with the simulated data.

I. 서 론

Tunable 여파기는 동조대역 범위내에서 통과대역을 이동시킬 수 있는 여파기로 위성체 spare payload 및 주파수 hopping 수신기 등에 널리 사용된다. Tunable 여파기의 성능을 나타내는 주요

요소로 일반적인 여파기의 특성 변수인 삽입손실 및 주파수 선택도 이외에도 동조범위, 동조속도, 동조 선형성 및 동조 효율성 등을 들 수 있다^[1]. 대역 통과 tunable 여파기 설계시 가장 기본적으로 적용해야 하는 동조 범위는 삽입손실과 대역통과 밴드 폭 및 주파수 응답 특성 측면에서 수용 가능한 범위 내로 구현할 수 있는 최저 및 최고 중심 주파수의

*한국통신기술주식회사 연구소 (Korea Telecom International, Research Center)

**서강대학교 전자공학과 (Dept. of Electronic Eng., Sogang Univ.)

· 논문 번호 : 971009-071

· 수정완료일자 : 1997년 12월 5일

차로 정의할 수 있으며, 이러한 동조 특성은 여파기를 구성하는 공진기의 길이나 inductive 혹은 capacitive loading을 가변시킴으로써 얻을 수 있다. 시스템의 요구특성에 따라 기계적 동조 여파기는 저손실 삽입 특성과 고전력 처리 특성을 필요로 하는 경우에 널리 사용되며, 전기적 동조 여파기는 고동조 속도 및 광대역 통과 특성을 필요로 하는 경우에 널리 사용되며, 자기적 동조 여파기는 사용 자성체 및 구조에 따라 넓은 동조 범위, 고전력 처리 특성 및 고동조 속도 특성을 필요로 하는 경우에 선별적으로 사용된다.

본 논문에서 적용한 E-평면형 magnetically tunable 여파기는 저가의 photolithographic 기술의 이용 및 밀리미터파 대역 적용 측면에서 강점을 갖을 수 있고 이러한 구조의 여파기 설계는 인쇄회로 기술의 장점과 ferrite slab이 장착된 tunable 도파관 여파기의 고전력 처리 수용능력을 결합할 수 있어 ferrite 기판상의 finline 구조 E-평면형 여파기 형태의 구조에 대한 연구가 활발히 이루어졌다^{(2),(13)}.

본 논문에서는 E-평면형 finline 여파기 양끝단 inverter의 음의길이 전송선로 보상용 전송선로 영향을 분석하여 이에 대한 영향을 고려함으로써 4분의 1파장 전송선로를 보상용 전송선로로 사용하는 magnetically tunable E-평면형 finline 여파기를 설계하여 설계된 여파기의 동조특성을 분석하였으며, ferrite의 손실에 대한 영향을 무시할 수 있는 magnetostatic wave 영역 밖에서의 주파수 대역에서 ferrite finline이 장착된 여파기 및 inverter 구조해석을 위하여 고차모드의 영향을 고려하여 임의의 구조에서도 해석할 수 있는 유한 요소법에 의한 특성 해석방법을 적용하였다.

II. Magnetically Tunable E-평면형 Finline 여파기의 설계

2-1 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 1과 같이 나타낼 수 있다. 그림 1에서 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⁽⁴⁾. 즉 w 를 아래식으로 나타낼 수 있으므로

$$w = \frac{\Delta f}{f_0} = \frac{w_m(f_0)_m}{f_0} \quad (1)$$

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.

$$(Q_e)_A = \frac{g_0 g_1 \omega f_0}{w_m(f_0)_m} = [(Q_e)_A]_m \frac{f_0}{(f_0)_m} \quad (2)$$

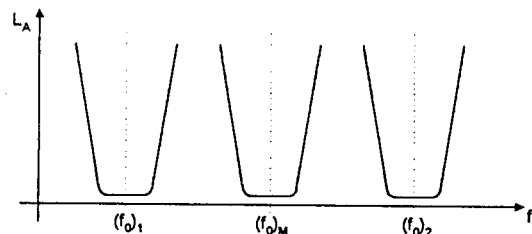


그림 1. 대역통과 여파기 동조대역 주파수 응답 특성
Fig. 1. Tunable frequency response of bandpass filter.

$$(Q_e)_B = \frac{\omega_i g_n g_{n+1} f_0}{w_m(f_0)_m} = [(Q_e)_B]_m \frac{f_0}{(f_0)_m} \quad (3)$$

$$k_{j,j+1} \Big|_{j=1, \dots, n-1} = \frac{w_m(f_0)_m}{\omega_i \sqrt{g_j g_{j+1}} f_0} = (k_{j,j+1})_m \cdot \frac{(f_0)_m}{f_0} \quad (4)$$

