

論文93-30A-10-1

인공위성 탑재용 이중모드 도파관 필터 설계 및 제작에 관한 연구

(Design and manufacture of a Dual Mode Waveguide Filter Loading On The Satellite)

高永穆*, 姜源俊*, 韓洙用**, 朴鍾和*, 金椿吉***, 羅克煥*

(Y. M. Ko, W. J. Kang, S. Y. Han, J. H. Park, C. K. Kim,
and K. H. Ra)

要約

본 논문에서는 인공위성 중계기 Ku-밴드용 협대역 대역통과 이중 TE₁₁₁ 모드 원형도파관 필터를 설계 제작하였으며, 필터제작을 위해 개선된 모델을 제시하였다. 각 공동(Cavity)의 크기, 나사투과 깊이 및 지름, 아이리스의 폭과 길이등을 계산하였으며, 보다 정확한 결과를 얻기 위해 Bethe의 미소 산란 이론과 Cohn의 보정식을 적용하였다. 설계된 이중모드 도파관 필터의 재질은 필터의 열적인 안정성을 유지하기 위해 Invar로 제작하였으며, 우주환경에 충분히 견딜 수 있도록 온도실험과 진동실험을 하여 필터의 성능을 개선하였다.

Abstract

A narrow-band dual TE₁₁₁ mode circular waveguide filter for Ku-Band satellite transponder was designed and manufactured based on a new model of the filter. We calculated the cavity size, pin polarizer depth and diameter, iris length and width, and used Bethe's Small Diffraction Theory and Chon's Correction Formular in order to obtain exact result for each cavity. The designed dual mode waveguide filter was manufactured with invar in order to maintain the thermal stability, and the filter performance was improved through the thermal test and vibration test to endure in the cosmic environment.

1. 서론

1957년 소련이 세계 최초의 인공위성 스푸트니크

호를 쏘아올린 이래 지난 30 여년간 통신위성은 전송 능력면에서 많은 질적인 개선을 해왔으며, 그 중에서도 채널화된 필터에 대한 요구사항은 성능면에서 꾸준히 발전되어 왔다.

그러나 필터성능은 그대로 유지하면서 무게와 부피를 줄이지 못하여 통신위성은 크기면에서 큰 감소를 가져오지 못한 실정이다. 따라서 최소무게와 최소부피를 가지면서 통과대역 내에서 최적응답 지속성을 유지하고, 첨예한 주파수 선택도를 가지며, 통신위성 중계기의 전송 전력을 효율적으로 이용하기 위한 채널화된 주파수 스펙트럼을 갖는 고성능 마이크로웨이

*正會員, *光云大學校 電子工學科
(Dept. Elec. Eng., Kwangwoon Univ.)**正會員, 馬山專門大學
(Dept. of Elec. Eng., Masan Jnior Univ.)***正會員, 科學技術大學校
(Dept. of Elec. Eng., KIT Univ.)

接受日字 : 1992年 9月 28日

브 필터를 제작하기 위해서는 필터보호대역을 최소화시켜 통신량을 늘리는 한편, 필터의 통신누화와 왜곡은 최소화 시켜야 한다. 특히, 1995년 무궁화호 케도진입에 발맞추어 고신뢰성 마이크로웨이브 통신시스템 요구에 따른 훌륭한 주파수 선택도, 선형 위상(linear phase) 및 통과대역 내에서 적은 삽입손실을 갖는 협대역 대역통과필터는 채널화된 무궁화 증계기에 있어 절실히 요구되는 사항으로 이러한 특성을 구현시키기 위해서 필터는 통과대역 내에서 평탄한 이득기울기와 group delay 변화가 적은 것이어야 한다.

