

# 合成方法에 의한 E-平面型 帶域通過 濾波器的 精密設計에 관한 研究

## (A Study on the Accurate Design of E-Plane Type Bandpass Filters Based on the Synthesis Procedures)

林 在 鳳\*, 李 忠 雄\*\*

(Jae Bong Lim and Choong Woong Lee)

### 要 約

合成方法에 의한 E-平面型 帶域通過 濾波器的 設計時에 問題되는 通過帶域幅 逸脫 現象을 解決하기 위해, 通過帶域 補正因子를 導入하여 設計하는 方法을 提示하고 CAD 프로그램을 開發하였다.

컴퓨터 시뮬레이션 결과는 항상 정확한 여파기를 설계할 수 있음을 보였고, X-band에서 Unilateral Fin-line 濾波器和 Bilateral Fin-Line 濾波器를 製作하여 實驗과 理論이 一致함을 보였다.

### Abstract

In this paper, we propose an accurate design method of E-plane type filters using the synthesis procedures and the passband correction factor. This correction factor is obtained from the actual insertion losses of the pre-designed filter at band edge frequencies. For this study a CAD program has been developed. In this program, the Fin-line structures are analyzed by the variational analysis routines. Unilateral Fin-line filters and bilateral Fin-line filters are fabricated in the X-band. Experimental results show excellent agreement with the theory.

### I. 序 論

E-平面型 帶域通過 濾波器는 損失이 작고, 精確한 構造解析方法에 의한 精密設計가 可能하여 製作後에 微細調整이 필요없기 때문에 마이크로파 및 밀리미터 波 帶域에서 많이 研究되고 있다.<sup>1) 2)</sup>

E-平面型 濾波器를 設計할 때, 構造의 電氣的 特性을 精確하게 얻기 위해서는 導波管內에 存在하는 高次 모드의 갯수를 약 20~30項 정도를 取해야 하므로 構造解析에 計算時間이 많이 所要되고, 따라서 컴퓨터 CPU

時間을 절감하려는 노력이 계속되고 있다. 設計時間을 절감할 수 있는 方案으로써 첫째, CPU時間이 적게 所要되는 構造解析法의 선택, 둘째로는 CPU 時間을 줄일 수 있는 設計方法의 선택이 있다. E-平面型 構造解析의 代表的인 方法으로는 變分法에 의한 解析方法과<sup>1) 3)</sup> Generalized Scattering Matrix法에 의한 解析方法이<sup>4) 5)</sup> 많이 사용된다. 前者는 모든 演算이 純實數로 수행되고, 行列의 크기가 작고, 演算이 간단하여 後者에 비해 컴퓨터의 所要 메모리가 작으며 計算時間이 훨씬 짧아진다.<sup>1) 3)</sup>

E-平面型 帶域通過 濾波器의 設計에는 最適化 技法에 의한 設計방법과<sup>4) 5)</sup> 合成理論에 의한 設計方法이<sup>1) 3) 6) 7)</sup> 있다. 最適化 技法에 의한 方法은 合成방법에 비해 計算時間이 월등히 많이 요구되기 때문에 最近에는 合成方法이 주로 이용되고 있다. 그러나 合成

\*正會員, 國民大學校 電子工學科  
(Dept. of Elec. Eng., Kook-Min Univ.)

\*\*正會員, 서울大學校 電子工學科  
(Dept. of Elec. Eng., Seoul National Univ.)

接受日字: 1986年 2月 10日

方法에 의해 E-平面型 濾波器를 設計할 때에는 最適化 技法을 利用한 때와는 달리, 實際 濾波器的 特性이 豫測值에 비해 通過帶域幅이 數~數拾% 程度 減아지는 帶域幅 逸脫(bandwidth deviation) 現象이 發生하기 때문에<sup>(6)</sup> 設計結果에 대한 確信을 加질 수가 없다. 通過帶域幅 逸脫 現象이 發生되는 原因은 合成方法이 本來 近似化된 것으로서, 임피던스 K-인버터의 周波數에 따른 特性變化를 正確히 豫測하지 못한데에 있다.

本 研究에서는 上記 問題點을 解決하기 위해, 임피던스 K-인버터의 特性임피던스의 周波數에 따른 變化特性을 補償해줄 수 있는 補正因子를 導入하여, 合成方法에 의해 E-平面型 帶域通過 濾波器를 申述, 精確하게 設計할 수 있는 通過帶域 補正法(通過帶域幅 補正 및 中心周波數 移動 補正)을 提示하고, CAD 프로그램 CADEPSYN을 開發했다. CADEPSYN에서, E-平面型 構造 解析法으로써 變分解析法<sup>(1)-(3)</sup>을 사용하고, 合成方法은 廣帶域 濾波器에도 適用할 수 있는 分布定數 半波長 低域通過 原型 濾波器에 대해 Rhodes가<sup>(4)</sup> 誘導한 公式를 基礎로 하였다.

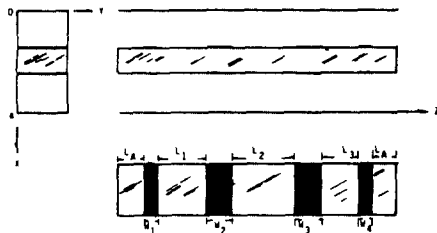


그림 1. E-平面型 帶域通過 濾波器的 構造  
Fig. 1. E-plane type bandpass filter structure.

II. E-平面型 帶域通過 濾波器的 等價回路

E-平面型 濾波器的 種類에는 金屬板 E-平面 濾波器, Unilateral Fin-line 濾波器, Bilateral Fin-line濾波器 및 Insulated Fin-line 濾波器가 있다. 그림 2는 Bilateral Fin-line 濾波器和 Unilateral Fin-line 濾波器的 構成하는 基本構造와 等價回路를 나타내고 있으며, 이 그림에서 誘電體 슬랩의 두께 t가 0이 될 때에는 金屬판 E-평면 構造가 된다.

