

마이크로波 狹帶域沮止濾波器에 對한 研究

(The Study of Microwave Band-Stop
Filters with Narrow Stop-Band)

姜 亨 穆* · 朴 漢 奎** · 慎 哲 宰***
(Kang, Hyung Mok) (Park, Han Ku) (Shin, Chul Jai)

要 約

低域通過濾波器로부터 帶域沮止 濾波기를 誘導하여 그의 等價回路를 그렸으며 各各의 임피던스가 같음을 證明하였다. 그리고 導波管 벽에 $1/4\lambda_g$, $3/4\lambda_g$ 의 간격으로 共振器를 附加한 帶域沮止 濾波기를 設計 製作하여 實驗하였다. 이 實驗에서 매우 좁은 帶域의 通過를 沮止시킬 수 있음을 알았다.

ABSTRACT

The band-stop filters which resonate at intervals of one-quarters, and three-quarters guide-wave length are designed and its frequency characteristics are measured.

2K25 klystrons (at 8000MC) were used as microwaves source.

This bandstop filters were designed from low pass prototype and the Impedance of Impedance of these filters was made to be equal to one of the low pass prototype.

It is demonstrated that the filters considered here, have narrow stop bandwidths and sharp characteristics in the stop band.

I. 序 論

低周波用 濾波器에 關係서는 오래 전부터開發 되어 왔으나 마이크로波 濾波器에 對한 研究는 1960年代에 이르러서야 활발히 發展되었다. 特 히 1955年에 H.Ozaki와 Leo, Young에 의하여 U.H.F 濾波器에 對한 研究論文이 發表되었으며 1957年 S.B. Cohn는 直結合 共振濾波器에 對 하여 研究하였으며 1962年에 美國 Stanford大學의 G.L. Matthaei 等に 依하여 導波管內에 濾波

기를 設計 插入하여 低域通過·高域通運·帶域通過 等 여러 濾波器에 對한 研究가 開發되었다. 이 밖에도 많은 學者들이 여러 종류의 濾波기를 設計하여 研究하였다.

本 論文에서는 X-밴드 矩形導波管的 넓은 面에 $3/4\lambda_g$ (λ_g : 管內波長) 만큼 구멍을 뚫고 共振器를 갖는 帶域沮止 濾波기를 設計 製作하였으며 또한 이미 發表된 低域通過 濾波기의 等價回路로부터 대역저지 濾波기의 等價回路를 誘導하였으며 이 등가회로에서 구하여진 값과 實驗值와 의 상호관계를 比較 검토하였다.

II. 마이크로波 대역저지 여파기

마이크로波 여파기는 一般的으로 信號周波數

*경희대학교 전자공학과
**대전대학 전자공학과
***광운전자공과 대학 전자공학과

를 임의의 곳에서 다른 곳으로 最小의 損失로 傳送할 수 있는 特性을 가져야 한다. 대역통과 여파기는 信號周波數 以外에 必要하지 않는 周波數의 通過를 막고 必要한 信號周波數만을 通過시킨다. 그러나 이러한 대역통과 여파기를 사용할 때 다른 周波數의 간섭이 強하므로 通過를 억제하기 위하여 特別한 조치가 必要하게 된다. 그래서 대역통과 여파기는 機器 자체가 더 複雜하게 되며 要望되는 周波數만을 통과 저지시키는 대역저지 여파기보다 필요한 주파수만을 통과시키는 대역통과 여파기가 더 比능울적이다.

周波數 變換이나 체배기와 같이 하이브리드 네번째 端子에 反射와 信號가 附加되도록 장치한 2個의 대역저지 여파기를 사용함으로써 많은 타주파수로부터 하나의 周波數를 分類할 수도 있고 또 2번째 하이브리드에 의하여 再結合도 可能하다. 또한 대역저지 여파기를 使用하므로 통과저지 대역의 幅이, 즉, $f_2 - f_1 / f_0$ 의 比율이 수 %인 주파수 대역만을 통과 저지시킬 수도 있다 그리고 서로 다른 特性 임피던스를 갖는 2個의 傳送路를 接續할 때나 파라메트릭(parametric) 증폭기에 存在하는 2極管과 같이 抵抗性 發振器와 리액턴스 負荷를 接續할 때 이 여파기를 使用함으로써 一般 回路와 같이 임피던스 整合도 可能하다.