이에 부응하여 1948년 G. L. Ragan^[1]에 의해 한 개의 도파관내에서 이중모드를 사용해서 통신을 할 경우 기존의 홀 모드(single mode) 필터나 지향성 필터보다 무게와 부피면에서 상당한 감소를 가져올 수 있을 뿐만 아니라 필터성능을 개선시킬 수 있음을 증명하였다. 그후 기술상의 문제점으로 제작을 못해 오다가 인공위성의 소형화 경량화 추세에 따라 70년대 후반부터 이중모드 필터의 제작이 시작 되었으며, 80년대부터는 이중모드 필터 내부에 큰 유전율을 가진 유전체를 삽입하여, 필터의 소형화 및 경량화를 가져오는 것과 동시에, 필터의 성능을 향상시켰다.^{[2] [3] [4]}

본 논문에서는 타원함수응답(elliptic function response)을 갖는 이중모드 도파관 필터를 설계 제작하였다. 이중모드 도파관 필터 설계를 위해 필터의 정규화된 인덕티브 리액턴스, 즉 아이리스의 리액턴스 $X_{k, k+1}$ 를 필터의 prototype $g_1, g_2, g_3, \dots, g_k$ 의 항으로 계산 하여^[5], 필터의 전기적 길이를 구하였으며, 각 공동에서 이중모드간의 결합 및 동조를 위한 나사의 투과깊이를 계산하였다. 또한 공동사이의 결합에 필요한 아이리스의 정확한 설계를 위해 Cohn과 Bethe의 보정식을 사용하였다.^{[6] [7] [8] [9]}

이중모드 도파관 필터의 제작은 본 논문에서 제안한 개선된 모델인 cylinder/plate형을 이용하여 필터 제작공정의 간편화 및 제작 비용의 절감효과를 가져왔다. 제작된 이중모드 도파관 필터는 우주에서의 태양열 복사와 갑작스러운 진동에 충분히 견딜 수 있도록 하기위해 열 실험과 진동실험을 통하여 필터의 성능을 개선하였다. 필터응답은 이중모드 공동의 적절한 배치를 통하여 최소수의 공동으로 최적의 응답을 얻어낼 수 있도록 하였으며, 서로 이웃하지 않는 필터 사이의 결합을 가능하게 하였다.^{[10] [11]}

II. 이중모드결합

1. 모드 결합방법에 따른 공동 구조

마이크로파 대역에서 협대역 대역통과 필터를 제작

하기 위해서는 큰 Q를 가진 공진기를 사용하거나 공동(cavity) 결합방법을 이용한다. 공동내에서 모드간의 결합방법은 결합용 아이리스와 결합용 나사에 의해 이루어지며, 이를 도시하면 (그림 1)과 같다. (그림 1a)는 하나의 모드만을 결합시키는 것을 나타내며, (그림 1b)는 두 모드중 하나를 선택해서 결합시키는 것을 나타낸 것이다. (그림 1c)의 경우는 결합용 나사를 이용한 이중모드 결합방법을 나타내고 있다.

(그림 2)는 결합방법에 따른 공동 구조를 나타내며, 이중모드의 경우 공동부피는 홀 모드(single mode) 공동에 비해 약 50% 이상 감소되어 도파관 필터의 전체 무게 및 부피를 줄일 수 있음을 알 수 있다.

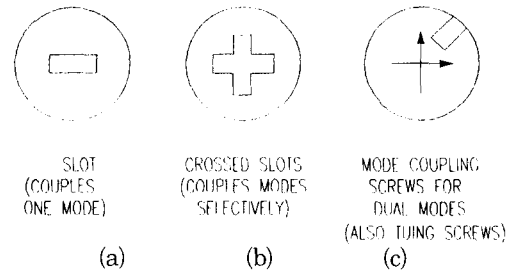


그림 1. 모드간의 결합방법

Fig. 1. coupling method between modes.

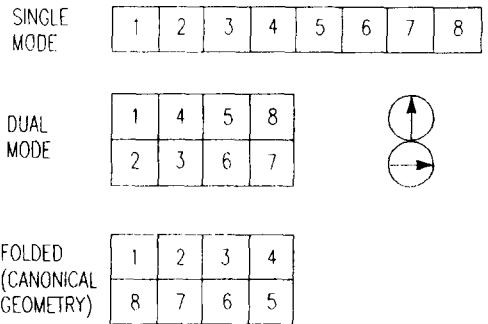


그림 2. 결합방법에 따른 공동구조

Fig. 2. cavity structure due to coupling method.