그림 2에서 領域(I)은 空氣로 채워진 導波管으로서 主-모드(Dominant mode)는 TE<sub>10</sub>모드가 되고, 領域(II)는 誘電體가 부분적으로 채워진 導波管으로써 主-모드는 Distorted TE<sub>10</sub> 모드가 된다. (金屬판 E-평면 구조에서는 영역(II)가 공기만으로 채워진 경우에 해당되므로 主-모드는 영역(I)이 마찬가지로 TE<sub>10</sub> 모드가 된다.) 導波管內에서 主-모드만 傳播되고, 모

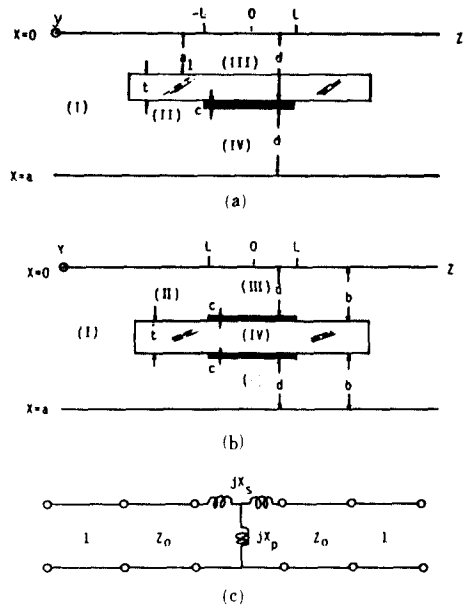


그림 2. (a) Unilateral Fin-line 濾波器的 基本構造  
(b) Bilateral Fin-line 濾波器的 基本構造  
(c) 基本構造에 대한 等價回路

Fig. 2. (a) Basic structure of Unilateral Fin-line filter.  
(b) Basic structure of Bilateral Fin-line filter.  
(c) Equivalent circuit of the basic structure (normalized to the wave-impedance of TE<sub>10</sub> mode).

든 高次-모드는 滅殺된다고 가정하고 誘電體 및 導體에 의한 손실은 무시한다. 또 TE<sub>10</sub> 모드의 傳播常數를 Γ<sub>1</sub>, Distorted TE<sub>10</sub> 모드의 傳播常數를 γ<sub>1</sub>이라 하자. 그림 2(a)~(b)의 構造를 TE<sub>10</sub> 모드의 波動임피던스에 대하여 正規化하여 等價回路를 표시하면 그림 2-(c)가 된다. 이때 傳送線路의 特性임피던스 Z<sub>0</sub>는 Collin의 모델<sup>(5)</sup>을 이용하면 다음과 같다.

$$Z_0 = \frac{\Gamma_1}{\gamma_1} \tag{1}$$

한편 等價回路의 素子값 Z<sub>0</sub>, X<sub>s</sub> 및 X<sub>p</sub>는 變分法에 의한 E-平面型 構造解析方法에 의해 구한다. 그림 3과 그림 4는 Bilateral Fin-line 구조에 대해 등가회로 소자값을 구한 예를 보여준다.

그림 1에 표시된 E-平面型 濾波器的 전체 等價回路는 그림 2(c)를 이용하여 그림 6(a)로 표시된다. 그림 5에서와 같이 T-회로 양단에 一定길이의 傳送線路를 연결하면 임피던스 K-인버터로 動作하므로 그림 6(a)의 등가회로는 K-인버터를 이용해서 그림 6(b)로 바꿀 수

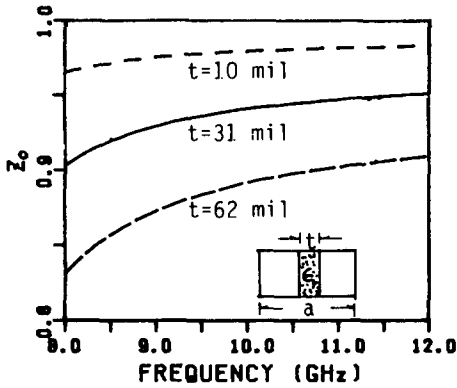


그림 3. 誘電體 슬랩이 부분적으로 채워진 導波管의 正規化 임피던스  
 Fig. 3. Normalized impedance of dielectric slab loaded waveguide  
 (a = 900 mil,  $\epsilon_r = 2.065$ , 30-term approximation).

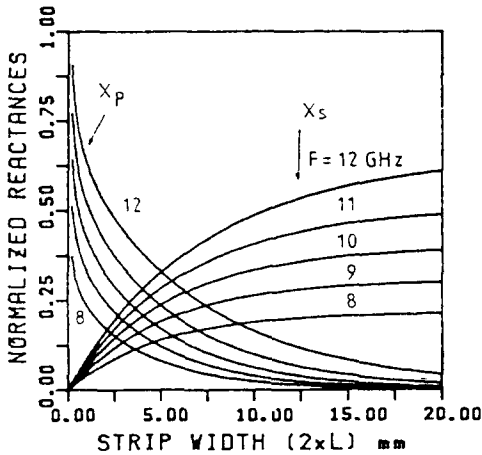
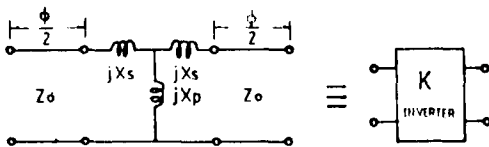


그림 4. Bilateral Fin-line 構造에 대한 T-等價回路의 正規化 리액턴스  
 Fig. 4. Normalized reactances of T-equivalent circuit for bilateral Fin-line structure  
 (a = 900 mil, T = 31 mil, c = 0.5 mil,  $\epsilon_r = 2.065$ , 30-term approx).



$$K = Z_0 \tan \left\{ \frac{\phi}{2} + \tan^{-1} \left( X_s / Z_0 \right) \right\}$$

$$\phi = -\tan^{-1} \left\{ (2X_s + X_p) / Z_0 \right\} - \tan^{-1} \left( X_p / Z_0 \right)$$

그림 5. 임피던스 K-인버터  
 Fig. 5. Impedance K-inverter.