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

2-2 여파기 설계 적용

E-평면형 도파관 여파기에 적용한 inverter의 구조 및 등가회로는 그림 2와 같다^[4], 여파기 양끝

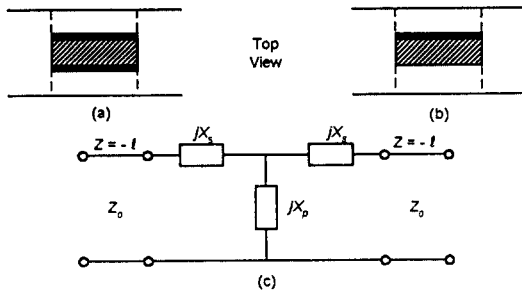


그림 2. E-평면형 inverter 구조 및 등가회로
 (a) bilateral fin-line E-평면형 inverter 구조
 (b) unilateral fin-line E-평면형 inverter 구조 / (c) 등가회로

Fig. 2. 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.

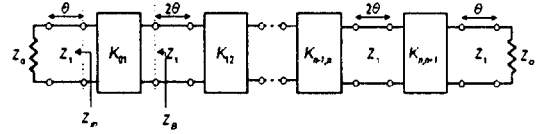


그림 3. 여파기 양단에 $\lambda_g/4$ 전송선로를 포함한 구성도

Fig. 3. Circuit diagram including $\lambda_g/4$ transmission line at the ends of filter.

단의 inverter인 K_{01} 및 $K_{n,n+1}$ 은 음의길이의 전송선로를 포함하고 있어 음의길이 전송선로를 보상해 주기 위한 전송선로인 $\lambda_g/4$ 전송선로를 추가하여 설계하였으며 이에 대한 설계공식은 다음과 같다.

그림 3에서 Z_{in} 은 $\theta = \frac{\pi}{2}$ 근방에서

$$Z_{in} = Z_1 \frac{Z_1 - jZ_0 \cot \theta}{Z_0 - jZ_1 \cot \theta} \cong AZ_1 + jZ_1 X (1 - A^2) \quad (5)$$

여기서, $\cot \theta \Big|_{\theta = \frac{\pi}{2} \text{ 근방}}$

$$\cong -\frac{\pi}{2} \frac{\omega - \omega_0}{\omega_0} = -X, \quad A = \frac{Z_1}{Z_0}$$

이고, 그림 3에서 Z_B 는

$$Z_B = \frac{K_{01}^2}{Z_{in}} \cong \frac{K_{01}^2}{Z_1 A} + jX_B \quad (6)$$

여기서,

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

이고 이를 감안한 등가회로는 그림 4와 같이 나타낼 수 있어 직렬 공진기의 reactance $X_r(\omega)$ 는

$$X_r(\omega) = X_B(\omega) + X_1(\omega) = \left[\frac{K_{01}^2}{Z_1} \left(1 - \frac{1}{A^2}\right) + 2Z_1 \right] X \quad (7)$$

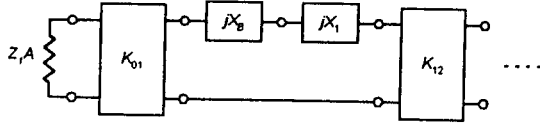


그림 4. $\lambda_g/4$ 전송선로 영향을 고려한 등가회로
 Fig. 4. Equivalent circuit considering the impact caused by $\lambda_g/4$ transmission line.

로 표시되어 새로운 직렬 공진기의 slope parameter x_r 은

$$x_r = \frac{\pi}{4} \left[\frac{K_{01}^2}{Z_1} \left(1 - \frac{1}{A^2} \right) + 2Z_1 \right] \quad (8)$$

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

$$\frac{K_{01}}{Z_1} = \sqrt{\frac{\frac{\pi}{2} \cdot A \cdot w_\lambda}{\omega'_1 g_0 g_1 - \frac{\pi}{4} \cdot \left(A - \frac{1}{A} \right) w_\lambda}}$$

$$\frac{K_{12}}{Z_1} = \frac{\pi}{2} \frac{w_\lambda}{\omega'_1} \sqrt{\frac{\frac{1}{2} \left[\left(\frac{K_{01}}{Z_1} \right)^2 \left(1 - \frac{1}{A^2} \right) + 2 \right]}{g_1 g_2}}$$