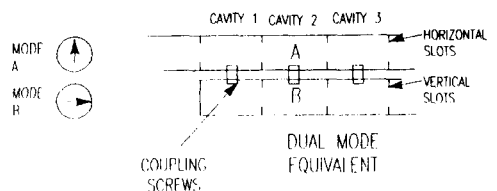


그림 3. 공동 사이의 이중모드결합

Fig. 3. dual mode coupling between cavity.

이중모드 필터를 각 공동별로 나타내면 (그림 3과) 같다. (그림 3) 에서 볼 수 있듯이 공동 사이의 결합은 수평 및 수직 아이리스를 통해 이루어지며, 개개의 공동에서의 모드결합은 나사를 통해 이루어진다

Ⅲ. 타원필터함수

본 논문에서 설계 제작하고자 하는 협대역 대역통과 이중모드 도파관 필터의 사양은 (표 1) 과 같은 규격을 갖는다.

표 1. 이중모드필터사양
Table 1. dual mode filter specification.

	필터 사양
중심주파수 (ω_0)	12 GHz
최소 통과대역폭(B.W)	36 MHz (0.02 dB)
3 dB 통과대역폭	38 MHz
통과대역에서 최대귀환손실	26 dB
통과대역에서 최대삽입손실	1.2 dB
Pole 의 數	N=6 to N=8
입 출력 컨넥터	WR-75 (waveguide)

필터해석 방법으로 통과대역내에서 동일한 리플특성을 갖는 저역통과 원형 필터를 정규화 주파수 변수로 환산하여 계산한다. 이때, N차 저역통과필터의 삽입손실을 규정하는데 사용되는 전력손실은 다음과 같이 정의되며,

$$\text{여기서, } P_L = 1 + \epsilon^2 R_{Nth-order}(\omega') \quad (3-1)$$

$$\epsilon = 0.01(\text{ripple constant})$$

정규화 주파수 변수 ω' 은 다음과 같이 정의된다.

$$\omega' = \frac{\omega}{\omega_c} \quad (3-2)$$

여기서,

- ω_c' : 원형 (prototype) 필터의 차단주파수
- ω : 저역통과 원형 필터에 대한 정규화된 주파수변수
- ω : 주파수변수

한편 8 차 저역통과 타원필터함수(elliptic filter function)는 다음과 같이 정의된다.

$$R_{8-order}(\omega) = \omega \frac{(\omega^2 - \omega_{z1}^2)(\omega^2 - \omega_{z2}^2)(\omega^2 - \omega_{z3}^2)}{(\omega^2 - \omega_{p1}^2)(\omega^2 - \omega_{p2}^2)} \quad (3-3)$$

이때 전력전달함수(power transmission function)는 다음과 같다.

$$T(\omega) = \frac{1}{1 + \epsilon^2 R_{8-order}} \quad (3-4)$$

여기서, $\omega_{p1}, \omega_{p2}, \omega_{z1}, \omega_{z2}, \omega_{z3}$: poles and zeros 이다.
대역통과로의 주파수변환은 저역통과로부터 얻어지는데, 그 과정은 아래와 같다.

$$\omega' = \frac{\omega_c'}{\omega} \quad (3-5)$$

$$\omega \rightarrow \frac{\omega_0}{\omega_2 - \omega_1} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \quad (3-6)$$

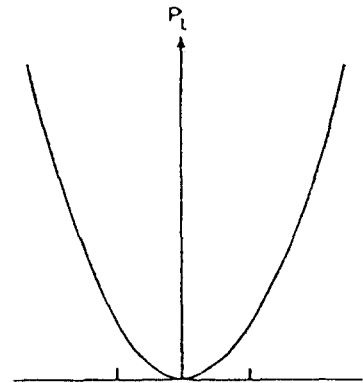
$$\omega' \rightarrow \frac{\omega_c'}{\frac{\omega_0}{\omega_2 - \omega_1} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)} \quad (3-7)$$

