論文 85-22-6-11

變分法에 依한 마이크로波 E-平面 濾波器와 Unilateral Fin-Line 濾波器의 解析 및 CAD 設計

(Analysis and Computer-Aided Design of Microwave E-plane Filter and Unilateral Fin-Line Filter by Variational Method)

林 在 鳳*, 李 忠 雄**

(Jae Bong Lim and Choong Woong Lee)

要 約

Unilateral Fin-Line 構造와 E-平面 構造를 Rayleigh-Ritz의 變分法으로 解析하는 方法을 提示하고, Cohn[6]의 濾波器 設計 理論에 依해 帶域通過 濾波器를 設計하는 CAD 프로그램을 開発했다.

管內 帶域幅이 5%~24.6%인 Unilateral Fin-Line 濾波器를 製作하여, 実驗과 理論이 一致함을 보였다. 実驗 結果, 挿入損失이 0.17~0.25dB의 低損失 여파특성을 얻었으며, 中心周波数에 対한 오차는 0.2% 以內였다.

Abstract

In this paper, the Unilateral Fin-line structure and the E-Plane structure are analyzed by Rayleigh-Ritz variational method including the effect of conductor thickness. And a computer-aided design program, CADUNI, is developed for microwave E-plane and Unilateral Fin-Line bandpass filters.

Unilateral Fin-Line Filters are designed at the center frequency of 10.5 GHz with guided bandwidth between 5% and 24.6%. Measured insertion loss is between 0.17 and 0.25 dB, and center frequency deviation is less than 0.2%. Experimental results are in good agreement with theory.

I. 序 論

最近 十年間, 導波管型 帶域通過 濾波器로써, E-平面 濾波器[1]와 Bilateral fin-line 濾波器[2,3]및 Unilateral fin-line[3,4] 濾波器가 研究되고 있다. Bilateral fin-line의 境遇, 中心周波数 15GHz, 帶域幅 560MHz인 3段 濾波器를 設計하여 0.25dB의 挿入損失을 얻은 研究結果[2]과 発表되었으며, 中心周波数에 対한 正確度는 0.5%의 設計가 可能했다[3]

Unilateral fin-line 濾波器는 bilateral이나 E-平面 濾波器에 比해, 構造上 損失이 큰것이 알려져 있으나[3] 誘電体 基板의 選擇에 따라 挿入損失을 充分히 작게 할 수 있고 製作이 쉬워 大量生産에 더욱 適合하다.

한편, 이들 構造에 対한 解析方法은 變分法과 Mode-Matching 法을 基礎로 여러가지 方法이 提示되고 있

* 正會員, 國民大學校 電子工學科
(Dept. of Electron. Eng., Kook-Min Univ.)
** 正會員, 서울大學校 電子工學科
(Dept. of Electron. Eng., Seoul National Univ.)
接受日字 : 1985年 5月 24日

다. Konishi[1]는 變分法을 利用하여 E-平面 構造를 解析했고, Arndt[2]와 Shih[3]는 Mode-Matching 法을 利用한 Generalized Scattering Matrix 法에 依하여 Fin-Line 構造를 解析했다. Chang[5]은 fin-line의 幅이 좁은 境遇에 均一한 電流密度를 假定하여 變分法에 依하여 等價回路를 구했다. 그러나 Mode-Matching 法은 式이 復雜하고, Generalized Scattering Matrix 法과 連結되었을 때 行列의 크기가 變分法에 比해 3倍로 커지는 短點이 있다. 한편 Chang[5]의 方法은, 式은 상당히 簡單하지만 電流分布가 実際로는 均一하지 않기 때문에 fin-line의 幅이 넓은 경우에는 誤差가 심하다.

濾波器의 設計方法에 있어서는, 最適化法과 古典的인 合成方法을 생각할 수 있다. 最適化法은 合成方法에 比해 計算量이 많아서 CPU 時間이 커진다.

本 硏究에서는 比較的 損失이 작고 製作이 容易한 unilateral fin-line 構造를 모드 展開에 依한 Rayleigh-Ritz 變分法으로 解析하는 方法을 提示하고, Cohn[6]의 合成方法을 使用하여 帶域通過 濾波器를 設計하는 프로그램(CADUNI)을 発開하였다. 中心周波数 10.5 GHz에서 帶域幅이 各各 320 MHz, 642 MHz, 1059 MHz 및 1605MHz인 濾波器를 製作하여, 挿入損失이 0.25 dB, 0.17dB, 0.19dB의 低損失 unilateral fin-line 濾波器를 具現할 수 있었으며, 中心周波数에 対한 誤差는 0.2%以內로 理論과 実驗이 一致함을 보였다. 또한, CADUNI는 인덕티브 스트립의 금속박막 두께도 고려하였기 때문에 E-平面 濾波器의 設計도 可能하다.

