

삼중 E-평면형 구조의 K-인버터특성에 관한 연구

오 영 주, 조 홍 구, 임 재 봉, 변 중 대  
國民大學校 電子工學科

A Study on K-Inverter Characteristics for Triple E-Plane type Structures

Young Ju Oh, Hong Goo Cho, Jae Bong Lim, Jong Dae Byun  
Dept. of Eletronics, Kook Min University

Abstract

In this paper, we proposed Triple E-plane structures to obtain the high insertion loss at stopband and show that T-equivalent and K-inverter of Triple E-plane structures are better than those of All-Metal Insert E-plane structures.

To show the characteristics, first order bandpass filter are designed and tested at X band.

I. 서론

Fig.1(a)에서 보여주는 금속판 E-평면형 구조는 폭이 각각 a와 d인 세개의 도파관으로 구성된 것으로 볼 수 있으며, 여파기의 설계시 통과대역은 폭이 a인 도파관의 차단주파수와 폭이 d인 차단주파수 사이에 존재하도록 설계한다. 이때,  $-1 < z < 1$  영역에서의 TE<sub>10</sub>모드의 차단주파수보다 통과대역의 주파수가 낮기 때문에 이 경우 불연속구조의 등가회로 소자값은 유도성을 나타내며 큰변화가 없으나, 차츰 주파수가  $-1 < z < 1$  영역의 폭이 d인 도파관의 차단주파수에 가까워지면 소자값의 변화량이 커지게 되고, 폭이 d인 도파관의 차단주파수 보다, 높아지게되면 TE<sub>10</sub>모드가 전파하게 되고 등가회로의 소자값도 유도성과 용량성을 교대로 가지게 되어 특성이 크게 변화하게 된다. 결국 여파기 전체적특성이 예상특성에서 벗어나서 저지대역의 삽입손실특성이 나빠지고 통과대역과 의사통과대역사이의 간격이 좁아지게 된다. 이와같은 특성을 개선하기 위하여 Thick strip이나 도파관의 폭을 줄이거나 격막의 수를 증가시켜 차단주파수를 높여주는 방법이 있다.

본 논문에서는 Fig.1(b)에 나타난 것 처럼 세 개의 얇은 금속판을 E-평면에 평행하고  $x=a/2$ 에 대하여 대칭이 되도록 삽입한 삼중 E-평면형구조를 제안하고 이 구조의 인버터특성에 대하여 고찰하였다.

II. 삼중 E-평면형 구조의 등가회로

Fig.1(b)에서 보는 바와 같이 삼중 E-평면형구조는 각각 폭이 a, d<sub>1</sub>, d<sub>2</sub>인 5개의 도파관으로 구성되어 있는 것으로 생각 할 수 있다. 이 구조에서 영역(I)에서는 TE<sub>10</sub>모드만이 전파하고 다른 고차모드는 모두 감쇠한다고 가정하자. 금속판의 손실을 무시하면 폭이 d<sub>1</sub>과 d<sub>2</sub>로 구성된 영역인  $-1 < z < 1$ 사이의 격막은 Fig.2(a)에서와 같이 대칭형 T-등가회로로 나타낼 수 있으며,

또한 Fig.2(a)는 등가적으로 Fig.2(b)와 같이 나타낼 수 있다. Fig.2의 T-등가회로의 파라미터 X<sub>a</sub>와 X<sub>p</sub>를 구하기 위해서는 잘 알려진 대칭-비대칭 여기법을 사용한다.

대칭으로 여기시켰을때와 비대칭으로 여기시켰을때의 입력 어드미턴스를 각각 Y<sub>oc</sub>와 Y<sub>sc</sub>라 하자. 등가회로로 파라미터 X<sub>a</sub>와 X<sub>p</sub>를 Y<sub>oc</sub>와 Y<sub>sc</sub>를 다음과 같이 나타낼 수 있다.



Fig.1 Basic structures of E-plane type filter. (a) All-metal insert. (b) Triple E-plane.