여기서, ω_0 : 필터 중심주파수

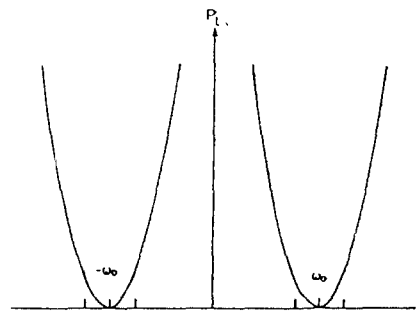
BW = $\omega_2 - \omega_1$: 필터 대역폭

ω_2, ω_1 : 양 대역끝 (band edge)

와 같으며, 이것을 그림으로 표시하면, (그림 4)와 같다.



(a)



(b)

그림 4. 대역통과 주파수 변환

(a) 저역통과 필터 원형

(b) 대역통과응답으로의 변환

Fig. 4. bandpass frequency transformation.

(a) low-pass filter prototype,

(b) transformation to bandpass response.

(그림 4)에서,

$$\omega_0 = \sqrt{\omega_1 \omega_2} \quad (3-8)$$

$$\omega = \omega_0 \text{일때} \quad \frac{\omega_0}{BW} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) = 0 \quad (3-9)$$

$$\omega = \omega_1 \text{일때} \quad \frac{\omega_0}{BW} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) = -1 \quad (3-10)$$

$$\omega = \omega_2 \text{일때} \quad \frac{\omega_0}{BW} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) = 1 \quad (3-11)$$

한편, 정규화된 대역통과 타원함수는 다음과 같이 되며

$$R_{n\text{-order}}(\omega') = \omega^4 \frac{(\omega'^2 - \omega_{c1}^2)^2 (\omega'^2 - \omega_{c2}^2)^2 (\omega'^2 - \omega_{c3}^2)^2}{(\omega'^2 - \omega_{p1}^2)^2 (\omega'^2 - \omega_{p2}^2)^2} \quad (3-12)$$

전력전달함수는 다음과 같다.

$$|h(\omega')|^2 = \frac{1}{1 + \varepsilon^2 \omega^4 \frac{(\omega'^2 - \omega_{c1}^2)^2 (\omega'^2 - \omega_{c2}^2)^2 (\omega'^2 - \omega_{c3}^2)^2}{(\omega'^2 - \omega_{p1}^2)^2 (\omega'^2 - \omega_{p2}^2)^2}} \quad (3-13)$$

타원필터(elliptic filter) 전달함수의 일반적 특성은 통과대역에서 손실이 적고 주파수 선택도가 양호하며, 버터워스나 체비셰프보다 회로 소자수가 적다. 따라서 회로를 소형화시킬 수 있는 장점이 있으며, 통과대역 및 저지대역에서 동일 리플특성을 가지며, 인접 채널간의 신호간섭 저지에 커다란 효과를 갖는다.

IV. 도파관 설계

1. 이중모드 도파관 필터 설계

1) 주 도파관 설계

이중모드 도파관 필터 설계방법은 다음 2 가지 방법을 병행하여 설계한다. 첫째, 인덕티브 아이리스를 반파장 길이 만큼 간격을 두어 도파관 공동을 설계한다. 이때, 개개의 공동은 도파관 변환기(waveguide transformer)를 통해 결합된다. 둘째, 서로 이웃하는 공동은 홀(Single) 아이리스에 의해 직접적인 결합이 이루어지도록 하는데, 이러한 결합형태는 도파관을 조립하기 전에 공동을 개별적으로 동조 하는것을 가능하게 한다. 이 경우 아이리스 크기는 크게 중요하지않다.