$$\frac{K_{j,j+1}}{Z_1} = \frac{\pi}{2} \frac{w_\lambda}{\omega'_1} \sqrt{\frac{1}{g_j g_{j+1}}}, \quad j=2, \dots, n-2 \quad (9)$$

$$\frac{K_{n-1,n}}{Z_1} = \frac{\pi}{2} \frac{w_\lambda}{\omega'_1} \sqrt{\frac{\frac{1}{2} \left[\left(\frac{K_{n,n+1}}{Z_1} \right)^2 \left(1 - \frac{1}{A^2} \right) + 2 \right]}{g_{n-1} g_n}}$$

$$\frac{K_{n,n+1}}{Z_1} = \sqrt{\frac{\frac{\pi}{2} \cdot A \cdot w_\lambda}{\omega'_1 g_n g_{n+1} - \frac{\pi}{4} \left(A - \frac{1}{A} \right) w_\lambda}}$$

위에서 전개한 설계공식은 inverter의 주파수 특성을 이상적으로 가정한 경우이며 실제로는 위의

공식을 이용하여 구한 초기설계치로부터 inverter의 주파수 특성을 고려한 E-평면형 통과대역 여파기의 삽입 손실 특성을 다음식과 같이 되도록 보정설계를 적용하였다[5].

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

Ⅲ. E-평면형 자기동조 도파관 여파기의 구조해석

3-1 유한 요소법을 이용한 구조 해석

E-평면형 도파관 여파기 형태의 구조를 유한 요소법을 이용하여 특성을 해석하기 위한 구조는 그림 5와 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.

$$\nabla \times ([\mu_r]^{-1} \nabla \times \vec{E}) - k_0^2 \varepsilon_r \vec{E} = 0 \quad (11)$$

여기서,

$$[\mu_r] = \begin{bmatrix} \mu & 0 & -jk \\ 0 & 1 & 0 \\ jk & 0 & \mu \end{bmatrix}$$

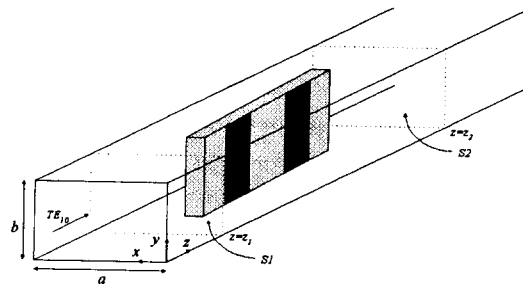


그림 5. 해석을 위한 E-평면형 도파관 구조
 Fig. 5. Diagram for analysis of E-plane type waveguide.

$$\mu = 1 + \frac{\omega_0 \omega_m}{\omega_0^2 - \omega^2}, \quad k = \frac{\omega \omega_m}{\omega_0^2 - \omega^2}$$

$$f_0 = \gamma H_0, \quad f_m = \gamma 4\pi M_s$$

$$\gamma = 2.8 \text{ MHz/Oe}, \quad k_0 = \omega \sqrt{\mu_0 \epsilon_0}$$

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 필수적이다⁶⁾.

먼저 그림 5에서 경계면 S1에서의 경계조건을 구하면 경계면 S1에서의 전개분포는 입사파와 불연속면에 의한 반사파의 합으로

$$\vec{E}(x,y,z) = \vec{E}^{inc}(x,y,z) + \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} a_{mn} e^{TE}_{mn}(x,y) e^{\gamma_{mn} z}$$

$$+ \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} b_{mn} [e^{TM}_{mn}(x,y) + \hat{z} e^{TM}_{mn}(x,y)] e^{\gamma_{mn} z} \quad (12)$$

로 나타낼 수 있고, 각 mode에 대한 orthogonality를 적용하면

$$a_{mn} = e^{-\gamma_{mn} z_1} \int_0^a \int_0^b e^{TE}_{mn} \cdot [\vec{E} - \vec{E}^{inc}]_{z=z_1} dx dy \quad (13)$$

$$b_{mn} = e^{-\gamma_{mn} z_1} \int_0^a \int_0^b e^{TM}_{mn} \cdot [\vec{E} - \vec{E}^{inc}]_{z=z_1} dx dy \quad (14)$$

를 구할 수 있다.