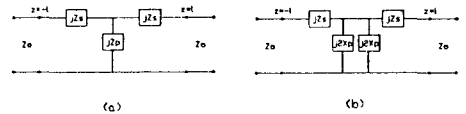


Fig.2 (a) T-equivalent circuit of triple E-plane type structures. (b) Modification of T-equivalent circuit.

$$jX_a = \frac{1}{Y_{oc}} \quad (1)$$

$$jX_p = \frac{1}{2} \frac{1}{Y_{oc} - Y_{sc}} \quad (2)$$

한편, Z=0가 개방회로가 될때와 단락회로가 될때에 Z<-1에서의 TE<sub>10</sub>모드의 반사계수를 각각 R<sub>sc</sub>, R<sub>oc</sub>라 하면 Y<sub>oc</sub>와 Y<sub>sc</sub>는 각각 다음과 같이 표시된다.

$$Y_{oc} = Y_0 \frac{1 - R_{oc}}{1 + R_{oc}} \quad (3)$$

$$Y_{sc} = Y_0 \frac{1 - R_{sc}}{1 + R_{sc}} \quad (4)$$

여기서 Y<sub>0</sub>는 도파관의 폭이 a인 영역에서의 TE<sub>10</sub>모드의 파동 어드미턴스 Y<sub>11</sub>을 의미하며 a영역 l이 공기중이므로 l이 된다는 것을 알수있다. 그러면 (3)식과 (4)식을 사용해서 R<sub>oc</sub>, R<sub>sc</sub>를 구할 수 있고, 삼중E-평면형구조의 등가회로소자값 X<sub>s</sub>와 X<sub>p</sub>를 (1)과 (2)에 의해서 구할 수 있음을 알 수 있다.

수식적인 표현의 편리함을 위해 대칭여기때를 \*1, 비대칭여기때는 \*2로 표기하고, R\*(x), Y\*(x), T\*(x), Q\*(x) 및 B\*(x)를 다음과 같이 정의하기로 하자.

$\phi(x)$ 를 스칼라 포텐셜 함수 또는 고유함수라 하고,  $\gamma$ 는 전파상수라 하며 전계와 자계를 구하기 위해서는 먼저 이들을 구한다.

Fig.1(b)에서  $z < -1$ 로 TE<sub>10</sub>모드가 임사하면 불연속면이 Y-방향으로 균일하므로 TE<sub>no</sub>모드만이 고차모드로 발생하고, 특히 영역(I)에서는  $x=a/2$ 대한 대칭성 때문에 기수번째의 TE<sub>no</sub>모드만이 발생한다. 각 영역에서의 스칼라 포텐셜 함수와 TE<sub>no</sub>모드의 전파상수는 다음

$$R^* \begin{cases} R_{oc} & \text{if } n^*=1 \\ R_{nc} & \text{if } n^*=2 \end{cases} \quad (5)$$

$$Y^* \begin{cases} Y_{oc} & \text{if } n^*=1 \\ Y_{nc} & \text{if } n^*=2 \end{cases} \quad (6)$$

$$T^* \begin{cases} \cosh(x) & \text{if } n^*=1 \\ \sinh(x) & \text{if } n^*=2 \end{cases} \quad (7)$$

$$Q^* \begin{cases} \sinh(x) & \text{if } n^*=1 \\ \cosh(x) & \text{if } n^*=2 \end{cases} \quad (8)$$

$$B^* \begin{cases} \tanh(x) & \text{if } n^*=1 \\ \coth(x) & \text{if } n^*=2 \end{cases} \quad (9)$$

과 같다.

영역 I

$$\phi_{1n}(x) = \sqrt{\frac{2}{a}} \sin\left(\frac{(2n-1)\pi x}{a}\right) [u(x) - u(x-a)] \quad (10)$$

$$\gamma_{1n}(x) = \sqrt{\left(\frac{(2n-1)\pi}{d_2}\right)^2 - k_0^2}$$

영역 II:

$$\phi_{2n}(x) = \sqrt{\frac{2}{d_1}} \sin\left(\frac{(2n-1)\pi x}{d_1}\right) [u(x) - u(x-d_1)] \quad (11)$$