대역저지 여파기는 펄스-스트레치(pulse-stretch)와 같이 一定한 位相特性을 얻는 데에도 使用하며 다른 여파기에 의해서 생기는 歪曲이나 回路의 不完全한 構造에 의하여 생기는 歪曲을 補償하는 데에도 使用된다.

마이크로파 여파기는 機能·動作 mode, 傳送線의 種類, 動作形態, 에너지의 조절 등에 의하여 다음과 같이 分類된다.

첫째, 機能에 의한 분류는 高域·低域 帶域通過, 帶域阻止 여파기가 있으며

둘째, 動作 mode에 의해서는 反射여파기·吸收여파기 등으로 分類된다.

셋째, 同軸케이블·矩形導波管·圓形導波管 등으로 傳送線의 종류에 의해서 분류된다.

넷째, 負荷에 의한 분류는 終端이 單獨으로 遮斷되는가, 2個 以上으로 遮斷되는가에 따라 區

分된다.

다섯째, 에너지 조절에 의한 분류는 電磁的 스핀(spin)波的 청각적으로 나눈다.

Ⅲ. 대역저지 여파기의 解析

1) 저역통과 여파기

저역통과 여파기⁽¹⁾⁽²⁾를 周波數 變換에 의하여 여러가지 여파기로 變換할 수 있다. 이 여파기로부터 대역저지 여파기로 變換하기 위해서는 다음과 같은 變換式이 必要하다.

$$\frac{1}{\omega_1} = \frac{1}{\omega\omega_1'} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \dots\dots\dots(1)$$

여기서

ω_1' = 저역통과 여파기의 각주파수

ω = 대역저지 여파기의 각주파수

ω_0 = 대역저지 여파기의 共振각주파수

이다. 또한 직렬 컨덕턴스 G_1, G_3, G_5, \dots 와 병렬저항 R_2, R_4, R_6, \dots 는⁽³⁾

$$G_1 = \frac{Q_{u1}}{\omega_0 L_1} = \omega\omega_1' g_1 Q_{u1} \dots\dots\dots(2)$$

$$R_2 = \frac{Q_{u2}}{\omega_0 c_2} = \omega\omega_1' g_2 Q_{u2} \dots\dots\dots(3)$$

이며 (1)式的 兩邊에 $1/g_i$ 를 곱하면

$$\omega L_i - \frac{1}{\omega c_i} = \frac{1}{g_i \omega'} \dots\dots\dots(4)$$

병렬회로에서는 리액턴스는 같으므로

$$\omega L_i - \frac{1}{\omega c_i} = \frac{1}{g_i \omega'} = \frac{1}{\omega\omega_1' g_i} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \dots\dots(5)$$

(5)式을 整理하면

$$\omega_0 L_i = \frac{1}{\omega_0 c_i} = \frac{1}{\omega\omega_1' g_i} \dots\dots\dots(6)$$

직렬회로에서는 서셉턴스가 같으므로

$$\omega C_j - \frac{1}{\omega L_j} = \frac{1}{g_j \omega'} = \frac{1}{\omega\omega_1' g_j} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \dots\dots(7)$$

(7) 式을 整理하면

$$\omega C_{0j} = \frac{1}{\omega_0 L_j} = \frac{1}{\omega\omega_1' g_j} \dots\dots\dots(8)$$

$\chi = \omega L - 1/\omega c$ 인 그래프의 기울기 x 는

$$x = \frac{\omega_0}{2} \cdot \frac{dx}{d\omega} \Big|_{\omega=\omega_0} = \omega_0 L = \frac{1}{\omega_0 C} \dots\dots\dots(9)$$

또한 서셉턴스 $B = \omega C - \frac{1}{\omega L}$ 인 그래프의 기울기

b는

$$b = \frac{\omega_0}{2} \cdot \left. \frac{dB}{d\omega} \right|_{\omega=\omega_0} = \omega_0 c = \frac{1}{\omega_0 L} \dots\dots(10)$$

병렬회로에서 (5)식에 대한 기울기는

$$\chi = \omega_0 L = \frac{1}{\omega_0 C} \text{ 이므로 } \chi_i = \omega_0 L_i = \frac{1}{\omega_0 C_i}$$

이다. 따라서 χ_i 는

$$\chi_i = \frac{1}{\omega \omega'_i g_i} \dots\dots(11)$$

같은 방법으로

$$b_i = \frac{1}{\omega \omega'_i g_i} \dots\dots(12)$$

이 된다.