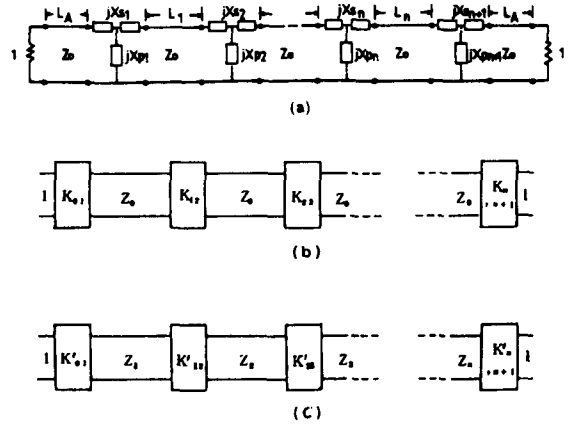


그림 6. (a) E-平面型 帶域通過 濾波器的 等價回路  
 (b) K-인버터를 써서 표시한 E-平面型 帶域通過 濾波器的 等價回路  
 (c) 理想的 K-인버터를 써서 표시한 分布定數 半波長 低域通過 原型 濾波器  
 Fig. 6. (a) Equivalent circuit of E-plane type band pass filter  
 (b) Equivalent circuit of E-plane type bandpass filter with K-inverter.  
 (c) Distributed half-wave lowpass prototype filter with ideal K-inverter.

있다.

한편 그림6(c)는 理想的 K-인버터를 이용해서 표시한 分布定數 半波長 低域通過 原型 濾波器로써, 그림 6(b)의 전송선로의 임피던스 값과 서로 다른 값을 갖고 있으므로  $K'_{r,r+1}$ 와  $K_{r,r+1}$  사이에는 임피던스 스케일링에 의하여 다음과 같은 관계가 성립한다.

$$K_{r,r+1} = \frac{Z_0}{\sqrt{Z_r Z_{r+1}}} K'_{r,r+1} \text{ for } r=1,2,\dots,n-1 \quad (2)$$

$$K_{\alpha,1} = \sqrt{\frac{Z_0}{Z_1}} K'_{\alpha,1}$$

$$K_{n,n+1} = \sqrt{\frac{Z_0}{Z_n}} K'_{n,n+1}$$

### III. 設計 過程

設計하려는 濾波器的 設計條件 즉, 濾波器的 種類 및 次수, 通過帶域 리플  $L_{ar}$  (dB), 遮斷 周波數  $f_1$  및  $f_2$ , 阻止帶域  $f_3$ 에서의 最小 삽입손실  $L_s$  (dB)가 주어지면, E-平面型 帶域通過 濾波器는 일종의 Direct Coupled Cavity 濾波器이므로 다음과 같이 Levy의<sup>[10]</sup> 結果를 이용하여 設計할 수 있다.

Levy는 導波管型 Direct Coupled Cavity 濾波器的 경우에 K-인버터의 특성임피던스  $K(f)$ 가 주파수에 따라 대략 다음 식과 같이 변화함을 밝히고

$$K(f) = K(f_0) \frac{\lambda_{g0}}{\lambda_g} \tag{3}$$

Chebyshev 特性을 갖는 帶域通過 濾波器的 삽입손실 예측치가 다음식으로 표현될 수 있음을 보였다.

$$L = 10 \log \left\{ 1 + \epsilon^2 T_n^2 \left( \alpha \frac{\lambda_g}{\lambda_{g0}} \sin \left( \frac{\pi \lambda_{g0}}{\lambda_g} \right) \right) \right\} \tag{4}$$

여기서  $T_n$ 는  $n$ 次 Chebyshev 多項式으로써 다음과 같이 정의된다.

$$T_n(x) = \begin{cases} \cosh(n \cosh^{-1} x), & |x| > 1 \\ \cos(n \cos^{-1} x), & |x| \leq 1 \end{cases} \tag{5}$$

$$\epsilon = \sqrt{10^{0.1LA_r} - 1} \tag{6}$$

$\lambda_{g1}$ 과  $\lambda_{g2}$ 는 각각 遮斷周波數  $f_1$ 과  $f_2$ 에서의  $TE_{10}$  모드의 管内波長이고,  $\lambda_{g0}$ 는 中心周波數  $f_0$ 에서의 管内波長으로써  $\lambda_{g0}$ 와  $\alpha$ 는 다음 식에서 구할 수 있다.

$$\alpha \frac{\lambda_{g1}}{\lambda_{g0}} \sin \frac{\pi \lambda_{g0}}{\lambda_{g1}} = 1 \tag{7}$$

$$\alpha \frac{\lambda_{g2}}{\lambda_{g0}} \sin \frac{\pi \lambda_{g0}}{\lambda_{g2}} = -1 \tag{8}$$

위의 두 식을 합하면,

$$\frac{\lambda_{g1}}{\lambda_{g0}} \sin \frac{\pi \lambda_{g0}}{\lambda_{g1}} + \frac{\lambda_{g2}}{\lambda_{g0}} \sin \frac{\pi \lambda_{g0}}{\lambda_{g2}} = 0 \tag{9}$$

이 되므로, 이 식에서  $\lambda_{g0}$ 를 결정 한 후, (7)식 또는 (8)식에서  $\alpha$ 를 결정할 수 있다. 한편 그림6(c)의 原型 濾波器的 삽입손실 예측치가 (4)식과 같이 Chebyshev 特性을 가질 때, 이 여파기의 소자값  $Z_r$ 과  $K'_{r,r+1}$ 는 다음과 같은 Rhodes의 公式<sup>1)</sup>에서 결정된다.

$$Z_r = \frac{2\alpha \sin \left[ \frac{(2r-1)\pi}{2n} \right]}{\tau} - \frac{1}{4\tau\alpha}$$

$$\left[ \frac{\left| \tau^2 + \sin^2 \left( \frac{r\pi}{n} \right) \right|}{\left| \sin \left[ \frac{(2r+1)\pi}{2n} \right] \right|} + \frac{\left| \tau^2 + \sin^2 \left[ \frac{(r-1)\pi}{n} \right] \right|}{\left| \sin \left[ \frac{(2r-3)\pi}{2n} \right] \right|} \right]$$

for  $r=1, 2, \dots, n$  (10)

$$Z_0 = Z_{n+1} = 1$$

$$K'_{r,r+1} = \frac{\sqrt{\tau^2 + \sin^2 \left( \frac{r\pi}{n} \right)}}{\tau} \text{ for } r=0, 2, \dots, n \tag{11}$$

$$\tau = \sinh \left( \frac{1}{n} \sinh^{-1} \frac{1}{\epsilon} \right) \tag{12}$$

濾波器的 設計過程을 要約하면 다음과 같다.

1) 數值 解析法(Regula-Falsi 알고리즘)을 利用하여 (9)식을 만족시키는  $\lambda_{g0}$  및  $f_0$ 를 구한다.