경계면 S1에서의 경계조건은 식 (12)에 curl을 취해 $\hat{n} = -\hat{z}$ 를 적용하면,

$$\hat{n} \times \nabla \times \vec{E} + P(\vec{E}) = U^{inc} \quad \text{at } z=z_1 \quad (15)$$

여기서,

$$k_0^2$$

$$P(\vec{E}) = \sum_m \sum_n \frac{1}{\gamma_{mn}} e^{TM}_{mn} \int_0^a \int_0^b e^{TM}_{mn} \cdot \vec{E} dx dy -$$

$$\sum_m \sum_n \gamma_{mn} e^{TE}_{mn} \int_0^a \int_0^b e^{TE}_{mn} \cdot \vec{E} dx dy \quad (16)$$

$$U^{inc} = \hat{n} \times \nabla \times \vec{E}^{inc} + \sum_m \sum_n \frac{k_0^2}{\gamma_{mn}} e^{TM}_{mn} \int_0^a \int_0^b$$

$$e^{TM}_{mn} \cdot \vec{E}^{inc} dx dy - \sum_m \sum_n \gamma_{mn} e^{TE}_{mn} \int_0^a \int_0^b e^{TE}_{mn}$$

$$\cdot \vec{E}^{inc} dx dy \quad (17)$$

이다.

같은 방법으로, 경계면 S2에서의 경계조건을 구하면

$$\hat{z} \times \nabla \times \vec{E} + P(\vec{E}) = 0 \quad \text{at } z=z_2 \quad (18)$$

이다.

이제 vector 파동방정식인 식 (11)과 경계면 S1과 S2에서의 경계조건인 식 (15)와 (18)으로부터 유한 요소법을 적용하기 위한 variational expression $F(\vec{E})$ 는

$$F(\vec{E}) = \frac{1}{2} \iiint_V [(\nabla \times \vec{E})^* \cdot ([\mu_r]^{-1} \nabla \times \vec{E})$$

$$- k_0^2 \epsilon_r \vec{E}^* \cdot \vec{E}] dv - \iint_{S_1} \left[\frac{1}{2} \vec{E} \cdot P(\vec{E}) - \vec{E} \cdot U^{inc} \right] ds - \iint_{S_2} \frac{1}{2} \vec{E} \cdot P(\vec{E}) ds \quad (19)$$

이고, 적용한 유한 요소는 가상해를 발생시키지 않는 방법으로 널리 사용되는⁶⁾, edge based brick 형태로

$$\vec{E} = \sum_{i=1}^n \vec{N}_i E_i = \sum_{xi} N_{xi} E_{xi} \hat{x} + \sum_{yi} N_{yi} E_{yi} \hat{y} +$$

$$\sum_{zi} N_{zi} E_{zi} \hat{z} \quad (20)$$

로 표시되며 N_i 는 basis function을 나타낸다.

식 (19)에 Variational principle을 적용하여 다음 식 (21)을 만족하는 전계 \vec{E} 를 도파관 벽면과 도체벽에서의 Dirichlet 경계조건을 부과하여 구하면 경계면에서의 S-parameter를 구할 수 있다.

$$\delta F(\vec{E})=0 \quad (21)$$

$$\hat{n} \times \vec{E} = 0 \quad \text{on the conductor walls} \quad (22)$$

3-2 Inverter 및 여파기 동조 특성 분석

E-평면형 도파관 여파기의 inverter 구조 및 특성에 따른 impedance inverter 값을 유도하기 위한 그림 6과 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 3 dB 대역폭에 해당하는 guide wavelength fractional bandwidth를 구하면 K를 유도할 수 있다.

$$x_r = \frac{\pi}{4} \left[\frac{K^2}{Z_1} \left(1 - \frac{1}{A^2}\right) + 2Z_1 \right] \frac{w_\lambda}{w} \quad (23)$$

$$\frac{K}{Z_1} = \sqrt{\frac{\frac{\pi}{2} \cdot A \cdot w_\lambda}{\omega l g_0 g_1 - \frac{\pi}{4} \left(A - \frac{1}{A}\right) w_\lambda}} \quad (24)$$

앞에서 구한 inverter의 K값을 이용하여 동조 특성을 분석하기 위한 3단 여파기의 외부 Q 및 결합 계수는 다음과 같이 정리할 수 있으며 K 및 Z_1

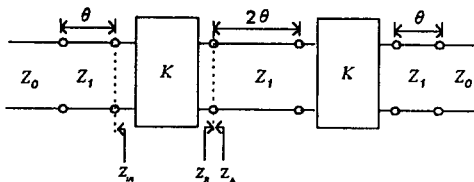


그림 6. K 값을 유도하기 위한 회로 구성

Fig. 6. Circuit diagram for derivation of K-inverter impedance.