$$\gamma_{2n}(x) = \sqrt{\left(\frac{n\pi}{d_1}\right)^2 - k_0^2}$$

영역 III:

$$\phi_{3n}(x) = \sqrt{\frac{2}{d_2}} \sin\left(\frac{n\pi(x-d_1-c)}{d_2}\right) [u(x-d_1-c) - u(x-d_1-c-d_2)] \quad (12)$$

$$\gamma_{3n}(x) = \sqrt{\left(\frac{n\pi}{d_2}\right)^2 - k_0^2}$$

영역 IV:

$$\phi_{4n}(x) = \phi_{3n}(a-x) \quad (13)$$

$$\gamma_{4n}(x) = \gamma_{3n}$$

영역 V:

$$\phi_{5n}(x) = \phi_{2n}(a-x) \quad (14)$$

$$\gamma_{5n}(x) = \gamma_{2n}$$

여기서  $k_0 = \omega(\mu_0 \epsilon_0)^{1/2}$  이다.

계구면(Aperture), 즉  $z=-1$ 에서의 전계와 자계를 각각  $E^*(x)$ ,  $H^*(x)$ 라 하고 전계와 자계를 구하여 보면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} E^*(x) &= a_1 \phi_{11}(x) + R^* a_1^* \phi_{11}(x) + \sum_{n=2}^{\infty} \frac{a_n}{2} \phi_{11}(x) \\ &= \sum_{n=1}^{\infty} [b_n \phi_{2n}(x) T^*(\gamma_{2n1}) + C^* a_n \phi_{3n}(x) T^*(\gamma_{3n1}) \\ &\quad + C_n^* \phi_{4n}(x) T^*(\gamma_{4n1}) + b_n^* \phi_{5n}(x) T^*(\gamma_{5n1})] \end{aligned} \quad (15)$$

$$\begin{aligned} H^*(x) &= -Y_{11} a_1 \phi_{11}(x) + R^* a_1^* \phi_{11}(x) + \sum_{n=2}^{\infty} \frac{a_n}{2} \phi_{11}(x) \\ &= \sum_{n=1}^{\infty} [Y_{2n} b_n \phi_{2n}(x) T^*(\gamma_{2n1}) + Y_{2n} C_n^* \phi_{3n}(x) T^*(\gamma_{3n1}) \\ &\quad + Y_{4n} C_n^* \phi_{4n}(x) T^*(\gamma_{4n1}) + Y_{5n} b_n^* \phi_{5n}(x) T^*(\gamma_{5n1})] \end{aligned}$$

여기서  $Y_{1n} \sim Y_{5n}$ 은 영역(I)~(V)에서의 TE<sub>10</sub>모드의 파동어드미턴스로서 다음과 같다.

$$Y_{1n} = \frac{\gamma_{1n}}{j k_0 \eta} \quad (16)$$

스칼라 포텐셜함수의 직교성을 이용해서 계수  $a_n^*$ ,  $b_n^*$  및  $c_n^*$ 을 계구면 전계로 나타내면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} a_n^* &= \frac{1}{1 + R^*} \int_{(a-c)/2-d_2}^{(a-c)/2} E^*(x) \phi_{3n}(x) dx \\ a_n^* &= \int_0^a E^*(x) \phi_{5n}(x) dx \end{aligned} \quad (17)$$

$$\begin{aligned} b_n^* &= \frac{1}{T^*(\gamma_{2n1})} \int_0^{d_1} E^*(x) \phi_{3n}(x) dx \\ &= \frac{1}{T^*(\gamma_{5n1})} \int_{a-d_1}^a E^*(x) \phi_{5n}(x) dx \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} c_n^* &= \frac{1}{T^*(\gamma_{3n1})} \int_{(a-c)/2-d_2}^{(a-c)/2} E^*(x) \phi_{3n}(x) dx \\ &= \frac{1}{T^*(\gamma_{5n1})} \int_{(a+c)/2+d_2}^{(a+c)/2} E^*(x) \phi_{5n}(x) dx \end{aligned}$$

이 식들을 (15)식에 대입하고,  $x=a/2$ 에 대한 대칭성을 고려하여 입력 어드미턴스  $Y^*$ 에 대한 변분표현식(4)을 구하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} y^* &= \frac{Y^*}{Y_{11}} \\ &= \frac{1 - R^*}{1 + R^*} \\ &\quad - \frac{\int_0^a \int_0^{a/2} G(x|x') E^*(x) E^*(x') dx dx'}{Y_{11} \left[ \int_0^{a/2} E^*(x) \phi_{11}(x) dx \right]^2} \end{aligned} \quad (18)$$

$y^*$ 는 정규화된 값이다.