(그림 5)에서 직경 D인 공동의 전기적 길이(electrical length) Ψ 및 아이리스의 정규화된 인덕티브 리액턴스는 prototype elements g_1, g_2, g_3, \dots 의 항과 관내파장(guide wavelength) λ_{g1} 과 λ_{g2} 를

이용하여 계산한다. (식 4-1)은 prototype element g_k 에 대한 공식을 나타내며, (식 4-2)는 아이리스의 정규화된 인덕티브 리액턴스를 나타 낸다.^{[2] [4]} 집중 정수소자 필터와 마찬가지로 이들 공식은 주파수에 따른 인덕티브 아이리스의 결합 리액턴스 변화를 나타낸다.

한편, 결합 리액턴스가 관내파장에 의존하기 때문에 필터응답이 λ_{g0} scale에 대칭적으로 되는 아주 흥미있는 결과를 갖게된다. 이때 λ_{g1} 과 λ_{g2} 는 WR-75 도파관에서 구한 관내파장이다.

$$g_i = 2 \sin \left(\frac{(2i-1)\pi}{2n} \right) \quad (4-1)$$

$$X_{i,i+1} = \frac{L}{1 - \frac{\sqrt{g_i \cdot g_{i+1}}}{L^2}} \quad (4-2)$$

$$\Psi_i = 180 - \frac{1}{2} \left(\tan^{-1}(2X_{i-1,i}) + \tan^{-1}(2X_{i,i+1}) \right) \quad (4-3)$$

여기서, $L = \frac{\pi}{\omega'} \left(\frac{\lambda_{g1} - \lambda_{g2}}{\lambda_{g1} + \lambda_{g2}} \right)$
 $\omega' = 1$
 $i = 1, 2, 3, \dots, n$

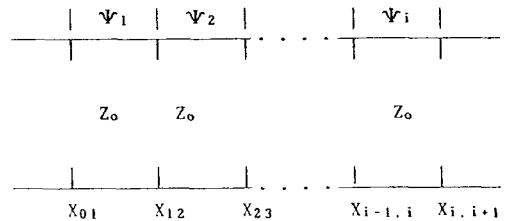


그림 5. 인덕티브 아이리스 결합된 도파관 필터
 Fig. 5. inductive iris coupled waveguide filter.

(식 4-1)과 (식 4-2)에서 구한값을 이용해서 개개 공동의 전기적 길이를 구할 수 있는데, (식 4-3)은 이를 나타낸다. 이때 구한값을 고찰해보면 N 번째 공동의 전기적 길이는 대략 중심파장의 1/2정도임을 알 수 있다.

그러나 보다 더 정확한 길이를 계산하기 위해서는 다음 보정식을 사용해야한다.^[14] 따라서 보정된 i번째 공동의 실제길이는 다음과 같다.

$$L_i = \lambda_{g0} / 2 + \Delta L_i \quad (4-4)$$

여기서 ΔL_i 는 i 번째 공동길이 교정식으로 다음과 같다.

$$\Delta L_i = \frac{\lambda_{gv}}{2} \left[\frac{\lambda_{gv}^2}{2\lambda_o^2} (\sum M_{Ri}) + \frac{1}{2} \pi \tan^{-1}(2X_i) \right] \quad (4-5)$$

여기서,

$$\lambda_{gv} = \frac{C}{f_o \sqrt{1 - \left(\frac{f_{co}}{f_o}\right)^2}}$$

$C = 3 \times 10^8$ [m/sec]

$f_o = 12$ [GHz] : 중심주파수

$f_{co} = 10.057$ [GHz] : 차단주파수

M_{Ri} : i 번째 공동에 대한 입출력 공동 결합값

X_i : 입출력 결합 아이리스의 정규화 리액턴스

2) 입 출력 공동의 설계

(그림 6)은 출력 공동과 이중모드 도파관 필터와의 관계에 의한 등가 회로를 나타낸다. 인덕티브 부하를 가진 협대역 이중모드 도파관 필터는 결합 아이리스의 구조에 관계없이 이러한 회로로 근사시킬 수 있다.