Ⅱ. 理 論

濾波器의 基本構造는 Fig. 1과 같이 誘電体 스랩 만으로 채워진 部分과 誘電体 한쪽 面에 金屬薄膜이 코팅된 部分(誘電体 스트립)으로 構成되어 있다.

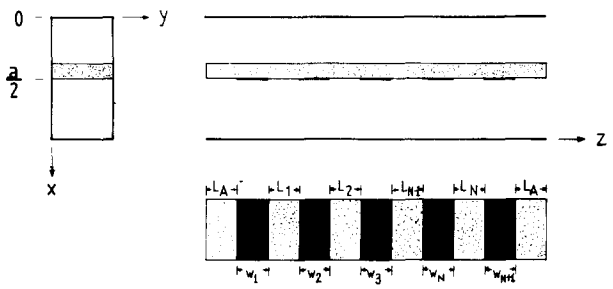


그림 1. Unilateral fin-line 濾波器

Fig. 1. Unilateral fin-line filter.

1. 스칼라·포텐셜 函数와 傳播常数

Fig. 2에서 区間 (Ⅰ)과 (Ⅱ)는 誘電体(比誘電率 ε_r)가 部分的으로 채워진 導波管으로써 不連續面이 y-軸을 따라 一定하므로, TE_{10}모드가 入射할 때 不連續面에 의해 發生되는 高次모드는 Distorted TE_{no}모드가 되며, 区間 (Ⅲ)은 Empty guide 이므로 TE_{no}모드가 發生된다.

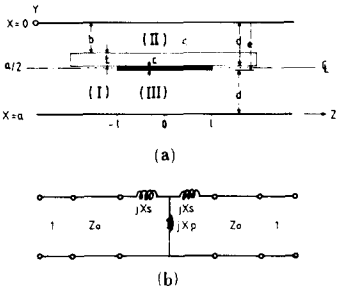


그림 2. (a) 導波管內의 誘電体 스랩과 誘電体 스트립 構造
(b) 等價回路

Fig. 2. (a) Structure of dielectric slab and dielectric strip.
(b) Equivalent circuit.

이제 区間 (Ⅰ)과 (Ⅱ)에서의 스칼라·포텐셜 函数를 各各 $\Phi_k(x)$ 및 $\psi_{1k}(x)$하고 傳播常数를 各各 γ_k및 γ_{1k}라 하면, 이들은 다음과 같이 波動方程式과 境界條件을 만족시켜야 한다.

$$\frac{d^2\Phi_n(x)}{dx^2}+[\gamma_n^2+K(x)k_0^2]\Phi_n(x)=0 \qquad (1)$$

$$\frac{d^2\psi_{1n}(x)}{dx^2}+[\gamma_{1n}^2+K(x)k_0^2]\psi_{1n}(x)=0 \qquad (2)$$

$$\Phi_n(0)=\Phi_n(a)=0 \qquad (3)$$

$$\psi_{1n}(0)=\psi_{1n}\left(\frac{a-c}{2}\right)=0 \qquad (4)$$

여기서

$$K(x)=\begin{cases}1: 0\le x\le b,\ \dfrac{a-c}{2}\le x\le a\\ \varepsilon_r: b<x<\dfrac{a-c}{2}\end{cases} \qquad (5)$$

$k_0=\omega\sqrt{\mu_0\varepsilon_0}$: wave no. in free space

이다.

区間 (Ⅰ)과 (Ⅱ)가 空氣로 채워졌다고 가정했을 때의 各 区間의 스칼라·포텐셜 函数를 $f_n(x)$와 $e_n(x)$라 하면, distorted TE_{no}모드를 N-項 近似化하여 다음 式과 같이 展開할 수 있다.

$$\Phi_k(x)=\sum_{n=1}^{N}b_{nk}\ f_n(x) \qquad (6)$$

$$\psi_{1k}(x)=\sum_{n=1}^{N}a_{nk}\ e_n(x) \qquad (7)$$

여기서 $f_n(x)=\sqrt{\frac{2}{a}}\sin\left(\frac{n\pi x}{a}\right)$

$$e_n(x)=\sqrt{\frac{2}{d}}\sin\left(\frac{n\pi x}{d}\right),\quad d=\frac{a-c}{2}$$

Rayleigh-Ritz 變分法[7]에 依하여, 傳播常數에 對한 變分表現式을 求하면

$$\gamma_n^2\int_0^a\Phi_n^2dx=\int_0^a\left[\left(\frac{d\Phi_n}{dx}\right)^2-K(x)k_0^2\Phi_n^2\right]dx \quad (8)$$

$$\gamma_{in}^2\int_0^d\psi_{in}^2dx=\int_0^d\left[\left(\frac{d\psi_{in}}{dx}\right)^2-K(x)k_0^2\psi_{in}^2\right]dx \quad (9)$$