입력 어드미턴스  $Y^*$ 를 알면 (1)식과 (2)식에서 등가회로 소자값  $X_p$ 와  $X_r$ 를 얻을 수 있다. 전계  $E^*(x)$ 를 알면 입력 어드미턴스  $Y^*$ 를 구할 수 있게 된다. 본 연구에서는 계구면에 접해있는 영역(II)~(V)에서의 스칼라 포텐셜 함수를 이용하여 전개하는 Schwinger Method<sup>(5)</sup>를 사용하여 구하였다. 즉, 전계  $E^*(x)$ 는,

$$E^*(x) = \sum_{n=1}^{\infty} \left[ \frac{d_1 P_1}{2} \phi_{2n}(x) + (-1)^{n+1} \sqrt{\frac{d_2 P_2}{2}} \phi_{2n}(x) \right] \quad (19)$$

로 표현할 수 있다.

본 연구에서는  $P_1$  및  $P_2$ 를 다음과 같이 선정하였다.

$$P_1 = \int_0^{d_1} [\phi_{11}(x)]^2 dx \quad (20)$$

$$P_2 = \int_{d_1+c_0}^{(a-c)/2} [\phi_{11}(x)]^2 dx$$

즉, 위 식은 영역(II)~(V)에 발생되는 고차모드의 크기는 각 영역으로 유입되는 전역의 평방근에 비례하게 될 것이라는 가정에 기초를 두고 있다.<sup>(6,7)</sup>

(19)식에 나타난 바와같이 계구면 전계 시험수를  $N$ 항 근사치를 취한다면, (18)식의 입력 어드미턴스 변분표현식에 대입하여 정리하여 다음과 같은 식을 얻는다.

$$\begin{aligned} y^* Y_{11} &= \sum_{r=1}^N \sum_{r=1}^N M_r^* M_r + P_{o1} P_{r1} - \sum_{r=1}^N \sum_{r=1}^N M_o^* M_r + G_{or}^* \\ &= \text{Stationary Quantity} \end{aligned} \quad (21)$$

이다.

한편  $Y^*$ 는 계수  $M_r$ 의 변화에 대하여 Stationary 해야 하므로, (21)식을  $M_r^*$ 에 대하여 편미분하면 다

음과 같은 식을 얻는다.

$$y^* Y_{11} \sum_{n=1}^N M_n^* P_n + P_{r1} - \sum_{n=1}^N M_n^* g_n r^* = 0 \quad (22)$$

이 식은  $M_n^*$ 를 미지수로 하는  $N$ 개의 제차 연립방정식으로서, 입력 어드미턴스를 구한다는 것은 이 행렬식이 영이 되도록 하는  $Y^*$ 를 구하는 문제로 귀결된다. Rayleigh-Ritz의 방법(4.8.9) 의하여 (22)식으로부터  $Y^*$ 를 구한후, (1)식과 (2)식으로 부터 Fig.2에 나타난 삼중E-평면형구조의 등가회로소자값을 구한다.

Fig.5에서와 같이 대칭 T-등가회로 양단에 일정한 길이의 전송선로를 연결하면 임피던스 K-인버터로 동작한다.

K-인버터는 전송행렬이 다음 식으로 표시되는 2-포트 회로로서,

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & jK \\ j/K & 0 \end{bmatrix} \quad (23)$$

Fig.5(b)에 표시된 것처럼 출력단에 부하임피던스를 달았을때, 입력 임피던스가

$$Z_a = \frac{K^2}{Z_b} \quad (24)$$

이 된다. 만약  $Z_b$ 가 용량성이면  $Z_a$ 는 유도성으로 보여 임피던스가 반전되고 임피던스 레벨도 변한다. 여기서  $K$ 를 임피던스 K-인버터의 특성임피던스라 한다. 임피던스 K-인버터는 결국 1/4변환기와 동일한 성격을 띤다.