값의 동조를 위한 외부 구동원에 의한 주파수 특성을 분석함으로써 대역 동조 여파기의 동조특성을 파악할 수 있다.

$$(Q_e)_A = (Q_e)_B = \frac{x_1}{K_{01}^2 / R_A} = \frac{\pi}{4} \cdot$$

$$\frac{A \left[K_{01}^2 \left(1 - \frac{1}{A^2}\right) + 2Z_1^2 \right]}{K_{01}^2} \cdot \frac{w_{\lambda K_{01}}}{w_{K_{01}}} \quad (25)$$

$$k_{12} = k_{23} = \frac{K_{12}}{\sqrt{x_1 x_2}} = \frac{2}{\pi} \sqrt{\frac{w_{K_{01}}}{w_{\lambda K_{01}}} \cdot \frac{w_{K_{12}}}{w_{\lambda K_{12}}}} \cdot \frac{K_{12}}{\sqrt{\frac{1}{2} \left[K_{01}^2 \left(1 - \frac{1}{A^2}\right) + 2Z_1^2 \right]}} \quad (26)$$

IV. 해석 및 실험결과

적용된 여파기 형태는 0.2 dB ripple 특성을 갖는 chebyshev형 3단 여파기로 $H_0=0$ 인 설계기준 지점에서 통과대역은 600 MHz로 차단주파수 $f_1=10.7$ GHz이고 $f_2=11.3$ GHz이며, 적용된 ferrite slab은 Trans-tech사 제품인 TTVG-1200으로 비

표 1. 설계 적용 변수

Table 1. Design parameter result.

	Bilateral Fin	Unilateral Fin
$K_{01} = K_{34}$	0.23898	0.22530
$K_{12} = K_{23}$	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

(Top View)

유전율이 14.4이고 포화자화(saturation magnetization) $4\pi M_s=1200$ G이며 두께가 $t=40$ mil이다. 적용된 도파관은 X-band용 도파관으로 $a=400$ mil이고 $b=900$ mil이며 표 1은 설계적용 해석 결과 변수를 나타낸다.

외부자계에 의한 동조(tunable) 특성은 외부자계가 증가함에 따라 그림 7 및 그림 8과 같이 여파기의 대역폭 및 응답특성이 변화하게 되어 무한히 외부자계를 높여 줄 수는 없고 대역폭이 5%까지 감소하는 동조를 위한 외부자계가 bilateral fin 여파기의 경우 2700(Oe)이고 unilateral fin 여파기의 경우 1200(Oe)이다.

Bilateral fin 구조의 경우 그림 9에서 나타난 결

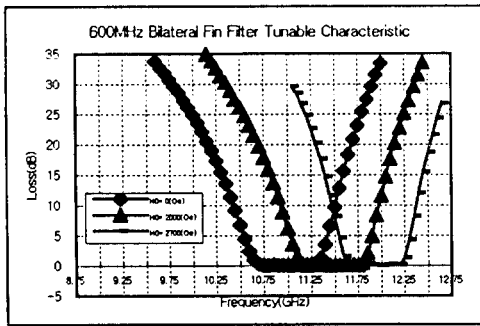


그림 7. Bilateral fin 여파기 동조 특성 해석결과
Fig. 7. Analysis result of tunable characteristic for bilateral fin filter.

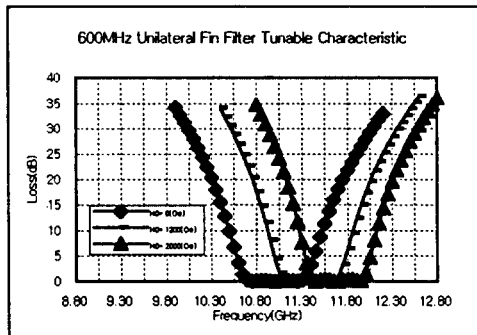


그림 8. Unilateral fin 여파기 동조 특성 해석결과
Fig. 8. Analysis result of tunable characteristic for unilateral fin filter.

과에서 알 수 있듯이 K12 inverter의 특성 impedance가 외부자계 $H_0=0$ 인 설계기준 지점에서 특성 impedance에 비해 외부자계가 증가함에 따라 서서히 증가하다가 $H_0=2300$ (Oe)인 지점부터 점진적으로 감소하는 특성을 나타내며 unilateral fin 구조의 경우는 bilateral fin 구조의 경우와는 달리 초기부터 외부자계가 증가함에 따라 점진적으로 특성 impedance가 감소하는 특성을 나타낸다. K01 inverter의 외부자계에 대한 특성 impedance 변화는 그림 10에서 볼 수 있듯이 bilateral fin 구조와 unilateral fin 구조 모두 외부자계

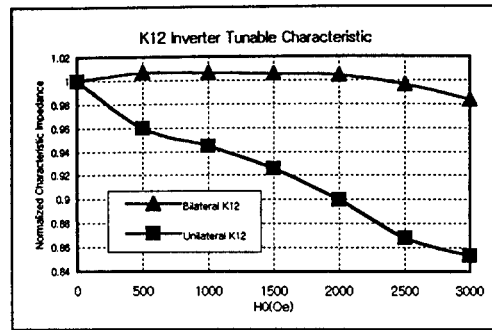


그림 9. K12 inverter 정규 특성 impedance 동조특성 해석결과
Fig. 9. Analysis result of normalized characteristic imp. of K12 inverter.