이 되고 式(6)과 (7)을 윗式에 代入하여 정리하면 다음과 같은 式을 얻는다.

$$\sum_{r=1}^{N}b_{rk}(T_{sr}-\gamma_k^2\delta_{sr})=0 \quad (10)$$

$$\sum_{r=1}^{N}a_{rk}(T'_{sr}-\gamma_{ik}^2\delta_{sr})=0,\ \text{for } s=1,2\cdots N \quad (11)$$

여기서

$$T_{sr}=\int_0^a\left[\left(\frac{df_s}{dx}\right)\left(\frac{df_r}{dx}\right)-k_0^2K(x)f_s\cdot f_r\right]dx$$

$$T'_{sr}=\int_0^d\left[\left(\frac{de_s}{dx}\right)\left(\frac{de_r}{dx}\right)-k_0^2K(x)e_s\cdot e_r\right]dx$$

이다. 式 (10)과 (11)은 結局 固有値 問題로써, 이 式에서 스칼라·포텐셜 함수를 empty-guide의 스칼라·포텐셜 함수로 전개했을 때의 係数 a_{nk}와 b_{nk}, istorted TE_{no} 모드 전파상수 γ_k와 γ_{ik}를 求할 수 있다.

한편 区間 (Ⅲ)은 empty-guide이므로, 스칼라·포텐셜 函数 $\psi_{2n}(x)$와 傳播常数 γ_{2n}는 다음과 같다.

$$\psi_{2n}(x)=\frac{2}{\sqrt{d}}\sin\left(\frac{n\pi(a-x)}{d}\right) \quad (12)$$

$$\gamma_{2n}=\sqrt{\left(\frac{n\pi}{d}\right)^2-k_0^2} \quad (13)$$

2. 誘電体 인덕티브 스트립의 等價回路

誘電体 인덕티브 스트립의 等價回路는 Fig. 3과 같이 T-等價回路로 나타낼 수 있다. 한편 Fig. 2. (a)에서 Z=0 面에 magnetic wall (開放回路) 또는 electric wall (短絡回路)이 存在할 때, Z=-l에서 본 正規化 入力 어드미턴스(TE_{10} 모드의 波動 어드미턴스 $Y_0=\Gamma_1/jk_0\eta$에 對한)를 各各 $\bar{Y}_{oc}$와 $\bar{Y}_{sc}$라 하면, 이들은 T-等價回路의 素子値 jX_s 및 jX_p와 다음과 같은 관계가 있다. (14)

$$jX_s=\frac{1}{\bar{Y}_{sc}}$$

$$jX_p=\frac{1}{2}\left(\frac{1}{\bar{Y}_{oc}}-\frac{1}{\bar{Y}_{sc}}\right) \quad (15)$$

이제 $\bar{Y}_{oc}$와 $\bar{Y}_{sc}$는 다음과 같이 對稱-非對稱 勵起法[8]에 依하여 求한다.

A. 對稱 勵起 (Symmetrical Excitation)

Fig. 2. (a)에서, 導波管 양쪽에서 크기와 位相이 같은 信号 (Distorted TE_{10} 모드)를 入射시키면, Z=0 面에 Magnetic Wall (개방회로)이 形成되며, 不連續面이 y-軸을 따라 一定하므로, 高次 모드로써 distorted TE_{no} 모드만이 發生한다. 導波管內에 主-모드(dominant) 만이 傳播하고, 모든 高次 모드는 減殺된다고 假定한다.

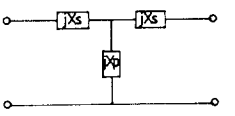


그림 3. T-等價回路
Fig. 3. T-Equivalent circuit.

誘電体 스랩 部分과 誘電体 스트립 部分에서의 電界와 磁界의 断面成分은 N개의 高次모드를 고려하여 다음과 같이 표현할 수 있다.

區間 Z<-l에서

$$E_y=a_1\Phi_1e^{-\gamma_1z+l}+R_1a_1\Phi_1e^{\gamma_1z+l}+\sum_{n=2}^{N}a_n\Phi_ne^{\gamma_nz+l} \quad (16)$$

$$H_x=-Y_1a_1\Phi_1e^{-\gamma_1z+l}+Y_1R_1a_1\Phi_1e^{\gamma_1z+l}+\sum_{n=2}^{N}Y_na_n\Phi_ne^{\gamma_nz+l} \quad (17)$$

區間 $-l\le Z\le l$에서

$$E_y=\sum_{m=1}^{N}\{b_m\psi_{1m}\cosh(\gamma_{1m}z)[u(x)-u(x-d)]+c_m\psi_{2m}\cosh(\gamma_{2m}z)[u(x-e)-u(x-a)]\} \quad (18)$$

$$H_x=\sum_{m=1}^{N}\{b_mY_{1m}\sinh(\gamma_{1m}z)[u(x)-u(x-d)]+c_mY_{2m}\psi_{2m}\sinh(\gamma_{2m}z)[u(x-e)-u(x-a)]\} \quad (19)$$

여기서, $Y_n=\gamma_n/jk_0\eta$, $Y_{1m}=\gamma_{1m}/jk_0\eta$, $Y_{2m}=\gamma_{2m}/jk_0\eta$

$k_0=\omega\sqrt{\mu_0\varepsilon_0}$, $\eta=\sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}}$ 및 $u(x)$는 단위계단함수이며, R_1은 distorted TE_{10} 모드의 반사계수이다.