(9)(10)(11)(12)식에 依하면 그림 (1)의 임피던스와 그림 (2)의 임피던스는 같고 각각의 기울기는 서로 같음을 알 수 있다. 즉, 저역통과 여파기로부터 대역저지 여파기로 變換할 수 있음을 알 수 있다. 그런데 대역저지 여파기를 傳送線에 實用化시키기 위하여 直列素子만을 使用하든가 혹은 並列素子만을 使用하는 것이 간단하게 된다.

그림 (2a)의 回路에서는 並列素子만으로 이루어진 回路를 단지 直列共振器를 갖는 回路로 變

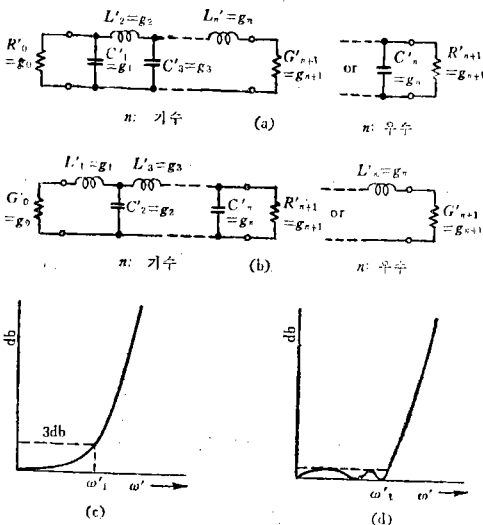


그림 1. Low Pass Filter.
a.b: Four basic circuit type
c.d: Characteristic Curve.

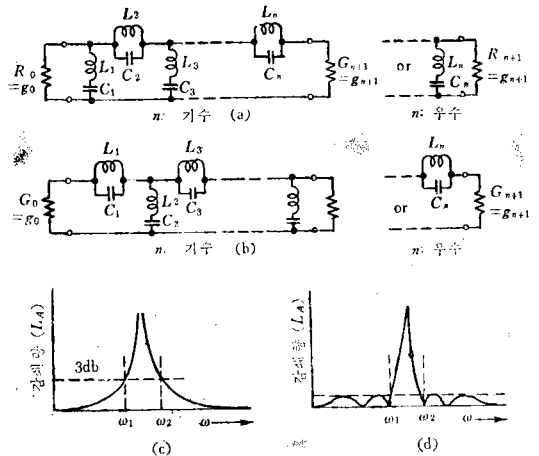
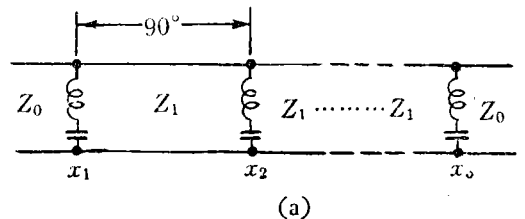


그림 2. Band-stop Filter.
a.b: Four basic Circuit type
c.d: Characteristic Curve.

換한 것이다.

그림 (3a)는 병렬소자를 1/4파 장마다 갖는 대역저지 여파기의 等價回路이며 各 結合回路의 임피던스가 各各 같지 않는 回路를 그림 (3b)에서 보여주고 있다.

그림(4a)도 그림(3a)와 같이 1/4 波長의 간격으로 共振器를 接續한 것이다. 즉, 各 結合回路의 어드미턴스가 Y_1 인 結合回路를 갖는 直列素子만으로 이루어진 대역저지 여파기이며 그림(4b)는 各 結合回路의 어드미턴스가 $Y_1, Y_2, Y_3 \dots$ 인 대역저지 여파기이다.



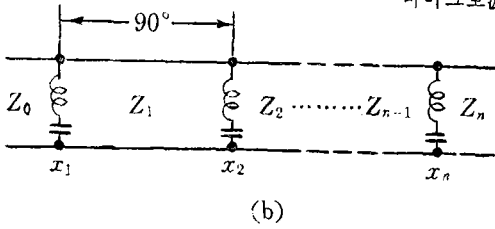
$$\frac{x_1}{z_0} = \frac{1}{\omega'_1 g_0 g_1 W}$$

$$\frac{x_i}{z_0} \Big|_{i: \text{기수}} = \left(\frac{z_1}{z_0} \right)^2 \frac{g_0}{\omega'_i g_i W}$$

$$\frac{x_i}{z_0} \Big|_{i: \text{우수}} = \frac{1}{\omega'_i g_0 g_i W}$$

$$\left(\frac{z_1}{z_0} \right)^2 = \frac{1}{g_0 g_{n+1}}$$

If $n: \text{우수} \quad z_1 = z_0$ (a)