2) (7)식 또는 (8)식에서  $\alpha$ 를 결정한다.

3) 阻止帶域  $f_s$ 에서의 最小 插入損失  $L_s$ 를 얻을 수 있는 濾波器的 段數  $n$ 을 다음 식에서 求한다.

$$L_s \leq 10 \log_{10} \left\{ 1 + \epsilon^2 T_n^2 \left( \alpha \frac{\lambda_{gs}}{\lambda_{g0}} \sin \frac{\pi \lambda_{g0}}{\lambda_{gs}} \right) \right\} \tag{13}$$

4) (10)~(12)식에 의해 原型 濾波器的의 素子값  $Z_r$  및  $K'_{r,r+1}$ 를 결정한다.

5) (2)식에 의해 그림 6(b)의 實際 濾波器的의  $K$ -인버터의 特性임피던스  $K_{r,r+1}$ 을 결정한다.

6) 그림 5에 표시된 식에 의해,  $K_{r,r+1}$ 을 만족하는 Fin-line幅  $W$ 와 傳送線路의 電氣角  $\phi_{r,r+1}$ 을 결정한다.

7)  $j$ 번째 共振器의 길이  $L_j$ 를 다음식에 의해 구한다.

$$L_j = \frac{\lambda'_{g0}}{2\pi} \left[ \pi + \frac{\phi_{j-1,j} + \phi_{j,j+1}}{2} \right] \tag{14}$$

여기서  $\lambda'_{g0}$ 는 Distorted  $TE_{10}$  모드의 중심 주파수  $f_0$ 에서의 管内波長으로써

$$\lambda'_{g0} = \lambda_{g0} \frac{\gamma_1}{\Gamma_1} \tag{15}$$

8) 그림 6(a)에서 導波管 兩端의 誘電體 슬랩의 길이  $L_A$ 를 다음식에서 구한다.<sup>2),3)</sup>

$$L_A = \frac{\lambda'_{g0}}{2\pi} \left( \pi + \frac{\phi_{0,1}}{2} \right) \tag{16}$$

以上の 過程에 의해 設計된 濾波器的의 實際 插入損失 特性은 그림 7에서 보는 바와 같이 일반적으로 通過帶域幅이 예측치에 비해 좁아진다.<sup>4)</sup> 本 論文에서는 다음 절에서 誘導한 通過帶域 補正因子에 의하여 다음의 設計過程을 추가하여 精確한 特性을 갖는 濾波器를 設計할 수 있도록 한다.

9) 앞의 設計過程에 의해 設計된 濾波器에 대해, 차단주파수  $f_1$ 과  $f_2$ 에서의 삽입손실 特性을 變分法에 의해 구한다.

10) (2)식에 의해 중심주파수  $f_0$ 와 管内波長  $\lambda_{g0}$ 를 다시 결정한다(中心周波數 移動 補正)

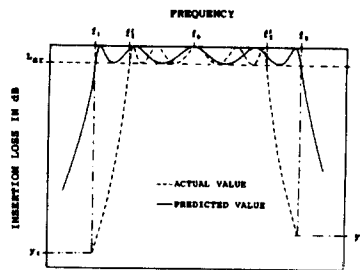


그림 7. 예측치에서 벗어난 실제 삽입손실 특성  
Fig. 7. Actual insertion losses deviated from the predicted value.

11) 다음 節 (22)식의 通過帶域幅 補正因子  $\Delta_0$ 를 利用하여 Rhodes의 公式<sup>(8)</sup>에서  $\alpha$ 를  $\alpha\Delta_0$ 로 代換한 후, 設計過程 4)~8)을 한번 反復하여 最終 濾波器를 設計한다(通過帶域幅 補正)

IV. 通過帶域 補正方法의 誘導

合成方法에 의한 設計는 場解析에 의해 Fin-line 構造의 等價回路를 中心周波數에서만 구하므로, 素子の 파라미터값의 周波數에 따른 變化特性에 관한 정보를 알 방법이 없고, 따라서 K-인버터의 特性임피던스의 주파수에 따른 變換關係를<sup>(6),(10)</sup> (3)식을 利用하고 있다. 結果적으로 설계된 여파기의 삽입손실 特性은 (4)식으로 표시되는 예측치에서 벗어나, 通過帶域幅은 일반적으로 수~수십% 까지 좁아지고 中心周波數도 약간 移動한다.

合成方法에 의해 濾波器를 精確히 설계하기 위해서는 결국 K-인버터의 주파수 變換特性에 관한 精確한 정보가 요구된다. 그러나 실제에 있어, 이 정보는 周波數와 濾波器의 모든 次수의 함수로써 解析的인 式으로 表現한다는 것은 거의 불가능하다.

이 절에서는 設計된 濾波器의 實際 삽입손실을 遮斷周波數  $f_1$  및  $f_2$ 에서만 컴퓨터 시뮬레이션에 의해 구하여, 이것으로부터 K-인버터의 실제적인 주파수 變換 特性에 관한 정보(補正因子 $\Delta$ )를 얻어내고, 또 이 補正因子를 利用하여 Rhodes의 公式를 약간 수정함으로써 濾波器의 通過帶域 特性을 精確하게 設計할 수 있는 通過帶域 補正方法을 제시한다.

그림 7에 표시된 것처럼, 設計過程 1)~8)에서 設計된 濾波器의 實際 遮斷周波數를  $f_1$  및  $f_2$ , 遮斷周波數  $f_1$ 과  $f_2$ 에서의 實際 插入損失을 각각  $y_1$  및  $y_2$ (dB)라 하자. 設計된 濾波器의 實際 K-인버터의 特性임피던스 K(f)가 (17)식과 같이 周波數에 따라 變化한다고 생각할 수 있고, 이때 여파기의 實際삽입손실 예측치는 (18)식으로 표시할 수 있다.

$$K(f) = K(f_0) \frac{\lambda_{g0}}{\lambda_g} \Delta \tag{17}$$

$$L = 10 \log \left\{ 1 + \epsilon^2 T_n^2 \left[ \frac{\alpha \lambda_g}{\Delta \lambda_{g0}} \sin \left( \frac{\pi \lambda_{g0}}{\lambda_g} \right) \right] \right\} \tag{18}$$