Z=-l에서 電·磁界의 断面成分이 連續이어야 한다. Z=-l의 開口面 電界와 磁界를 $E(x)$와 $H(x)$라 하면

$$E(x)=a_1\Phi_1(1+R_1)+\sum_{n=2}^{N}a_n\Phi_n=\sum_{m=1}^{N}\{b_m\psi_{1m}\cosh(\gamma_{1m}l)[u(x)-u(x-d)]+c_m\psi_{2m}\cosh(\gamma_{2m}l)[u(x-e)-u(x-a)]\} \quad (20)$$

$$H(x) = -Y_1 a_1 \Phi_1 (1-R_1) + \sum_{n=2}^{N} Y_n a_n \Phi_n$$
$$= -\sum_{m=1}^{N} \{ b_m Y_{1m} \psi_{1m} \sinh(\gamma_{1m} l) [u(x) - u(x-d)] + c_m Y_{2m} \psi_{2m} \sinh(\gamma_{2m} l) [u(x-e) - u(x-a)] \} \quad (21)$$

이 되고, 係數 a_n, b_n, 및 c_m을 $E(x)$로 表現하면 다음과 같다.

$$a_1 = \frac{1}{1+R_1} \int_0^a E(x)\, \Phi_1(x)\, dx \quad (22)$$

$$a_n = \int_0^a E(x)\, \Phi_n(x)\, dx \quad (23)$$

$$b_m = \frac{1}{\cosh(\gamma_{1m} l)} \int_0^d E(x)\, \psi_{1m}(x)\, dx \quad (24)$$

$$c_m = \frac{1}{\cosh(\gamma_{2m} l)} \int_e^a E(x)\, \psi_{2m}(x)\, dx \quad (25)$$

正規化 入力 어드미턴스 $\bar{Y}_{oc}$에 對한 變分表現式은 式(26)으로 表示된다.

$$\bar{Y}_{oc} \triangleq \frac{Y_1}{Y_0} \left(\frac{1-R_1}{1+R_1} \right) = \frac{-j \int_0^a \int_0^a E(x) E(x')\, G_1(x|x')\, dx\, dx'}{Y_0 \left[\int_0^a E(x)\, \Phi_1(x)\, dx \right]^2} \quad (26)$$

$$-jG_1(x|x') = \sum_{n=2}^{N} Y_n \Phi_n(x)\, \Phi_n(x') + \sum_{m=1}^{N} \{ Y_{1m} \psi_{1m}(x)\, \psi_{1m}(x') \tanh(\gamma_{1m} l) [u(x) - u(x-d)] [u(x') - u(x'-d)] + Y_{2m} \psi_{2m}(x)\, \psi_{2m}(x') \tanh(\gamma_{2m} l) [u(x-e) - u(x-a)] [u(x'-e) - u(x'-a)] \}$$

開口面 電界 $E(x)$를 다음式과 같이 試函數로 展開한다. 즉

$$E(x) = \sum_{s=1}^{N} M_s \{ \psi_{1m}(x) [u(x) - u(x-d)] + \psi_{2m}(x) [u(x-e) - u(x-a)] \} \quad (27)$$

式(27)을 式(26)에 代入하여 整理하면,

$$\bar{Y}_{oc}\, Y_o \sum_{s=1}^{N} \sum_{r=1}^{N} M_s M_r P_{s1} P_{r1} = \sum_{s=1}^{N} \sum_{r=1}^{N} M_s M_r g_{sr} \quad (28)$$

을 얻는다. 이 式은 M_r의 變化에 對하여 stationary 해야 하므로, M_r에 대하여 편미분 하여, $\bar{Y}_{oc}$에 對한 다음의 式을 求한다.

$$\bar{Y}_{oc} \cdot Y_o \sum_{s=1}^{N} M_s P_{s1} P_{r1} = \sum_{s=1}^{N} M_s g_{sr} \quad \text{for } r = 1, 2, \cdots, N \quad (29)$$