$$\frac{x_1}{z_0} = \frac{1}{\omega_1' g_0 g_1 W}$$

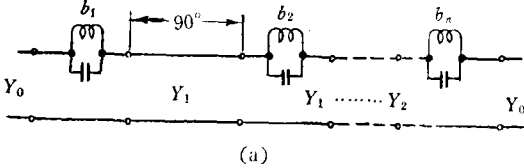
$$\frac{x_i}{z_0} \Big|_{i:\text{기수}} = \left(\frac{z_1 z_3 \dots z_{i-1}}{z_0 z_2 \dots z_{i-2}} \right)^2 \frac{g_0}{\omega_1' g_0 g_i W}$$

$$\frac{x_i}{z_0} \Big|_{i:\text{우수}} = \left(\frac{z_1 z_3 \dots z_{i-1}}{z_1 z_2 \dots z_{i-2}} \right)^2 \frac{1}{\omega_1' g_0 g_i W}$$

$$i \neq 1 \quad z_0 = \left(\frac{z_0 z_2 \dots z_{n-2}}{z_1 z_3 \dots z_{n-1}} \right)^2 \frac{1}{g_0 g_{n+1}}, \text{ or}$$

$$\text{If } n:\text{기수} \quad z_n = \left(\frac{z_1 z_3 \dots z_{n-2}}{z_2 z_4 \dots z_{n+1}} \right)^2 \frac{g_0}{g_{n+1}} \quad (b)$$

그림 3. Band-stop Filter with Shunt branches and quarter-wave Couplings
a: Equal Inverter Impedance Z_1
b: Unequal Inverter Impedance



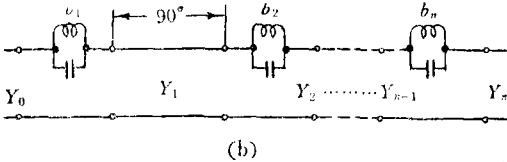
$$\frac{b_1}{Y_0} = \frac{1}{\omega' g_0 g_1 W}$$

$$\frac{b_i}{Y_0} \Big|_{i:\text{기수}} = \left(\frac{Y_1}{Y_0} \right)^2 \frac{g_0}{\omega_1' g_i W}$$

$$\frac{b_i}{Y_0} \Big|_{i:\text{우수}} = \frac{1}{\omega_1' g_0 g_i W}$$

$$\text{If } n:\text{기수} \quad \left(\frac{Y_1}{Y_0} \right)^2 = \frac{1}{g_0 g_{n+1}}$$

$$\text{If } n:\text{우수} \quad Y_1 = Y_0 \quad (a)$$



$$\frac{b_i}{Y_0} = \frac{1}{\omega_1' g_0 g_i W}$$

$$\frac{b_i}{Y_0} \Big|_{i:\text{기수}} = \left(\frac{Y_1 Y_3 \dots Y_{i-1}}{Y_0 Y_2 \dots Y_{i-2}} \right)^2 \frac{g_0}{\omega_1' g_i W}$$

$$\frac{b_i}{Y_0} \Big|_{i:\text{우수}} = \left(\frac{Y_2 Y_4 \dots Y_{i-1}}{Y_1 Y_3 \dots Y_{i-2}} \right)^2 \frac{1}{\omega_1' g_0 g_i W}$$

$$\text{If } n:\text{기수} \quad \frac{Y_0}{Y_n} = \left(\frac{Y_0 Y_2 \dots Y_{n-2}}{Y_1 Y_3 \dots Y_{n-1}} \right)^2 \frac{1}{g_0 g_{n+1}}, \text{ or}$$

$$\text{If } n:\text{우수} \quad \frac{Y_0}{Y_n} = \left(\frac{Y_1 Y_3 \dots Y_{n-2}}{Y_2 Y_4 \dots Y_{n-1}} \right)^2 \frac{1}{g_0 g_{n+1}} \quad (b)$$

그림 4. Band-stop Filter with series branches and quarter-wave Couplings
a: Equal Inverter Admittance Y_1
b: Unequal Inverter Admittance