표. 1 단 여파기의 실험

K-인버터의 특성을 확인하기 위하여 Fig.4의 구조와 같은 1단 여파기를 구현하고 실험했다.

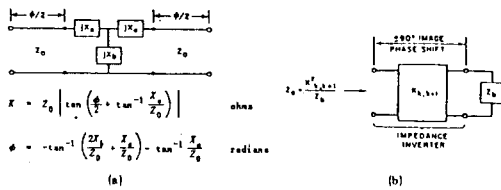


Fig.3 (a) Impedance K-Inverter composed of T-circuit and transmission-line. (b) Definition of Impedance K-Inverter.



Fig.4 Slide-view of triple E-plane type first order bandpass filter.

IV T-등가회로 리액턴스  $X_a$ 와  $X_b$ 에 대한 고찰

Fig.2의 T-등가회로 리액턴스값  $X_a$ 와  $X_b$ 를 주파수를 파라미터로 하고  $TE_{10}$ 격막의 폭에 따른 변화와 격막을 파라미터로 하고 주파수의 변화에 따른 변화를 Fig.1의 영역 I에서의  $TE_{10}$ 모드의 파동 임피던스에 대하여 정규화하여 나타내었다.

Fig.5은 Fig.1의 기존의 급속판 E-평면형 구조에 대한 T-등가회로 소자값  $X_a$ 와  $X_b$ 를 나타내고 있다. Fig.1의 급속판 E-평면형구조에서 영역 II와 III의 도파관에서  $TE_{10}$ 모드의 차단주파수는 13.392 (GHz)이기 때문에 그 이상의 주파수범위에서는 영역 II와 III으로  $TE_{10}$ 모드가 전파하게 되며  $z=-1$ 의 불연속면에서의 입력 임피던스는 주파수에 따른 전기각이 변화에 따라 용량-

성과 유도성이 반복적으로 나타내게 될 것이다. Fig.5은 Fig.2(a)에서의  $X_s$ 와  $X_p$ 값의 격막의 폭에 따른 변화를 나타내며, 9(GHz),11(GHz),13(GHz)의 곡선은 계속 유도성을 나타내고 있으나 차단주파수이상인 14(GHz)와 17(GHz)의 곡선은 격막의 폭에 따라 유도성과 용량성이 반복적으로 나타나고 있음을 알 수 있다.

Fig.6는 Fig.1(b)의 삼중 E-평면형 구조에 대하여 주파수를 파라미터로 하고 격막의 폭에 따른 T-등가회로 리액턴스값  $X_a$ 와  $X_b$ 의 변화를 나타내고 있다. 이 구조의 각 영역에서의 차단주파수는 각각  $d_1=26.59$ (GHz),  $d_2=26.97$ (GHz)이다. Fig.6를 살펴보면 T-등가회로의 소자값이 모든 주파수에서 격막의 폭의 변화에 대하여 항상 유도성을 나타냄을 알 수 있다.

Fig.7와 Fig.8은 격막의 폭을 파라미터로 하고 주파수를 변화시키면서 시뮬레이션 시킨 것이다. 급속판 E-평면형 구조의  $-1 < z < 1$ 영역에서  $TE_{10}$ 모드의 차단주파수보다 주파수가 높아지면 용량성과 유도성이 교대로 나타남을 알 수 있고, 결국 이 주파수에서 여파기의 저지대역에서의 특성이 설계이론치에 크게 벗어나 여파기의 저지대역에서의 특성이 나빠지게 된다. Fig.8을 살펴보면 삼중 E-평면형구조에 대한 T-등가회로 리액턴스 값이 항상 유도성을 나타내고 있으며, 또한 기울기를 살펴보면 기존의 급속판 E-평면형 구조에 비하여 기울기가 작으며 요구되어지는 주파수 대역에서 거의 선형에 가까워짐을 알 수 있다.