여기에서  $\lambda_{g0}$ 와  $f_0$ 는 設計過程 1)에서 결정된 값이다. 遮斷周波數  $f_1$  및  $f_2$ 에서 (18)식은 (7)식과 (8)식을 代입하면,

$$10 \log \left\{ 1 + \epsilon^2 T_n^2 \left[ \frac{1}{\Delta} \right] \right\} = \begin{cases} y_1 & \text{at } f_1 \\ y_2 & \text{at } f_2 \end{cases} \tag{19}$$

이 되고,  $f_1$  및  $f_2$ 에서의  $\Delta$ 를 각각  $\Delta_1$  및  $\Delta_2$ 라고 하여 구하면,

$$\Delta_1 = \begin{cases} 1/\cosh[1/n \cdot \cosh^{-1}(c_1)], & |C_1| > 1 \\ 1/\cos[1/n \cdot \cos^{-1}(c_1)], & |C_1| \leq 1 \end{cases} \tag{20}$$

$$c_i = \sqrt{\frac{10^{0.1 n L_{ar}} - 1}{10^{0.1 n L_{ar}} + 1}} \quad \text{for } i=1, 2 \tag{21}$$

이 된다. 이제 통과대역  $f_1 \sim f_2$ 에서의 通過 帶域幅 補正因子를  $\Delta_0$ 라 하고,

$$\Delta_0 \equiv \frac{\Delta_1 + \Delta_2}{2} \tag{22}$$

로 정의한다. 通過帶域 근방에서 (18)식은 근사적으로 다음과 표현할 수 있다.

$$L = 10 \log_{10} \left\{ 1 + \epsilon^2 T_n^2 \left[ \frac{\alpha \lambda_g}{\Delta_0 \lambda_{g0}} \sin \left( \frac{\pi \lambda_{g0}}{\lambda_g} \right) \right] \right\} \tag{23}$$

(23)식에서  $\alpha$ 대신에  $\alpha\Delta_0$ 로 代입하면 (23)식은 당초에 설계하려던 예측치인 (4)식이 됨을 알 수 있다. 이 사실은 Rhodes의 公式에서  $\alpha$ 대신에  $\alpha\Delta_0$ 로 代換하여 줌으로써 精確한 통과대역 特性을 갖는 濾波器를 設計할 수 있음(通過帶域幅補正)을 암시한다. 한편 通過帶域幅 補正만을 했을 경우에 通過帶域幅은 맞출 수 있지만 中心周波數가 약간 移動한 상태로 남아있게 된다. (18)식은 通過帶域幅 補正 後에 다음 式으로 바뀌어진다.

$$L = 10 \log \left\{ 1 + \epsilon^2 T_n^2 \left[ \frac{\alpha \Delta_0 \lambda_g}{\Delta \lambda_{g0}} \sin \left( \frac{\pi \lambda_{g0}}{\lambda_g} \right) \right] \right\} \tag{24}$$

여기서  $\lambda_{g0}$ 는 設計過程 1)에서 구한 값이므로 遮斷周波數  $f_1$ 과  $f_2$ 에서 (7)과 (8)식에 의하여

$$10 \log \left\{ 1 + \epsilon^2 T_n^2 \left[ \frac{\Delta_0}{\Delta_1} \right] \right\} \equiv L_{ar} \tag{25}$$

이 된다. 따라서  $f_1$ 과  $f_2$ 에서의 插入손실이 精確히  $L_{ar}$ (dB)가 되기 위해서는 다음 식이 만족되도록  $\lambda_{g0}$ 를 다시 결정해야 한다(中心周波數 補正).

$$\frac{1}{\Delta_1 \lambda_{g1}} \sin \left( \frac{\pi \lambda_{g0}}{\lambda_{g1}} \right) + \frac{1}{\Delta_2 \lambda_{g2}} \sin \left( \frac{\pi \lambda_{g0}}{\lambda_{g2}} \right) = 0 \tag{26}$$

컴퓨터 시뮬레이션 결과에 의하면, (22)式으로 定義된 通過帶域幅 補正因 子  $\Delta_0$ 는 항상 다음과 같은 관계가 성립한다.

$$\Delta_0 = \frac{\Delta_1 + \Delta_2}{2} \approx \frac{f_2' - f_1'}{f_2 - f_1} = \frac{\text{실제대역폭}}{\text{설계대역폭}} \tag{27}$$

결국  $\Delta_0$ 는 物理的으로 帶域幅 逸脫의 程度를 나타내고 있다.

V. 設計 및 實驗結果

前記한 理論과 變分法에 의한 Fin-line 構造 解析方法을 채택하여 E-平面型 帶域通過 濾波器를 設計하는 CAD Program CADEPSYN을 開發하였다. 표1과 2는 각각 CADEPSYN에 의해 설계한 Unilateral Fin-line 濾波器와 Bilateral Fin-line 濾波器의 設計資料

표 1. 通過帶域 補正法을 利用하여 再設計한 Unilateral Fin-line 濾波器의 設計資料

Table 1. Design data of Unilateral Fin-line bandpass filter redesigned using the passband correction method, 0.2dB 3-section Chebyshev characteristics,  $a=900\text{mil}$ ,  $a_1=435\text{mil}$ ,  $c=0.0\text{mil}$ ,  $t=15\text{mil}$ ,  $\epsilon_r=2.065(\text{CuFlon})$ , 30 term approximation.

unit:mm

No.	Passband $f_1 \sim f_2(\text{GHz})$	Correction	$f_0$ (GHz)	PRACTICAL INSERTION LOSS (dB)		$\Delta_s$	$L_A$	$W_1=W_2$	$L_1=L_2$	$W_3=W_4$	$L_3$
				at $f_1$	at $f_2$						
1	11.95	B. C	11.9997	6.67	3.92	0.7068	11.125	12.982	7.644	31.547	7.594
2	~ 12.05	A. C	11.9970	0.20	0.19		11.150	11.443	7.671	28.396	7.603
3	10.95	B. C	10.9996	1.71	0.99	0.8628	13.362	9.297	10.171	22.524	10.149
4	~ 11.05	A. C	10.9982	0.20	0.20		13.369	8.809	10.178	21.533	10.153
5	10.45	B. C	10.4995	0.95	0.58	0.9110	14.691	8.001	11.597	19.701	11.590
6	~ 10.55	A. C	10.4985	0.20	0.20		14.695	7.722	11.600	19.136	11.593
7	10.35	B. C	10.4958	0.97	0.40	0.9221	14.708	4.784	11.615	13.029	11.604
8	~ 10.65	A. C	10.4904	0.19	0.20		14.723	4.547	11.631	12.528	11.621
9	10.25	B. C	10.4883	0.86	0.32	0.9346	14.723	3.358	11.634	9.927	11.631
10	~ 10.75	A. C	10.4785	0.18	0.19		14.748	3.169	11.661	9.498	11.662