2) 導波管内 共振回路의 slope parameter

그림 (5)와 같이 特性 임피던스를 Z_b 라 하고 電氣의 길이를 $\phi = \left[\left(\frac{\pi}{2} - \delta \right) \right]$ [radin] 이라 하자. 그리고 導波管을 傳送線으로 使用하였을 때 周波數 ω 와 ω_0 에 對한 管内波長을 λ_g 와 λ_{g0} 라 하면 正規化된 周波數 ω/ω_0 를 正規化된 管内波長의 逆인 λ_{g0}/λ_g 로 代置할 수 있다. 또한 $\omega = \omega_0$, $\phi = \phi_0$ 의 共振條件을 적용하면

$$Z_b \tan \phi_0 = \frac{1}{\omega_0 C_b} \dots \dots \dots (13)$$

ϕ 는 ω 에 比例하므로

$$\frac{d\phi}{\phi} = \frac{d\omega}{\omega} \dots \dots \dots (14)$$

또한 리액턴스 스토프 퍼라미터 (Reactance slope parameter)를 결정하려면 (5)

$$\chi = \frac{\omega_0}{2} \cdot \frac{d}{d\omega} \left(Z_b \tan \phi - \frac{1}{\omega C} \right) \Big|_{\omega = \omega_0, \phi = \phi_0}$$

$$= -\frac{Z_b}{2} (\phi_0 \sec^2 \phi_0 + \tan \phi_0) = \frac{Z_b}{2} F(\phi_0) \dots (15)$$

여기서 $F(\phi_0) = \phi \sec^2 \phi + \tan \phi$

C_b , Z_b , ϕ_0 의 세 變數를 決定하려면 이들중 하나를 任意로 놓는다. 例로 Z_b 를 任意로 놓고 그림 (3)과 (4)에서 기울기 變數 x 를 결정하고 ϕ_0 는 식(15)와 그림 (6)에 의해서 구할 수 있으며 식 (13)에서 C_b 를 구할 수 있다.

3) n 개의 共振器를 갖는 帶域阻止 濾波器的 損失

共振器의 各 素子를 A, B, C, D 라 하고 共振器를 導波管에 挿入함으로써 생기는 損失은 다음과 같다 (7).

$$L = 10 \log_{10} \frac{|A_r + B_r + C_r + D_r|^2}{4} \dots \dots \dots (17)$$

여기서 $g_{n+1} = g_0 = 1$ 이라 가정하고 첫번째의 병렬 소자의 매트릭스(Matrix)는

$$\begin{pmatrix} 1 & 0 \\ Y & 1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ \frac{1}{\frac{1}{G_1} + \frac{1}{j\omega' g_1}} & 1 \end{pmatrix} \dots \dots \dots (18)$$

또한 첫번째 병렬소자의 매트릭스는

表 I. $F(\phi) = \phi \sec^2 \phi + \tan \phi$ 의

ϕ°	$F(\phi)$	ϕ°	$F(\phi)$	ϕ°	$F(\phi)$	ϕ°	$F(\phi)$	ϕ°	$F(\phi)$	ϕ°	$F(\phi)$
30	1.27	40	2.02	50	3.30	60	5.92	70	13.19	80	51.97
32	1.40	42	2.22	52	3.67	62	6.79	72	16.23	82	81
34	1.53	44	2.44	54	4.10	64	7.86	74	20.48	84	143.69
36	1.68	46	2.69	56	4.60	66	9.20	76	26.67	86	322.76
38	1.84	48	2.98	58	5.20	68	10.93	78	36.19	88	1289.64

$$v = \frac{1}{\omega'g} \dots\dots\dots(21)$$

이며 複素變數 $X = \mu - jv$ 라 놓으면 (18) (19)式은 다음과 같이 된다.

$$\begin{pmatrix} 0 & 0 \\ Y & 1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ \frac{1}{X} & 1 \end{pmatrix} \dots\dots\dots(22)$$

$$\begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 1 & Z \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & \frac{1}{X} \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \dots\dots\dots(23)$$

이 式은 여파기 레스폰스가 單一複素變數 X 의 函數임을 表示한다. 그리고 하나의 直列 및 並列素子の 結合 매트릭스 위에서 말한 매트릭스의 積과 같다. 즉

$$\begin{pmatrix} 1 & \frac{1}{X} \\ \frac{1}{X} & 1 + \frac{1}{X^2} \end{pmatrix} \dots\dots\dots(24)$$

또한 Taub⁽³⁾와 Storch⁽⁴⁾의 매트릭스 확산공식을 使用하면

$$L = 10 \log_{10} \frac{|M_n|^2}{4} \text{ dB} \dots\dots\dots(25)$$

임을 알 수 있다. 여기서 M_n 은

$$M_n \approx \frac{1}{X^n} \frac{1}{(jv)^n} \text{ (단 } v \ll 1, u \ll v) \dots\dots\dots(26)$$