V K-인버터와 전송선로의 전기적인 길이의 변화

Fig.9과 Fig.10은 각각 급속판 E-평면형구조와 삼중 E-평면형구조의 격막의 폭에 대한 K-인버터와 전송선로의 전기적길이  $\phi$ 의 변화를 주파수를 매개변수로 하여 나타낸 것이다. Fig.9에서 보는바와 같이  $-1 < z < 1$ 영역의 차단주파수보다 낮은 주파수대역에서의 격막의 폭의 증가에 따른 K-인버터의 값은 단조감소를 하고, 전송선로의 전기적인 길이  $\phi$ 는 항상 음의 값을 나타내며 격막의 폭에 따른 변화가 작다. 그러나, 주파수가 차단주파수이상인 14, 17(GHz)에서의 특성을 살펴보면 K-인버터의 값이 격막의 폭에 대하여 불연속성을 나타내고 있으며, 전송선로의 전기적인 길이  $\phi$ 는 격막의 폭에 대하여 음의 값만을 나타내지 않고 양의 값도 나타내고 있다. Fig.10은 K-인버터의 값은 격막의 폭이 증가함에 따라 단조감소를 나타내고 있으며, 전송선로의 전기적인 길이  $\phi$  또한 항상 음의 값을 나타내고 있으며 그 변화량도 매우 작음을 알 수 있다.

Fig.11와 Fig.12는 각각 Fig.1의 급속판 E-평면형 구조와 삼중 E-평면형구조에 대한 K-인버터와 전송선로의 전기적길이  $\phi$ 의 변화를 격막의 폭을 매개변수로 하여 주파수에 대하여 고찰해 본 것이다. Fig.11에서도 기존의 급속판 E-평면형구조의 K-인버터의 값과 전송선로의 전기적 길이가  $-1 < z < 1$ 영역의 차단주파수보다 주파수가 높아지면 그 변화가 비선형적임을 알 수 있다. Fig.12의 삼중 E-평면형구조의 변화는 선형적으로 증가하고 있음을 알 수 있다.

VI 1단 여파기의 특성

6-1. 동일한 구조의 여파기 특성

Fig.13는 Fig.4의 여파기의 특성을 나타낸 것이다.

기호는 측정치를 나타내고 있으며, 실선은 시뮬레이션 값이다.

Fig. 13(a)는 Fig. 9(b)와 Fig. 10(b)에서 보여주는 전송선로의 전기각의 길이가 금속판 E-평면형 구조의 전송선로의 전기적인 길이가 삼중 E-평면형구조 보다 길기 때문에 중심주파수가 삼중 E-평면형구조보다 아래쪽에서 나타남을 보여주고 있는 것이다.

Fig. 13(a)와 Fig. 13(b)를 살펴보면, 기존의 E-평면형구조의 경우에 있어서는 격막의 폭의 변화에 대하여 특성의 변화가 그리 크지 않다. 그러나 삼중 E-평면형구조의 경우에 있어서는 저지대역에서의 삽입손실의 값의 변화가 매우 크다는 것을 알 수 있다. 이는 삼중 E-평면형구조의 경우 격막의 폭에 따른 K-인버터값의 변화가 크다는 것을 보여주고 있는 것이다.

6-2 동일한 K-인버터 값에서의 여파기특성

Fig. 14은 K-인버터의 값과 중심주파수가 일정하도록 Fig. 4의 여파기를 제작하여 그 삽입손실특성을 나타냈다. 13(GHz)-14(GHz)부근을 중심으로 그 주파수 이하에서는 기존의 금속판 E-평면형구조와 삼중 E-평면형구조와의 특성의 차이는 거의 없다. 그 이상의 주파수 범위에서는 삼중 E-평면형구조의 삽입손실의 값이 기존의 금속판 E-평면형구조에 대하여 상당히 크고의 사용과대역도 훨씬 위로 올라가 있음을 알 수 있다. 이는 삼중 E-평면형구조의 저지대역에서의 특성이 개선됨을 보여주고 있는 것이다.