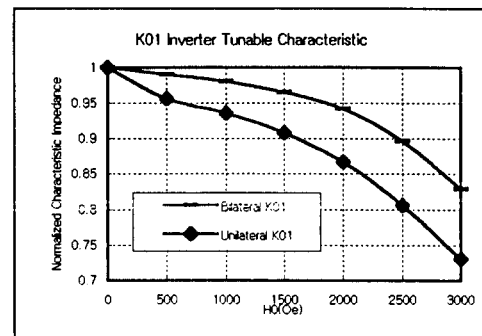


그림 10. K01 inverter 정규 특성 impedance 동조 특성 해석결과
Fig. 10. Analysis result of normalized characteristic imp. of K01 inverter.

가 증가함에 따라 초기부터 점진적으로 감소하는 특성을 나타낸다.

외부자계에 의한 inverter 자체의 특성 변화와 공진기 구조의 특성 impedance의 변화에 따른 여파기의 외부 quality factor의 특성 변화는 여파기의 주파수 동조에 대한 응답 특성의 변화를 야기하며 이상적인 경우 주파수의 증가에 따라 선형적으로 증가하는 특성을 나타내야 하나 그림 11에서 나타난 바와 같이 외부자계가 증가함에 따라 비선형적인 큰 폭으로 증가하는 특성을 나타낸다. 외부 quality factor와는 달리 여파기의 결합계수 특성 변화는 여파기의 주파수 동조에 대한 밴드폭의 변화에 직접적인 영향을 미치며 이상적인 경우 주파

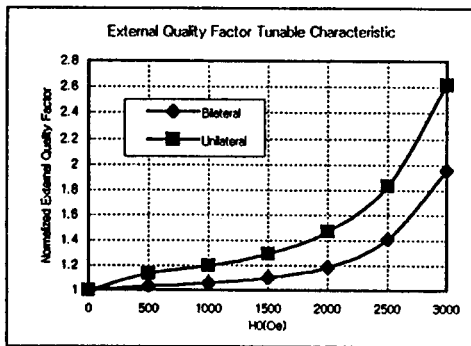


그림 11. 여파기 정규 외부 quality factor 동조 특성 해석결과

Fig. 11. Analysis result of normalized external Q-factor tunable characteristic.

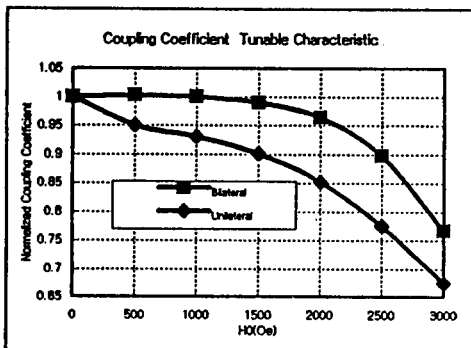


그림 12. 여파기 정규 결합계수 동조 특성 해석결과

Fig. 12. Analysis result of normalized coupling coef. tunable characteristic.

수의 증가에 따라 선형적으로 감소하는 특성을 나타내야 하나 그림 12에서 나타난 바와 같이 bilateral fin 구조의 여파기에서는 외부자계에 증가에 따라 미소하게나마 증가하는 추세를 보이다가 급진적으로 감소하는 특성을 나타내며 unilateral fin 구조의 여파기에서는 외부자계의 증가에 따라 점진적으로 감소하는 특성을 나타낸다.