이며 $|M_1|^2 = |2 + \frac{1}{X}|^2$

$$|M_2|^2 = |2 + \frac{2}{X} + \frac{1}{X^2}|^2$$

$$|M_3|^2 = |2 + \frac{3}{X} + \frac{2}{X^2} + \frac{1}{X^3}|^2$$

帶域沮止 濾波器에 關한 結果는

$$|M_n|^2 = |\Sigma \left[\left(\frac{n-s}{s} \right) \frac{1}{X^{n-2s}} + \left(\frac{n-2-s}{s} \right) \frac{1}{X^{n-2-2s}} \right]|^2$$

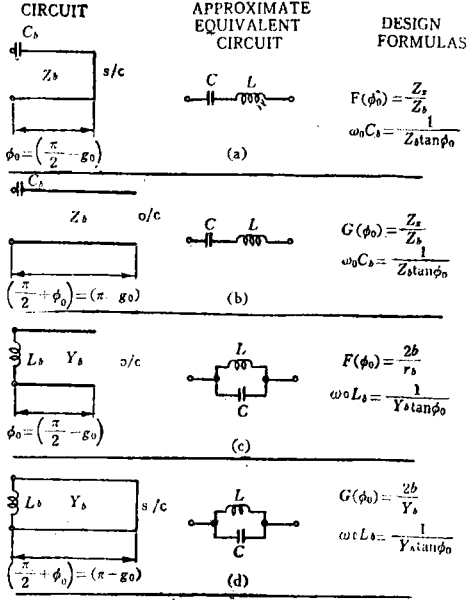


그림 5. Resonant Circuits in Transmission Line.

$$\begin{pmatrix} 1 & Z \\ 1 & 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & \frac{1}{\frac{1}{R_2} + \frac{1}{j\omega'g_2}} \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \dots\dots(19)$$

$g_1 = g_2 = \dots = g_n$ 이고 Q_n 's의 값이 같으므로 모든 R 의 값은 모든 G 의 값과 같다. 그러므로 (2)(3)式에 의하여 正規化된 分散係數 μ 는

$$\mu = \frac{1}{R} = \frac{1}{G} = \frac{1}{\omega\omega'gQ_n} \dots\dots\dots(20)$$

이며 여기서 g 는 g_1 과 g_n 사이의 任意的 素子에 대한 값이다. 正規化된 周波數 變數 v 는

$$+2 \left| \frac{n-1-s}{s} \frac{1}{X^{n+2s2}} \right|^2 \dots\dots\dots(27)$$

여기서 s 는 $(n-2s)$, $(n-2-2s)$, $(n-1-2s)$ 가
 0이거나 0보다 큰 項의 합이다.

(25)식과 (26)식에 依해서 損失은

$$L \approx 10 \log_{10} \frac{1}{4v^{2n}} \dots\dots\dots(28)$$

이고 $v \ll 1$, $u \ll v$ 일 때의 損失은

$$M_n \approx 2 + \frac{n}{u-jv} \dots\dots\dots(29)$$

$$|M_n|^2 \approx 4 + \frac{4nu}{v^2} \dots\dots\dots(30)$$

$$L = 10 \log_{10} \frac{|M_n|^2}{4} \approx 10 \log_{10} \left(1 + \frac{nu}{v^2} \right)$$

$$\approx 4.34 \frac{nu}{v^2} \text{ dB} \dots\dots\dots(31)$$

이다.
 一般적으로 帶域阻止 여파기의 損失은 共振器
 의 數와 負荷의 函數임을 알 수 있다. 정규화된
 주파수의 편차가 $V_0 = V$ 일 때 (28)식을 利用하여
 帶域阻止 여파기의 최소손실 L_s 는

$$L_s = 20n \log_{10} \frac{1}{V_s} - 6 \text{ dB} \dots\dots\dots(32)$$

이며 通過周波數 V_1 에서의 損失 L_1 은 (31)식으
 로부터

$$L_1 = \frac{4.34nu}{V_1^2} = \frac{4.34nu}{\alpha^2 V_s^2} \text{ dB} \dots\dots\dots(33)$$

이며 여기서 α 는 通過幅에 對한 阻止幅의 比,
 즉, $\alpha = \frac{V_1}{V_s}$ 이다.