Ⅶ 결론

본 논문에서 제안한 구조로 대역폭과 여파기를 제작할 경우 저지대역에서의 삽입손실의 특성을 개선시킬 수 있었을 뿐만이 아니라, 본포장소수사특성 때문에 나타나는 의사용과대역과의 간격을 더욱 넓게할 수 있었다. 다만, 삼중 E-평면형구조로 대역폭과 여파기를 제작할 경우 격막의 폭이 작아지기 때문에 이 구조를 사용하여 대역폭과 여파기를 구현할 경우 폭이 제작하기 어렵다.

그러나 제작상의 오차만을 줄여준다면 설계이론치와 거의 일치하는 특성의 여파기를 구현 할 수 있음을 알 수 있다.

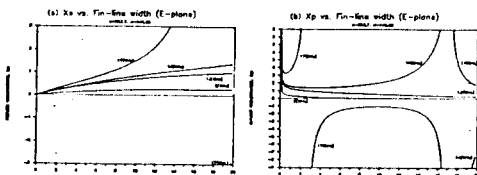


Fig. 5 Normalized reactances of All-Metal E-plane structure. (a) series reactance  $X_s$  vs. Fin-line width. (b) shunt reactance  $X_p$  vs. Fin-line width.

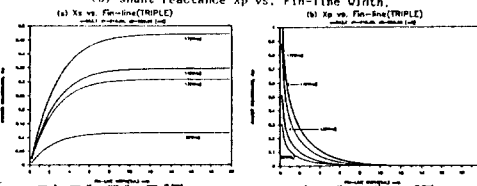


Fig. 6 Normalized reactances of Triple E-plane structure. (a) series reactance  $X_s$  vs. Fin-line width. (b) shunt reactance  $X_p$  vs. Fin-line width

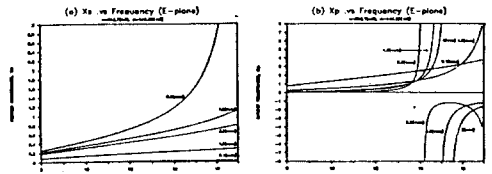


Fig. 7 Normalized reactances of All-Metal E-plane structure. (a) series reactance  $X_s$  vs. Frequency. (b) shunt reactance  $X_p$  vs. Frequency.

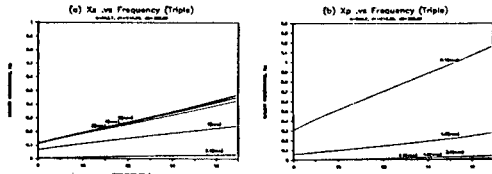


Fig. 8 Normalized reactances of Triple E-plane structure. (a) series reactance  $X_s$  vs. Frequency. (b) shunt reactance  $X_p$  vs. Frequency.

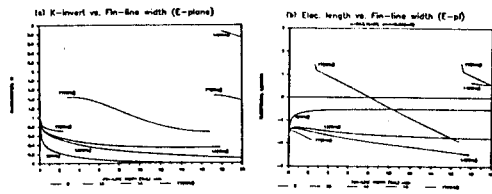


Fig. 9 (a) Characteristic impedance  $K$  vs. Fin-line width for All-Metal E-plane structure. (b) Electrical length vs. Fin-line width for All-Metal E-plane structure.

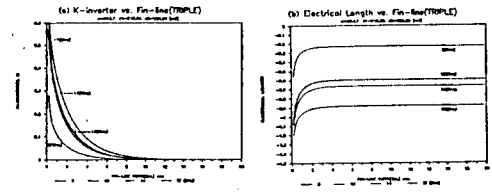


Fig. 10 (a) Characteristic impedance  $K$  vs. Fin-line width for Triple E-plane structure. (b) Electrical length vs. Fin-line width for Triple E-plane structure.

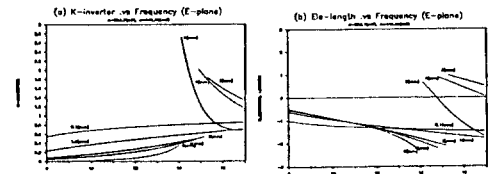


Fig. 11 (a) Characteristic impedance  $K$  vs. Frequency for All-Metal E-plane structure. (b) Electrical length vs. Frequency for All-Metal E-plane structure.