\*B. C: Before Correction  
A. C: After Correction

표 2. 通過帶域 補正法을 利用하여 再設計한 Bilateral Fin-line 濾波器 設計資料

Table 1. Design data of Bilateral Fin-line bandpass filter redesigned using the passband correction method, 0.2dB 3-section Chebyshev characteristics,  $a=900\text{mil}$ ,  $c=0.5\text{mil}$ ,  $t=31\text{mil}$ ,  $\epsilon_r=2.065$  (CuFlon), 30 term approximation.

unit:mm

No.	Passband $f_1 \sim f_2(\text{GHz})$	Correction	$f_0$ (GHz)	PRACTICAL INSERTION LOSS (dB)		$\Delta_s$	$L_A$	$W_1=W_2$	$L_1=L_2$	$W_3=W_4$	$L_3$
				at $f_1$	at $f_2$						
1	11.95	B. C	11.9997	3.38	1.93	0.7949	11.516	9.634	8.784	25.097	8.742
2	~ 12.05	A. C	11.9977	0.20	0.20		11.530	8.792	8.799	23.377	8.747
3	10.95	B. C	10.9996	0.95	0.56	0.9119	13.591	7.002	11.060	18.875	11.038
4	~ 11.05	A. C	10.9985	0.21	0.21		13.595	6.729	11.064	18.329	11.041
5	10.45	B. C	10.4995	0.55	0.35	0.9497	14.840	5.965	12.382	16.669	12.374
6	~ 10.55	A. C	10.4987	0.20	0.20		14.843	5.824	12.385	16.382	12.376
7	10.35	B. C	10.4958	0.56	0.25	0.9591	14.856	3.082	12.400	10.607	12.388
8	~ 10.65	A. C	10.4917	0.19	0.19		14.867	2.973	12.411	10.369	12.400
9	10.25	B. C	10.4883	0.47	0.20	0.9717	14.865	1.835	12.413	7.789	12.415
10	~ 10.75	A. C	10.4814	0.19	0.19		14.881	1.764	12.430	7.620	12.435

\*B. C: Before Correction  
A. C: After Correction

로써 通過帶域 補正 前과 後의 結果를 함께 나타내었다.

표 1의 1번 濾波器는 Rhodes의 方法에 따라 設計한 濾波器로써, 通過帶域幅은 설계치의 70% 정도였으며, 遮斷周波數  $f_1$ 과  $f_2$ 에서의 삽입손실이 각각 6.67 (dB) 및 3.92 (dB)로써 설계치인 0.20 (dB)에서 상당

히 벗어났다. 2번 여파기는 通過帶域 補正法을 적용하여 再設計한 것으로써 차단주파수에서의 삽입손실이 0.20dB와 0.19dB로써 정확하게 補正되었으며, 이때 帶域幅 補正因子  $\Delta_s=0.7068$ , 中心周波數 補正에 의한 中心周波數 移動은 낮은쪽으로 2.7MHz였다. 그림 8은 표 2의 1, 2번 여파기의 삽입손실 특성을 컴퓨터

터 시뮬레이션에 의하여 通過帶域 근방에서 구한 결과를 例示한 것으로서, 本 研究에서 提示한 補正方法에 의해 設計된 여파기의 특성이 통과대역 근방에서 (4) 식의 예측치와 일치하고 있음을 보여준다. 그림 9 와 10은 각각 Unilateral Fin-line 여파기(표 1의 9번과 10번)과 Bilateral Fin-line 濾波器(표 2의 5번과 6번)의 通過帶域 補正 前과 後의 插入損失 特性을 理論과 實驗에 의해 比較한 것으로서, 理論値와 實驗値가 一致하였다. 여파기의 삼입손실 특성은 HP8757A scalar network analyzer를 사용하여 측정했다.

CADEPSYN에 의해 30-項 近似化를 取해 3段 濾波器를 設計했을 때에 所要되는 CPU 時間은 MV/8000 시스템으로, Unilateral Fin-line의 경우에는 約 15分, Bilateral Fin-line의 경우에는 약 3分이 걸렸다.

VI. 檢 討

通過帶域 補正 前에 設計된 濾波器의 帶域幅 逸脫은

1) 設計 帶域幅이 狹帶域일 수록, 中心周波數가 높을 수록 심하다.

2) Unilateral Fin-line 濾波器와 금속판 E-平面 濾波器의 경우에는 導體板 두께 C를 두껍게 함으로써, Bilateral Fin-line의 경우에는 도체판 두께 C와 誘電體 슬랩의 두께 t를 두껍게 함으로써 감소시킬 수 있다.

3) 그러나 Unilateral Fin-line 여파기는 誘電體 基板을 사용하므로 銅板두께 C의 조정에 의한 帶域幅 逸脫의 개선은 기대하기 어려우며, 금속판 E-평면 여파기의 경우에는 표 4에서 알 수 있는 것처럼 도체판

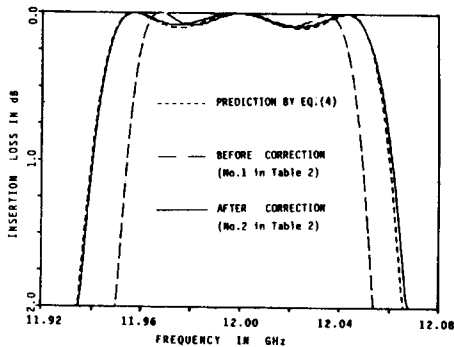


그림 8. 補正前과 後의 濾波器의 삼입손실 시뮬레이션 결과  
 Fig. 8. Simulated insertion losses of the designed filters before correction and after correction.