IV. 實 驗

1) 實驗機器의 構成

마이크로波 信號 發生器로서 2K25 反射形 크
 라이스트론 發振管을 使用하였고 變調는 1000c/s
 로 振器變調시켰다.

出力을 監視하기 위해서 열전(Thermister) 브
 리지로 된 마이크로波 電力計를 使用하고 人力
 을 任意로 干涉시킬 수 있도록 Vane形 抵抗減變

器를 달아 調整하였다. 電壓定在波 測定器로써
 X-밴드用 크리스탈 1N23WE가 Mount된 矩形
 導波管定在波 測定器를 使用하였다.

檢波電流는 1000c/s에 同調된 最大利得 40dB
 의 電流增幅器로 증폭된 定在波 指示用 計器를
 使用하였다. 測定器의 구성도는 그림(6)과 같다.

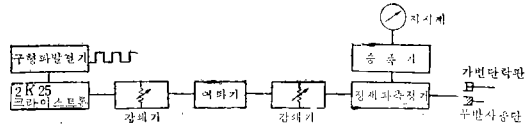


그림 6. 실험기기의 구성도

2) 帶域阻止 濾波器的 製作 및 實驗結果

本 實驗에서 使用한 마이크로波 대역저지 여파
 기는 그림(7)과 같이 X-밴드 導波管의 넓은 면
 을 따라 $\frac{1}{4}\lambda g$ 의 간격으로 共振器를 갖는 濾波器
 를 附着하였으며 또한 $\frac{3}{4}\lambda g$ 의 간격으로 附着하
 여 實驗하였다.

또 그림(8)과 같이 $\frac{3}{4}\lambda g$ 의 간격으로도 파판
 의 上下面에 共振器를 갖는 여파기를 製作하였
 다. 實驗結果는 그림(9)(10)(11)에 표시되어
 있다.

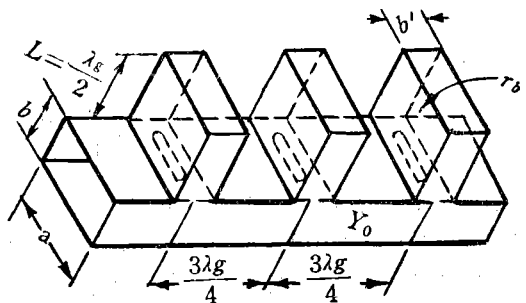


그림 7. $\frac{3}{4}\lambda g$ 간격으로 설계 제작한 Band-stop Filter.

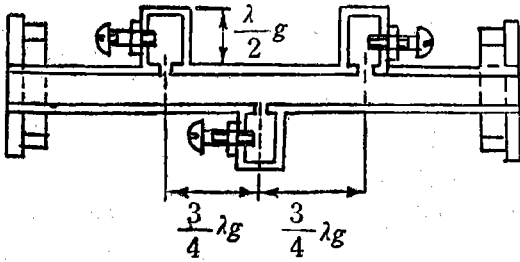


그림 8. 上下면에 공진기를 갖는 Filter.

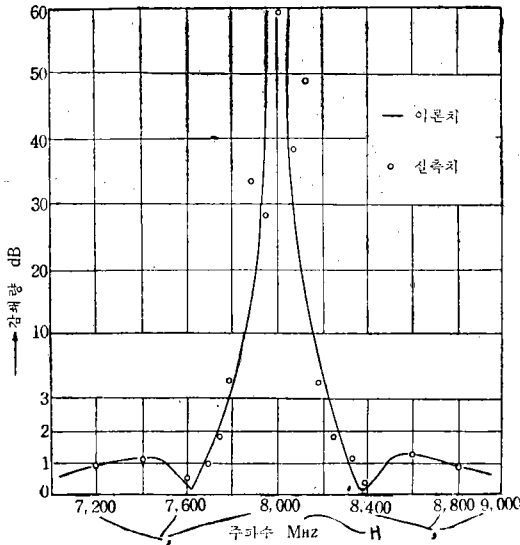


그림 9. Computed and Measured responses of three resonator, waveguide, band-stop filter using $\frac{1}{4}\lambda_{g0}$ spacings between resonators.