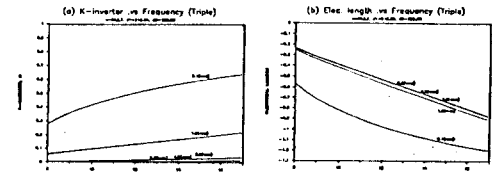


Fig. 12 (a) Characteristic impedance  $K$  vs. Frequency for Triple E-plane structure. (b) Electrical length vs. Frequency for E-plane structure.

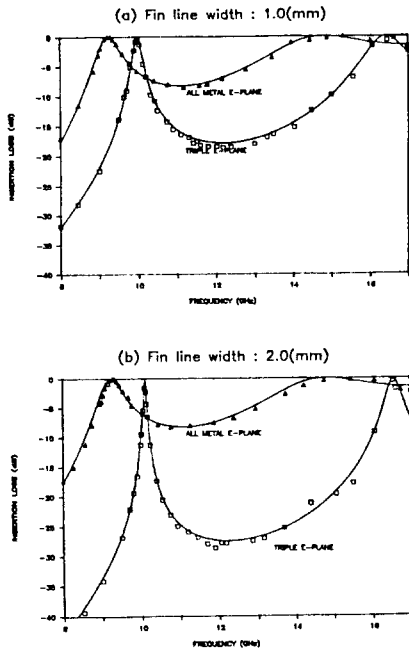


Fig.13 Insertion losses of first order bandpass filters  
 (a) Fin line width = 1.0(mm)  
 (b) Fin line width = 2.0(mm)

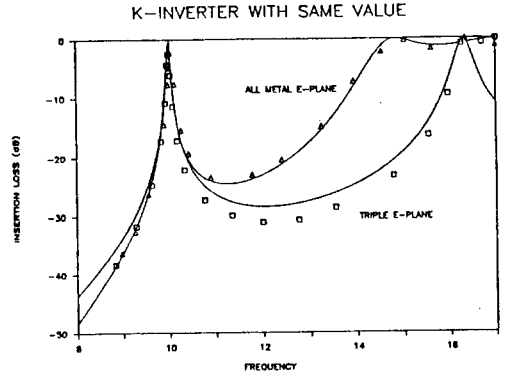


Fig.14 Insertion losses of first order bandpass filter with same K-inverter values.

< 참고 문헌 >

- 1) F. Arndt, J. Bornemann, R. Vahldieck, and D. Gr auerholz, "E-plane integrated circuit filters with improved stopband attenuation", IEEE Trans.Microwa ve Theory and Tech., Vol MTT-32, pp.1391-1394, Oct . 1984.
- 2) R.E. Collin, "Field Theory of Guided Wave," MGH , New York, pp.224-256, 1960.
- 3) J. Schwinger and D.S. Saxon, "Notes on Lectures by Julian Schwinger, Discontinuities in Waveguides ," pp.27-34, GORDON and BREACH SCIENCE Pub., 1968.
- 4) R.E. Collin, "Field Theory of Guided Wave," MG II, New York, pp.315-320, 1960.
- 5) E.Argence and T.Kahan. "Thoery of Waveguides an d Cavity Resonators," Hart Publishing co., New Yor k, pp.332-358, 1968.
- 6) 임재봉, 이충용, "변분법에 의한 Bilateral Fin-line구조의 해석에 관한 연구", 대한전자공학회지, 제 23권 제1호, pp.36-41, 1986년 1월.
- 7) 임재봉, "변분해석법에 의한 비대칭 E-평면형구조 의 해석에 관한 연구", 국민대학교 생산기술연구소 논 문집 공학논총 제10호, pp.265-275, 1987년
- 8) R.E. Collin, "Field Theory of Guided Wave," MGH , New York, pp.352-359, 1960.
- 9) R.E. Collin, "Field Theory of Guided Wave," MGH , New York, pp.232-247, 1960.