여기서

$$g_{sr} = \sum_{n=2}^{N} Y_n P_{sn} P_{rn} + \sum_{m=1}^{N} [Y_{1m} \tanh(\gamma_{1m} l) + Y_{2m} \tanh(\gamma_{2m} l)] \delta_{sm}\, \delta_{rm} \quad (30)$$

$$P_{sn} = \int_0^d \psi_{1s}(x)\, \Phi_n(x)\, dx + \int_e^a \psi_{2s}(x)\, \Phi_n(x)\, dx \quad (31)$$

$$Y_0 = \frac{\Gamma_1}{jk_0\eta}, \quad \Gamma_1 = \sqrt{\left(\frac{\pi}{a}\right)^2 - k_0^2}$$

δ_{sm} : Kronecker delta

B. 非對稱 勵起 (Anti-Symmetrical Excitation)

導波管 兩쪽에서 크기는 같고, 位相이 180° 差異나는 信号를 入射시키면, Z = 0 面에 electric wall(短絡回路)이 形成되며, 이때 區間 $Z \leq -l$에서의 電·磁界는 對稱 勵起 때와 同一하며, 區間 $-l \leq Z \leq l$에서의 電·磁界는 다음과 같다.

$$E_y = -\sum_{m=1}^{N} \{ b_m \psi_{1m} \sinh(\gamma_{1m} z) [u(x) - u(x-d)] + c_m \psi_{2m} \sinh(\gamma_{2m} z) [u(x-e) - u(x-a)] \} \quad (32)$$

$$H_x = -\sum_{m=1}^{N} \{ b_m Y_{1m} \psi_{1m} \cosh(\gamma_{1m} z) [u(x) - u(x-d) + c_m Y_{2m} \psi_{2m} \cosh(\gamma_{2m} z) [u(x-e) - u(x-a)] \} \quad (33)$$

對稱 勵起의 경우와 같은 方法으로 $\bar{Y}_{sc}$에 관한 式을 求하면 다음과 같다.

$$\bar{Y}_{sc} \cdot Y_o \cdot \sum_{s=1}^{N} M_s P_{s1} P_{r1} = \sum_{s=1}^{N} M_s h_{sr} \quad \text{for } r = 1, 2, \cdots, N \quad (34)$$

$$h_{sr} = \sum_{n=2}^{N} Y_n P_{sn} P_{rn} + \sum_{m=1}^{N} [Y_{1m} \coth(\gamma_{1m} l) + Y_{2m} \coth(\gamma_{2m} l)] \delta_{sm}\, \delta_{rm} \quad (35)$$

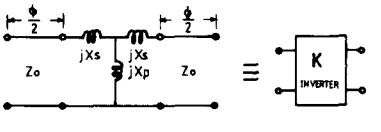
式(29)와 (35)에서 各各 $\bar{Y}_{oc}$와 $\bar{Y}_{sc}$를 求한 후, 式(14)와 (15)에 依해 T-等價回路를 求한다.

3. 帶域通過 濾波器 設計 理論

濾波器의 設計는 低域通過 原型 濾波器를 基礎로 하여, lowpass-to-bandpass 變換을 하여 帶域通過 濾波器를 具現하는 Cohn[6]의 理論을 適用한다.

濾波器의 等價回路는 Fig. 5. (a)와 같다.

傳送線路의 特性임피던스 Z_0는 TE_{10}모드의 波動임피던스에 對해 正規化한 distorted TE_{10} 모드의 波動임피던스로써 $Z_0 = \Gamma_1/\gamma_1$이다. 한편 Fig. 4와 같이, 對稱 T-回路에 一定한 길이의 傳送線路를 連結하면 K-Inverter로 動作하므로 Fig. 5. (a)는 Fig. 5. (b)로 變換된다.



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

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

그림 4. 임피던스 K-인버터
Fig. 4. Impedance K-inverter.

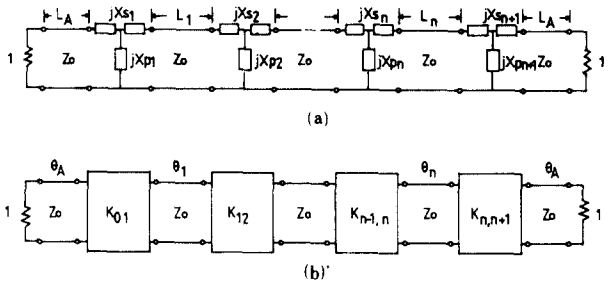


그림 5. (a) Unilateral fin-line 帶域通過 濾波器의 等價回路
(b) 임피던스 K-inverter를 利用한 帶域通過 濾波器

Fig. 5. (a) Equivalent network of unilateral fin-line bandpass filter.
(b) Bandpass filter using impedance K-inverter.