V. 結 論

$\frac{1}{4}$ 管内波長 간격으로 공진기를 附着한 帶域阻止 濾波器의 測定値는 그림 (9)와 같이 比較的 적은 3개의 피이크值를 가짐을 알았다. 그래서 이 공진기를 $\frac{3}{4}$ 管内波長으로 附着하였더니 그림 (10)과 같이 상당히 큰 피이크值를 갖게 되어 理論値와 類似함을 알 수 있었다. 그리고 공진기를 導波管 上下面에 그림(8)과 같이 $\frac{3}{4}$ 관내파 장 간격으로 附着할 때 그림 (11)에 나타난 바와 같이 하나의 큰 피이크值를 갖는다. 이 現象

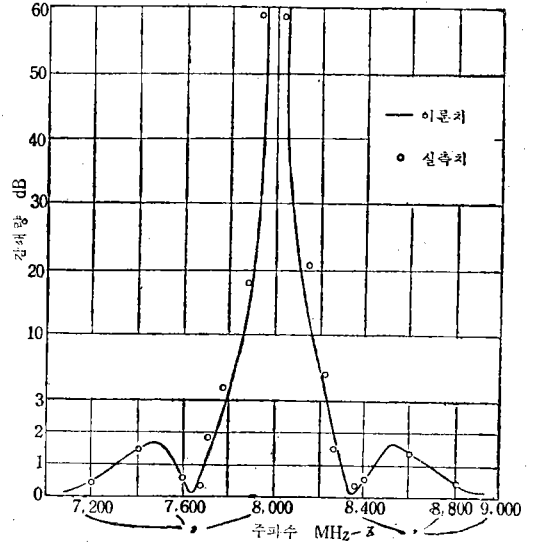


그림 10. Computed and Measured response of the waveguide band stop filter in Fig -8, which has $\frac{3}{4}\lambda_{g0}$ spacings between resonators.

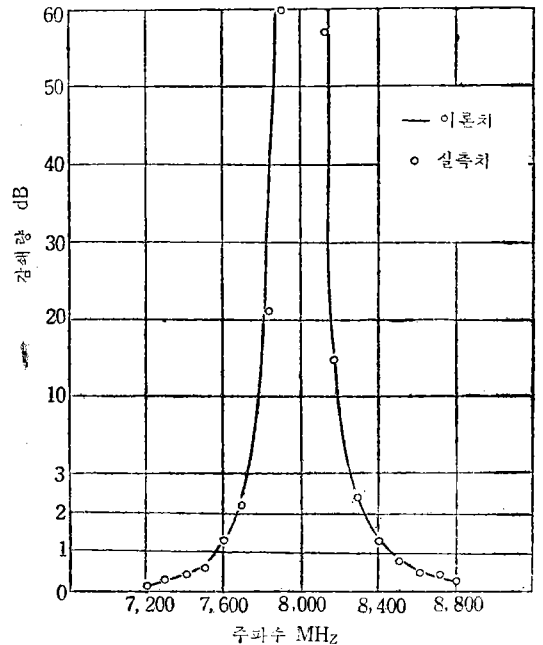


그림 11. Computed and Measured response of the waveguide band stop filter using $\frac{3}{4}\lambda_{g0}$ spacings between resonators.

의 原因은 結合蓋口 사이의 相互作用에 依한 界의 變化 때문이다.

또한 共振器와 結合蓋口 사이의 相互作用에 依해서 誤差가 存在하며 蓋口の 길이와 크기에 의해서도 誤差가 存在한다.

이와같은 帶域阻止 濾波器는 다른 이웃 周波數의 영향없이 特定한 周波數의 結合이나 分離를 할 수 있으며 또한 마이크로波 系統에서는 많은 應用이 가능하며 매우 적은 帶域幅의 通過를 阻止할 수 있으므로 通信分野에서는 필요한 研究대상이다.

參 考 文 獻

1. S. B. Chon; "Direct-coupled-resonator filter," Proc IRE, Vol. 45, pp.187—196, 1957.
2. J. J. Taub; "Design of minimum Loss band-pass filter," Microwave J., Vol. 6, pp.67—76, 1963.
3. I. Storch; "The transmission matrix of N a like Cascaded network," Trans IEEE. Vol. 73, pp.616—618. 1954
4. B.M. Schiffman and G.L. Matthaei; "Exact design of band stop filters," IEEE Trans. On the Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-12, pp.6-15. 1964
5. J.J. Taub and R.L. Slevin; "Design of band stop filters in the presence of Dissipation," IEEE Trans. On the Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-13, pp.586—616, 1965.
6. L. Young, et al; "Micro wave filters, Impedence Matching Network and Coupling structures." McGraw-Hill book Co. Newyork, 1964.
7. J.H. Vogelman; "Design of high-order-mode resonant filters" Microwave J., vol. 4, pp.20—24, 1965.