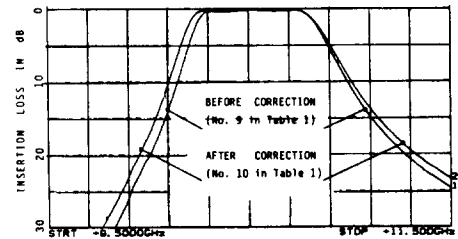
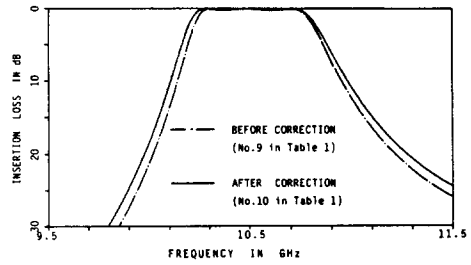


그림 9. (a) Unilateral Fin-line 여파기의 삼입손실 이론치  
 (b) Unilateral Fin-line 여파기의 삼입손실 측정치

Fig. 9. (a) Simulated insertion losses of Unilateral Fin-line filters.  
 (b) Measured insertion losses of Unilateral Fin-line filters.

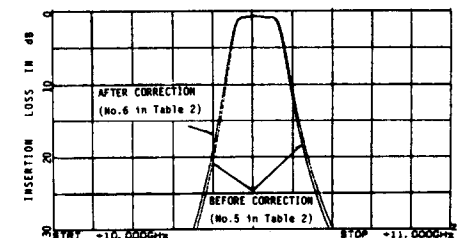
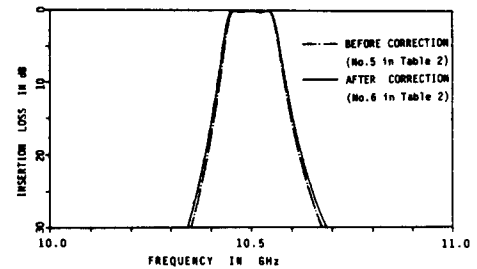


그림 10. (a) Bilateral Fin-line 여파기의 삼입손실 이론치  
 (b) Bilateral Fin-line 여파기의 삼입손실 측정치

Fig. 10. (a) Simulated insertion losses of Bilateral Fin-line filters.  
 (b) Measured insertion losses of Bilateral Fin-line filters.

표 3. 誘電體 슬랩 두께 변화에 따른 Bilateral Fin-line 濾波器의 帶域幅 逸脫

Table 3. Bandwidth deviation of Bilateral Fin-line filters vs. dielectric slab thickness. 0.2dB 3-section Chebyshev characteristics, passband; 11.95-12.05 GHz a=900mil, c=0.5mil,  $\epsilon_r=2.065$ , 30-term Approximation.

unit:mm

No.	t (mil)	Correction	f <sub>0</sub> (GHz)	Practical insertion loss (dB)		$\Delta_0$	L <sub>1</sub>	W <sub>1</sub> =W <sub>2</sub>	L <sub>1</sub> =L <sub>2</sub>	W <sub>2</sub> =W <sub>3</sub>	L <sub>2</sub>
				at f <sub>1</sub>	at f <sub>2</sub>						
1	5	B. C	11.9997	6.49	3.91	0.7094	11.520	12.408	8.189	30.187	8.144
2		A. C	11.9971	0.20	0.19		11.543	10.945	8.214	27.196	8.152
3	10	B. C	11.9997	5.82	3.48	0.7254	11.518	11.876	8.309	29.145	8.266
4		A. C	11.9973	0.19	0.19		11.539	10.551	8.331	26.428	8.273
5	20	B. C	11.9997	4.60	2.69	0.7574	11.493	10.873	8.494	27.222	8.452
6		A. C	11.9975	0.20	0.19		11.510	9.792	8.512	25.013	8.458
7	31	B. C	11.9997	3.38	1.93	0.7949	11.516	9.634	8.784	25.097	8.742
8		A. C	11.9977	0.20	0.20		11.530	8.792	8.779	23.377	8.747
9	62	B. C	11.9997	1.46	0.81	0.8782	11.431	7.073	9.234	20.561	9.188
10		A. C	11.9982	0.20	0.20		11.440	6.666	9.244	19.720	9.191
11	125	B. C	11.9997	0.30	0.17	0.9928	10.980	4.104	9.361	14.720	9.303
12		A. C	11.9988	0.20	0.20		10.982	4.087	9.363	14.682	9.304

\*B. C: Before Correction  
A. C: After Correction

표 4. 導體板 두께 변화에 따른 金屬板 E-平面 濾波器의 帶域幅 逸脫

Table 4. Bandwidth deviation of ALL-Metal E-plane filters vs. Conductor thickness 0.2dB 3-section Chebyshev characteristics, passband; 11.95-12.05GHz a=900mil, t=0 in Fig.2 (b), 30-term Approximation.

unit:mm

No.	Conductor thickness (2C) mil	Correction	f <sub>0</sub> (GHz)	Practical insertion loss (dB)		$\Delta_0$	W <sub>1</sub> =W <sub>2</sub>	L <sub>1</sub> =L <sub>2</sub>	W <sub>2</sub> =W <sub>3</sub>	L <sub>2</sub>
				at f <sub>1</sub>	at f <sub>2</sub>					
1	1	B. C	11.9997	7.25	4.42	0.6920	13.074	7.973	31.410	7.927
2		A. C	11.9970	0.19	0.19		11.458	8.001	28.091	7.935
3	10	B. C	11.9997	6.19	3.75	0.7160	12.029	8.498	29.338	8.456
4		A. C	11.9972	0.19	0.19		10.639	8.521	26.495	8.464
5	100	B. C	11.9997	1.56	0.99	0.8675	5.880	11.279	17.262	11.270
6		A. C	11.9985	0.20	0.20		5.493	11.282	16.469	11.273
7	200	B. C	11.9997	0.57	0.42	0.9424	2.189	12.909	10.295	12.934
8		A. C	11.9991	0.20	0.20		2.082	12.909	10.056	12.935

\*B. C: Before Correction  
A. C: After Correction.

두께(2C)를 조절하여 어느 정도까지는 개선할 수 있지만, 도체판 두께를 지나치게 두껍게 할 경우, 프레스나 에칭에 의해 정확한 패턴의 제작이 어렵다. 한편 Bilateral Fin-line 여파기의 경우에는 誘電體 기판을 사용하기 때문에 C의 조절에 의한 帶域幅 逸脫 改善은 어렵지만, 誘電體 슬랩의 두께 t를 두껍게 하므로써(표3), 개선이 가능하다.