E-평면형 도파관 여파기를 제작하기 위한 도파관 형태는 X-밴드용 WR-90 크기의 도파관 중간에 fin-line septum을 삽입하기 위한 0.4 mm 정도의 홈을 갖는 좌우대칭으로 동일한 두 조각을 결합하여 도파관을 구성하며 여파기의 tunable 특성을 측정하기 위하여 영구자석을 이용한 외부 자계를 y축 방향으로 걸어주기 위한 구성도는 그림 13과 같고 실험에 적용된 외부자계 크기는 $H_0=1000(Oe)$ 로 bilateral fin 구조의 여파기는 통과대역이 10.888~11.518 GHz로 200 MHz 정도의 주파수 이동을 나타냈으며 대역폭 및 중심주파수에 대한 오차가 simulation 값과 비교할 때 각각 0.8 및 0.03 %였으며, unilateral fin 구조의 여파기는 통과대역이 10.951~11.546 GHz로 250 MHz 정도의 주파수 이동을 나타냈으며 대역폭 및 중심주파수에 대한 오차가 각각 3.7 및 0.7 %였다. 또한, unilateral fin 여파기의 특성이 bilateral fin 여파기의 경우와 비교할 때 대역폭 및 중심주파수에 대한 오차범위

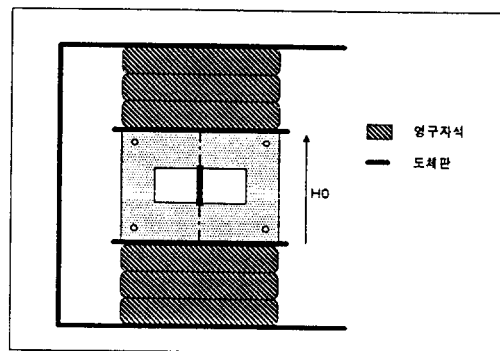
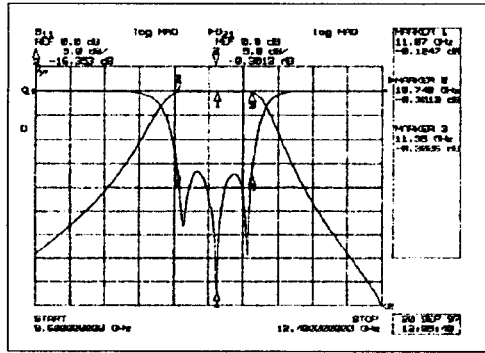
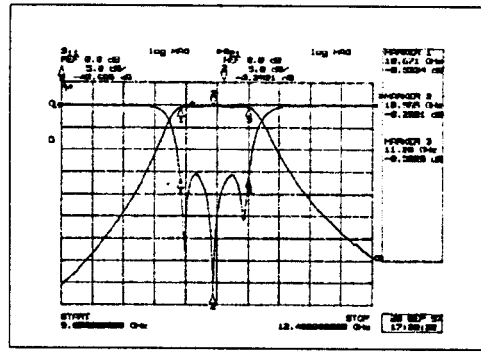


그림 13. 외부자계 인가를 위한 실험 구성도

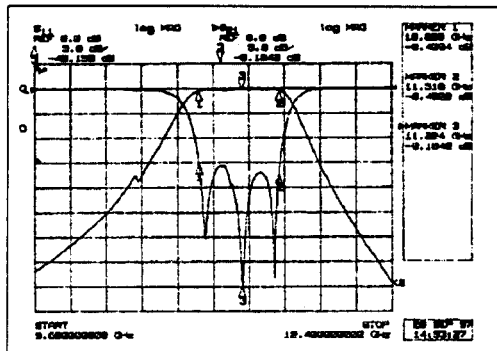
Fig. 13. Test configuration for biasing external H-field.



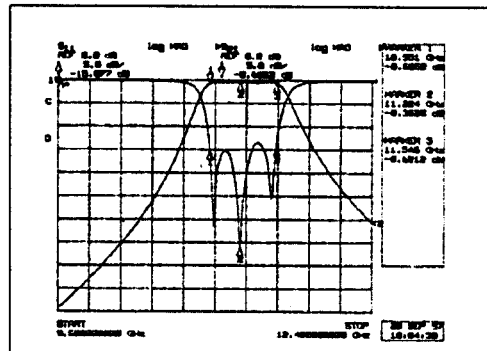
(a)



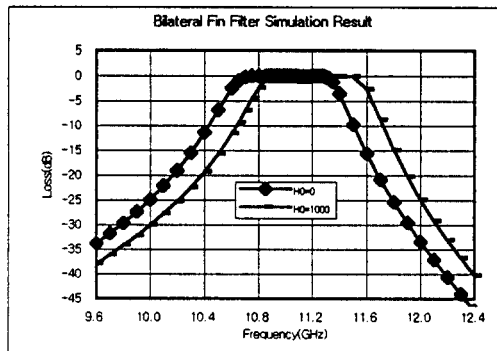
(a)



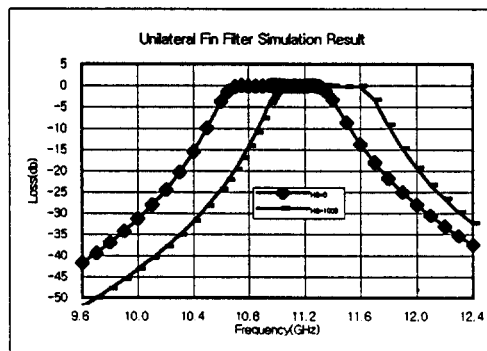
(b)



(b)



(c)



(c)

그림 14. Bilateral fin 여파기 해석 및 실험결과
(a) $H_0=0$ 실험결과 / (b) $H_0=1000$ (Oe) 실험결과 /
(c) 해석결과

Fig. 14. Simulation and test result of bilateral fin filter.