濾波器는 誘電体 스랩으로 시작되어 誘電体 스랩으로 끝난다. 이제까지 發表된 硏究에는 誘電体 스랩의 길이 L_A에 대한 言及이 없었다. 誘電体 스랩이 얇고 誘電率이 작을 때에는, 實際로 Z_0가 0.95~1.0사이로써, 임피던스 不整合에 依한 反射損失이 작으므로 L_A를 考慮하지 않아도 되지만, 그렇지 않을 경우에는 反射損失이 제법 크게되어 임피던스 整合을 위하여 여파기 양단에 1/4-波長 임피던스 變換器를 첨가하여야 한다. 그러나 本 硏究에서는 보다 簡單한 方法을 提示하고자 한다. 濾波器 兩端의 K-인버터를 보면, $\phi/2$의 傳送線路가 첨부되어야 하지만, ϕ가 負數이므로, 여기에 π-라디안 만큼의 傳送線을 더하여 L_A를 具現하면 앞에서 언급한 1/4-波長 임피던스 變換器를 쓰지 않아도 임피던스 整合을 이룰 수 있어, 製作이 쉬워진다. 이때

$$L_A = \frac{(\phi/2+\pi)}{2\pi} \cdot \lambda'_{go} \qquad (36)$$

의 관계가 성립한다. Table 1은 帶域通過 濾波器를 設計하는데 필요한 公式을 나타내 주고 있다.

표 1. 帶域通過 濾波器의 設計 公式
Table 1. Design formula of bandpass filter.

$$\theta_j = \frac{2\pi}{\lambda'_{go}} L_j - \frac{\phi_{j-1,j}+\phi_{j,j+1}}{2} = \pi \text{ at } f_0$$

$$\omega_A = \frac{\lambda'_{g1}-\lambda'_{g2}}{\lambda'_{go}} \approx \left(\frac{\lambda_{go}}{\lambda_0}\right)^2 \frac{f_2-f_1}{f_0}$$

$$\lambda'_{go} = \frac{\lambda'_{g1}+\lambda'_{g2}}{2}$$

$$K_{0,1} = \sqrt{\frac{\pi}{2}\frac{\omega_A}{g_0 g_1}}\, Z_0$$

$$K_{i,i+1} = \frac{\pi}{2}\frac{\omega_A}{\sqrt{g_i g_{i+1}}} Z_0$$

$$K_{n,n+1} = \sqrt{\frac{\pi}{2}\frac{\omega_A}{g_n g_{n+1}}}\, Z_0$$

$$\lambda'_g = \frac{\Gamma_1}{\gamma_1} \cdot \lambda_g$$

where λ_g ; Guided wavelength of TE_{10} mode
λ'_g ; Guided wavelength of distorted TE_{10} mode
Γ_1 ; Propagation constant of TE_{10} mode.
γ_1 ; Propagation constant of distorted TE_{10} mode.
g_is; The element values of the lowpass prototype filter.

Ⅲ. CAD 프로그램

前記한 理論에 따라 E-平面 濾波器와 Unilateral fin-line 濾波器를 設計하는 프로그램 CADUNI를 開發했다. CADUNI는 解析部와 合成部로 이루어져 있으며, 解析部는 모드 展開에 依한 Rayleigh-Ritz의 變分法에 基礎를 두고 있으며, 合成部는 Cohn[6]의 合成方式을 利用했다. 이 프로그램은 다음과 같은 順序에 따라 濾波器를 設計한다.

1. 誘電体가 部分的으로 채워진 導波管의 스칼라·포텐셜 函數와 傳播常數의 決定은 結局 固有値 問題로써 Jacobi[9] 알고리즘을 利用한다.

2. 주어진 濾波器 規格에 對하여 table 1의 公式에 따라 K-인버터 값을 결정한다.

3. Modified regula-falsi 알고리즘[10]을 利用하여 $|K_{j,j+1}(W_j) - K_{j,j+1}| < \varepsilon$을 滿足하는 인덕티브 스트립의 幅 W_j를 決定한다.

여기서 $K_{j,j+1}(W_j)$의 값을 구하는 것이 解析部의 역할이다.

4. Fig. 4의 식에 의하여 ϕ를 구한후, table1에 따라 誘電体 스랩의 길이 L_j와 L_A를 決定한다.

Table 2는 CADUNI을 利用하여 E-平面 濾波器를 設計한 것으로 Konishi[11]의 結果와 거의 一致한다. Table 3은 unilateral fin-line 濾波器의 設計例로써, 近似項 數에 따른 設計値의 變化와 컴퓨터 CPU 時間과의 관계를 나타낸다. 計算은 Data General社의 MV-8000 system을 使用했다.