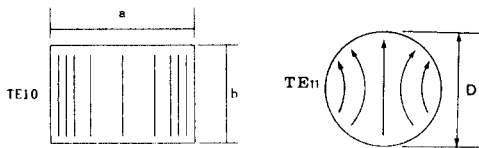
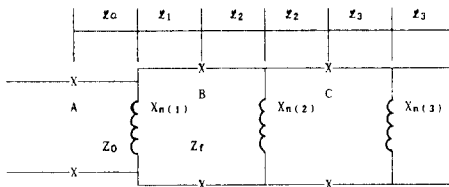


그림 6. 인덕티브 부하를 가진 도파관 등가회로
Fig. 6. equivalent circuit of inductive waveguide.

(그림 7)의 등가회로에서 입력 또는 출력 공동인 구형도파관과 이중 모드 도파관 필터인 원형 도파관의 임피던스 관계는 다음과 같다.

$$Z_o = \frac{\eta \left(\frac{b}{a}\right)}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_{co}}{f}\right)^2}} \text{ 구형도파관 임피던스} \quad (4-6)$$

$$Z_f = \frac{1.03\eta}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_{cf}}{f}\right)^2}} : \text{원형도파관 임피던스} \quad (4-7)$$

$$Z_{oR} \equiv \frac{Z_f}{Z_o} = 1.03 \left(\frac{a}{b}\right) \sqrt{\frac{f^2 - f_{co}^2}{f^2 - f_{cf}^2}} \quad (4-8)$$

$$\equiv 1.03 \left(\frac{a}{b}\right) \begin{matrix} \text{if } f_{co} = f_{cf} \\ \text{or } f \gg f_{co} \text{ and } f_{cf} \end{matrix}$$

여기서,

$$\eta = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} : \text{고유임피던스}$$

$$f_{co} = 0.5 \left(\frac{C}{b}\right) : \text{구형도파관 차단주파수}$$

$$f_{cf} = 0.586 \left(\frac{C}{D}\right) : \text{원형도파관 차단주파수}$$

C : 빛 속도

이때 각 공동간의 전력결합 값은 다음과 같은 방법을 통해 병렬 리액턴스 값으로 변환된다.

먼저 각 공동의 반사계수를 구하면,

$$T = \frac{\frac{1}{Z_f} - \frac{1}{Z_o} - \frac{1}{j\omega L}}{\frac{1}{Z_f} + \frac{1}{Z_o} + \frac{1}{j\omega L}} \quad (4-9)$$

이때 전력 결합값은 다음과 같으며,

$$CP = 1 - |T|^2 \quad (4-10)$$

병렬 리액턴스는 다음과 같다.

$$(Xn)^2 = \left(\frac{\omega_o L}{Z_f}\right)^2 = \frac{(CP)^2}{4Z_{oR}^2 - CP(1 + Z_{oR})} \quad (4-11)$$

공진 주파수에서 점 A와 C에서의 단락회로는 점 B에서 개방회로로 변환되며, 점 B에서의 단락회로는 점 A와 C에서 개방회로로 변환된다.

이러한 관계에 의해 다음 동조식이 유도되며,

$$\frac{1}{Xn} - \frac{1}{Z_o \tan \beta L_o} + \frac{\tan \beta L_1}{Z_f} = 0 \quad (4-12)$$

$$\frac{1}{Xn} - \frac{1}{Z_f \tan \beta L_1} + \frac{\tan \beta L_o}{Z_o} = 0 \quad (4-13)$$

이들 두 식을 연립해서 풀면,

$$\tan \beta L_1 = \frac{1 \pm \sqrt{1 + (2X_c)^2}}{2X_c} \quad (4-14)$$

$$X_c = \frac{Xn}{1 - (Xn)^2 (1 - Z_{oR})^2} \quad (4-15)$$

여기서, X_e : 유효 임피던스

X_n : 정규화 임피던스

따라서, (식 4-14)와 (식 4-15)를 이용해서 입력 및 출력 공동의 길이를 구할 수 있다.