(a) $H_0=0$ test result (b) $H_0=1000$ (Oe) test result / (c) simulation result

그림 15. Unilateral fin 여파기 해석 및 실험결과
(a) $H_0=0$ 실험결과 / (b) $H_0=1000$ (Oe) 실험결과 /
(c) 해석결과

Fig. 15. Simulation and test result of unilateral fin filter.

(a) $H_0=0$ test result / (b) $H_0=1000$ (Oe) test result / (c) simulation result

가 과다한 편이나 이는 fin-line septum의 길이가 unilateral fin의 길이가 bilateral fin의 길이보다 24 % 정도 길어 측정시 외부자계가 길이방향으로 균일하게 걸려있지 않기 때문인 것으로 판단된다. 아울러 실험시 도파관 홈내에서의 finline septum 과 도파관 사이의 접촉상태가 불량한 경우 특성의 왜곡, 이동 및 glitch가 발생하는 현상을 경험할 수 있어 이에 대한 세심한 주의가 요구된다. 그림 14는 bilateral fin 여파기에 대한 실험결과와 simulation 결과를 나타내며 그림 15는 unilateral fin 여파기에 대한 실험결과와 simulation 결과를 나타낸다.

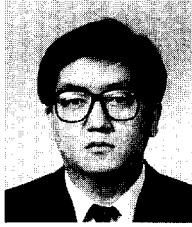
VI. 결 론

초고주파대역 magnetically tunable E-평면형 도파관 여파기를 여파기 양끝단 inverter의 음의길이 전송선로 보상용 전송선로로 4분의 1파장 전송선로를 사용하여 여파기를 설계하여 여파기의 tunable 특성을 분석하였다. 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 있었으며 bilateral fin 구조의 여파기에서는 대역폭이 외부자계의 증가에 따라 미소하게나마 증가하는 추세를 보이다가 감소하는 특성을 나타내며 unilateral fin 구조의 여파기에서는 점진적으로 감소하는 특성을 나타내며 고차모드의 영향을 고려한 유효요소법에 의한 특성 해석결과와 X-밴드 대역에서 bilateral과 unilateral finline magnetically tunable E-평면형 도파관 여파기에 대한 실험결과가 잘 일치함을 알 수 있었다.

참 고 문 헌

- [1] J. Uher and W. J. R. Hoefer, "Tunable microwave and millimeter-wave band-pass filters," *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, vol. MTT-39, pp. 643-653, Apr. 1991.
- [2] 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.
- [3] 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.
- [4] G. Matthaei, L. Young, and E.M.T. Jones, *Microwave Filters, Impedance-Matching Networks, and Coupling Structures*, McGraw Hill, 1964.
- [5] 임재봉, "통과대역 보정법에 의한 E-평면형 마이크로파 대역통과 여파기의 설계 이론에 관한 연구", 서울대학교, 공학박사 학위논문, 1987.
- [6] J. Jin, *The Finite Element Method in Electromagnetics*, John Wiley & Sons, Inc., 1993.

이 해 선



1962년 1월 12일생
1984년 2월 : 서강대학교 전자공학과
(공학사)
1986년 2월 : 서강대학원 전자공학과
(공학석사)
1998년 2월 : 서강대학원 전자공학과
졸업예정(공학박사)

1986년 1월 ~1991년 7월 : 금성전기(주)(현 LG 전자) 연구
소 선임연구원

1991년 7월~현재 : 한국통신기술(주) 연구소 부장
[주관심분야] 초고주파공학 및 무선통신 등.

윤 상 원

1954년 11월 9일생
1977년 2월 : 서울대학교 전자공학과 (공학사)
1979년 2월 : 서울대학원 전자공학과 (공학석사)
1984년 5월 : 미국 University of Texas at Austin 전기
공학과 (공학박사)
1984년 9월~현재 : 서강대학교 전자공학과 교수
[주관심분야] 마이크로파 및 밀리미터파 소자 및 회로설계
등.