近似項의 數를 적게 取하면, 電界와 磁界의 近似化가 미흡하여 그 결과로써 인덕티브 스트립의 幅이 큰 값을 갖게되며, 따라서 여파기의 특성은 실제 設計하려는 特性보다 대역폭은 변화가 거의 없으나 주파수 특성이 높은 주파수 쪽으로 이동한다. 適當한 近似項

표 2. E-平面 濾波器의 設計例
Table 2. Design example of E-plane filter.
2-section butterworth, F_0=10.9GHz, a=18.8mm, c=0.3mm, t=0.0mm bandwidth; 218MHz.

unit : mm

N-term	$W_1=W_3$	W_2	$L_1=L_2$
10	2.71	8.49	15.51
20	2.50	8.29	15.68
30	2.43	8.22	15.74
Konishi's[1] result	2.4	8.2	15.5

표 3. 近似項 數에 따른 結果比較
Table 3. Comparison of N-term approximated results 0.5dB 3-section tschebyscheff filter.
F_0=10.5GHz, ω_λ=10%, a=900mil, b=435mil, t=15mil, c=0.0mil ε_r=2.065 (CuFlon).

unit: mm

N-term	$W_1=W_4$	$W_2=W_3$	$L_1=L_3$	L_2	L_A	CPU Time (sec)
2	6.6619	12.4971	9.9154	10.0219	13.7987	0.69
5	4.0572	9.6500	11.2232	11.2389	14.4943	2.69
10	3.7412	9.3689	11.4056	11.4067	14.5920	15.75
20	3.5473	9.1859	11.5541	11.5504	14.6681	119.32
30	3.4915	9.1312	11.6024	11.5980	14.6925	411.67

數는 20程度가 될 것으로 판단된다. 그 이유는 table 3에서 알 수 있는 바와 같이, N를 증가시킴에 따라 인덕티브 스트립의 幅이 감소하며, 따라서 帶域幅이 점차 設計條件에 가까워진다. 반면에 컴퓨터 CPU 時間은 증가하게 된다. N이 20일 경우와 30일 경우에 全 濾波器 데이터는 약 0.05mm 정도가 變化하며, 이 程度의 變化量은 濾波器 製作時의 에칭誤差에 해당하므로 N=20이면 充分할 것으로 생각된다. Shih[3]는 5段 濾波器의 設計에 N=2 일 경우 CDC170/750 시스템으로 약 2分이 所要되었으며, Arndt[2]는 N=20일때 3段 濾波器의 設計에 Siemens-7880 시스템으로 20~30分이 所要되었다.

Ⅳ. 實驗結果

Fig. 6은 CADUNI를 利用하여 設計한 Unilateral fin-line 濾波器의 設計値와 實驗値를 나타낸다. 設計에서 비유전율 2.065, 두께 15mil인 CuFLon 基板을 使用했으며, 導波管 規格은 WR-90을 使用했다. 設計時에 유전체 기판의 금속박막 두께 C는 무시하고, 近似項 數는 30項을 取했다.

管內 帶域幅 ω_λ가 5%~24.6%인 濾波器들을 製

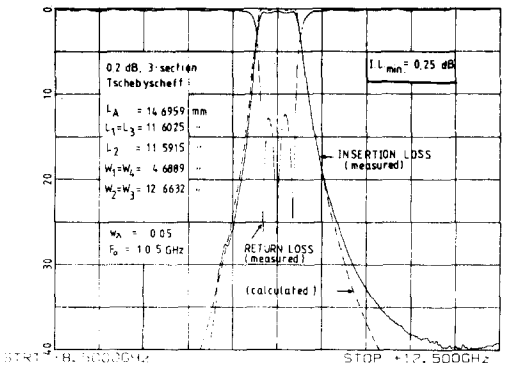


Fig. 6. (a) Design[F_0=10.5 GHz, Passband=10.345~10.665GHz], T=15mil
Measurement[F_0=10.509GHz, Passband=10.362~10.666GHz].

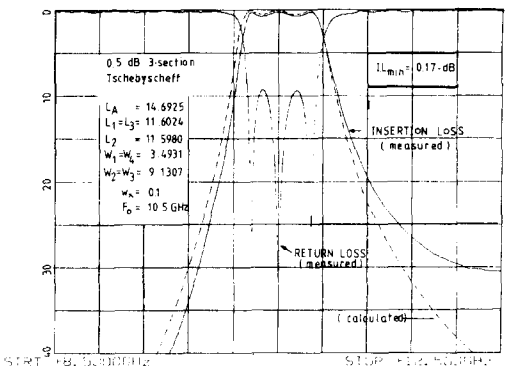


Fig. 6. (b) Design[F_0=10.5 GHz, Passband=10.198~10.840GHz], T=15mil.
Measurement[F_0=10.517GHz, Passband=10.230~10.839GHz].