E-平面型 濾波器의 損失은 誘電體 손실이 작은 재료를 사용하면 주로 銅損에 의해 결정되므로<sup>[1]</sup> 損失을 줄이기 위해서는 전체 fin-line 幅 W의 습이 작아지도록 하는 것이 유리하다. 표 3과 4에서 보면, 同一 特性의 여파기를 설계할 때, 동판두께(금속판 E-평면 여파기)나 誘電體 슬랩의 두께(Bilateral fin-line 여파기)를 두껍게 해줌으로써, fin-line 幅을 감소시킬 수



있고, 그 결과 여파기의 損失을 감소시킬 수 있다.

이러한 관점에서 보면, Unilateral fin-line 構造는 금속판 E-평면 구조나 Bilateral fin-line 구조에 비해 構造의 損失이 많다고 볼 수 있다.

濾波器 特性이 廣帶域이 될수록, fin-line 幅이 좁아진다. “여파기의 最大 設計可能 帶域幅을 얼마까지 할 수 있는나?”의 문제는 결국 에칭 가능한 fin-line의 最小幅(약 0.1mm)에 의해서 결정되므로, 금속판 E-평면 여파기나 Bilateral fin-line 여파기의 경우에는 最大 帶域幅을 얻기 위해서는 동판두께 C나 유전체 슬랩의 두께 t를 얇게해야 한다.

이상의 사실을 종합하면, Unilateral fin-line 여파기의 경우는 中間帶域幅(moderate bandwidth) 이상 廣帶域 設計에 適合하고, Bilateral fin-line이나 금속판 E-평면 여파기는 유전체 슬랩 두께나 동판두께를 적절히 선택함으로써 狹帶域에서 廣帶域 전반에 걸쳐 사용할 수 있다.

“어떤 構造와 칩수를 선정하여 여파기를 설계할 것인가?”는 製作의 容易性, 加工技術, 低損失性, 帶域幅 및 既存의 工程등을 종합적으로 고려하여 선정되어야 한다.

## VII. 結 論

最適化 技法에 의한 E-平面型 帶域通過 濾波器的 設計는 精確성은 있으나 계산시간이 많이 소요되며, 특히 初期值 設定에 어려움이 많다. 반면에 合成方法에 의한 設計는 계산시간은 짧지만 通過帶域幅 逸脫 現象이 발생하여 設計結果에 대한 確信을 가질 수 없었다.

本 研究에서는 이러한 問題點을 解決하기 위해, 通過帶域 補正에 의한 E-平面型 帶域通過 濾波器的 合成設計法을 提示하였다. 이 方法은 事前 設計된 濾波器的 遮斷周波數에서의 實際 插入損失 特性에서 帶域幅補正因子  $\Delta$ 를 얻고, 간단한 中心周波數 補正을 한후에 Rhodes의 설계공식<sup>(6)</sup>에서  $\alpha$ 를  $\alpha\Delta$ 로 치환해서 設計함으로써 신속, 精確한 여파기 설계를 가능케 한다. 이 方法에 따라 開發된 CAD 프로그램 CADEPSYN에 의한 시뮬레이션 결과는 항상 正確한 結果를 보였으며, X-Band에서 Unilateral Fin-line 濾波器和 Bilateral Fin-line 濾波器를 設計하여 實驗한 結果, 理論과 實驗이 一致하였다. CADEPSYN은 單純히 合成方法을 사용한 경우보다 약 3배가량의 시간이 소요되나, 항상 精確한 설계가 가능하며, 最適化 技法을 利用한 경우보다는 훨씬 빠른 方法으로써, 本 研究에서 제시한 方法은 E-平面型 濾波器 뿐만 아니라 다른 direct coupled cavity型 濾波器的 設計에도 適用될 수 있다.

## 參 考 文 獻

- [1] Y. Konishi and K. Uenakada, “The design of a bandpass filter with inductive strip-planar circuit mounted in waveguide,” *IEEE Trans., Microwave Theory and Tech.*, vol. MTT-22, pp. 869-873, Oct. 1974.
- [2] 林在鳳, 李忠雄, “變分法에 의한 마이크로波 E-平面 濾波器和 Unilateral Fin-line 濾波器的 解析 및 CAD設計,” 대한전자공학회지, 제22권 제 6호, pp. 63-70, 11월 1985.
- [3] 林在鳳, 李忠雄, “變分法에 의한 Bilateral Fin-line 構造의 解析에 관한 研究,” 대한전자공학회지, 제23권 제 1호, pp. 20-26, 1월 1986.
- [4] Y.C. Shih, T. Itoh, and L. Bui, “Computer-Aided Design of millimeter-wave E-Plane filters,” *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, vol. MTT-31, no. 2, pp. 135-141, Feb. 1983.
- [5] F. Arndt, J. Bornemann, D. Grauerholz, and R. Vahldieck, “Theory and design of low insertion loss Fin-line filters,” *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, vol. MTT-30, no. 2, pp. 155-162, Feb. 1982.
- [6] Y.C. Shih, “Design of Waveguide E-Plane Filters with All-Metal Inserts,” *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, vol. MTT-32, no. 7, pp. 695-704, July, 1984.
- [7] L. Bui, D. Ball, and T. Itoh, “Broad-band millimeter-wave E-Plane bandpass filters,” *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, vol. MTT-32, no. 12, pp. 1655-1658, Dec. 1984.
- [8] J.D. Rhodes, “Microwave Circuit Realizations,” in *Microwave Solid State Devices and Applications*, pp. 49-57, D.V. Morgan and M.J. Howes (eds.), England, Peregrinus 1980.
- [9] R.E. Collin, “Field Theory of Guided Wave,” MGH, New York, p. 247, 1960.
- [10] R. Levy, “Theory of Direct-Coupled-Cavity filters,” *IEEE Trans. Microwave theory and Tech.*, vol. MTT-15, no. 6, pp. 340-347, June 1967.
- [11] 林在鳳, “Unilateral Fin-line 여파기의 설계,” 국민대학교 생산기술연구소, 工學論叢, 제7집 pp. 267-279, 1984년. \*