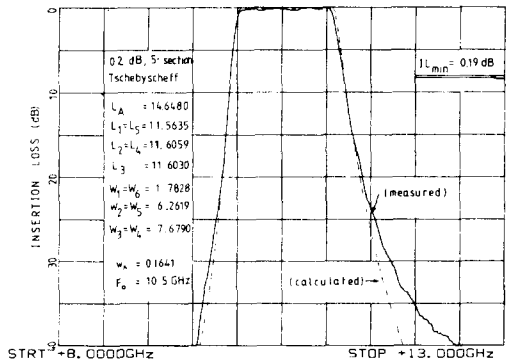


Fig. 6. (c) Design[F_0=10.5GHz, Passband=10.022~11.081GHz], T=15mil
Measurement[F_0=10.479GHz, Passband=10.026~11.026GHz].

Fig. 6. (d) Return-loss characteristics of (c).

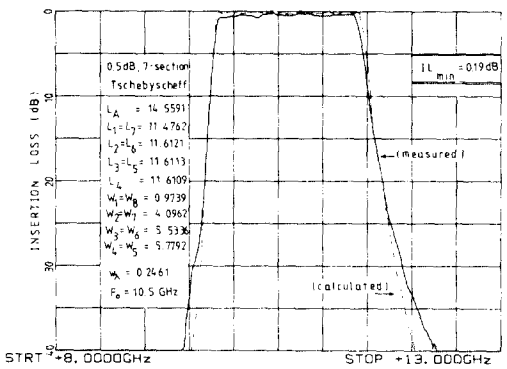


Fig. 6. (e) Design{ F_0 = 10.5GHz, Passband= 9.815~11.420GHz }, T=15mil
Measurement{ F_0 = 10.498GHz, Passband =9.842~11.368GHz }.

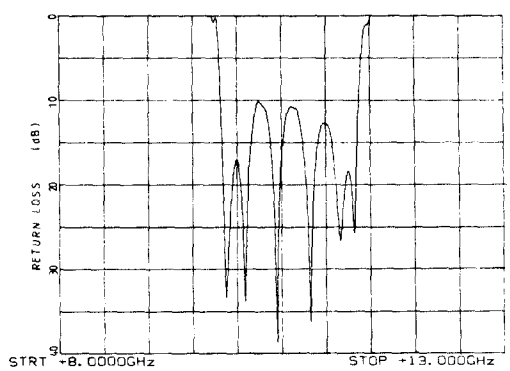


Fig. 6. (f) Return-loss characteristics of (e).

作 實驗하였다. 中心周波數는 最大誤差가 약 0.2% 以內로써 理論値와 實驗値가 一致함을 보였다. 挿入損失은 0.17~0.25dB로써 低損失 濾波特性을 얻었으며, 帶域幅은 設計値에 比해 약 4~5% 좁아진 結果를 보였다.

V. 結 論

本 硏究에서 製作이 쉽고, 損失이 적은 Unilateral fin-line 構造와 E-平面 構造를, 모드 展開에 依한 Rayleigh-Ritz 變分法으로 解析하는 方法을 提示하고, Cohn의 合成方法에 依하여 帶域通過 濾波器를 設計하는 프로그램(CADUNI)을 개발하여, 理論値와 實驗値가 一致함을 보였다.

本 硏究에서 提示한 모드 展開에 依한 變分法은 인덕티브 스트립의 幅이 넓은 경우에도 適用되며, 또 旣存의 Generalized Scattering 方法에 比해 계산과정이 간단하고, 行列의 크기가 1/3로 감소하는 장점을 갖고 있으며, CADUNI는 이미 發表되어 있는 여파기 설계 프로그램에 비해 훨씬 CPU 時間이 짧게 걸린다. 또한 실험을 通하여 低損失 Unilateral fin-line 濾波器의 具現이 가능함을 보였다.

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] 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.

[3] Y. Shihi, T. Itoh, and L. Bui, "Computer-Aided Design of milimeter-wave E-Plane filters," *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, vol. MTT-31, no. 2, pp. 135-141, Feb. 1983.

[4] 임재봉, 박기수, "비대칭 유전체 인덕티브 스트립을 이용한 마이크로파 대역통과 여파기", 서울대학교 공대연구보고, 제13권 제2호, pp. 47-52, 10월, 1981년

[5] K. Chang and P.J. Kahn, "Equivalent circuit of a narrow axial strip in waveguide," *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, vol. MTT-24, pp. 611-615, Sept. 1976.

[6] S.B. Cohn, "Direct-coupled Resonator filters," *Proc. IRE*, vol. 45, pp. 187-196,

Feb. 1957.
[7] R.E. Collin, *Field theory of Guided Wave.* MGH, New York, pp. 232-247, 1960.
[8] R.E. Collin, *Field Theory of Guided Wave.* MGH, New York, pp. 352-353, 1960.
[9] Subroutine JACOBD, *SSL Package,* see SSL Manual, pp. 81-83.
[10] S.D. Conte and C. Boor, *Elementary Numerical Analysis, 3/e,"* MGH, New York, pp. 84-85, 1980.