2. 이중 모드 도파관 필터의 동조 및 결합용 나사의 설계

이중모드 공동은 공동 중심부분에서 용량성 (capacitive) 성분에 의해 두 모드간에 결합이 이루어지며, 이중모드와 같은 특성을 나타내는 한쌍의 홀 모드(single mode) 공동은 인덕티브 아이리스에 의해 두 모드 간에 결합이 이루어진다. 두 경우 결합은 분리된 공진주파수 (splitting resonance frequency) 에 비례한다. ^{[9] [10]}

동조용 나사를 잘못 선정하였을 경우 이중모드 도파관 필터의 배열에 심각한 문제점을 야기시킨다. 이러한 문제점은 결합용 나사와 동일한 크기의 나사로 동조를 할 경우, 이중모드중 한 주파수 성분은 낮추고 다른 주파수 성분은 높이기 때문이다. 즉, 두 모드의 동조 시 결합용 나사와의 상호작용 때문에 동조 응답에 null 성분을 유도하게 되어 필터로서의 기능을 잃게된다. 따라서 이러한 null 성분을 없애고 동조와 결합사이 상호작용을 최소화 시키기 위해 동조용 나사를 결합용 나사 보다 가는 것을 사용한다. (그림 7)은 동조용 나사와 결합용 나사로 구성된 공동 내부를 보여주고 있다.

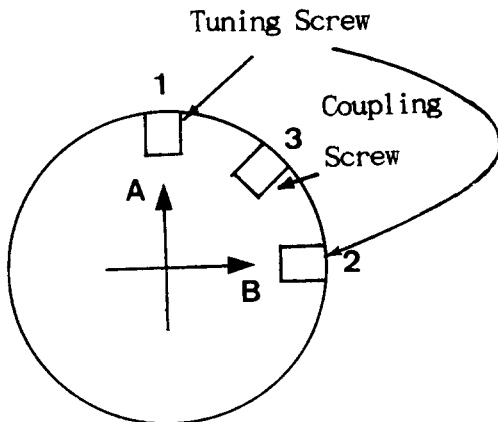


그림 7. 공동 내부 구조
Fig. 7. structure of the cavity inside.

(그림 7) 에서 화살표 A와 B는 수학적 및 기하학 적으로 직교인 두개의 TE₁₁₁ 모드를 나타낸다. 이중 모드 도파관 필터나 지향성 필터(directional filter)

는 모드 A와 모드 B의 전계 벡터를 향해 배열된 한 쌍의 동조용 나사를 가지며, 이중모드 도파관 필터의 경우는 45°방향, 또는 45°방향에 대응되는 위치에 결합용 나사를 하나 더 갖는다.

(그림 8)는 모드 A에 대한 동조용 나사 1과 2의 실험치다. 모드 A에 대해, 나사 1은 나사축에 평행한 전계성분으로 인해 동조용 나사의 투과깊이를 증가시킬수록 주파수를 감소시키는 병렬 캐패시턴스 작용을 한다. 이때 스캐터링 이론에 따라 다이폴 스캐터러로 인한, 주파수이동이 대략 나사 진행회전수의 세제곱만큼 변화함을 나타내는데, 이를 수식으로 나타내면 (식 4-16)과 같다.

나사 2는 병렬인덕턴스로 나타나는 자기장 영역으로 선형동조 곡선을 만들어내며, 이를 수식으로 나타내면, (식 4-17)과 같다. 물론, 나사 1과 2의 역할은 모드 B에 대해서는 역이다. ^{[12] [13]}

$$\Delta f_c = -A_1 h^3 \text{ (capacitive tuning curve) (4-16)}$$

$$\Delta f_L = +A_2 h \text{ (inductive tuning curve) (4-17)}$$

여기서, A_1 과 A_2 는 양수로 모드 A의 unperturbed 공진주파수와, 최대치까지 투과된 나사 1과 2로 인한 perturbed 주파수 값과의 합을 측정함으로써 결정할 수 있는데 실험결과는 A_1 과 A_2 각각 41.5MHz 였다.

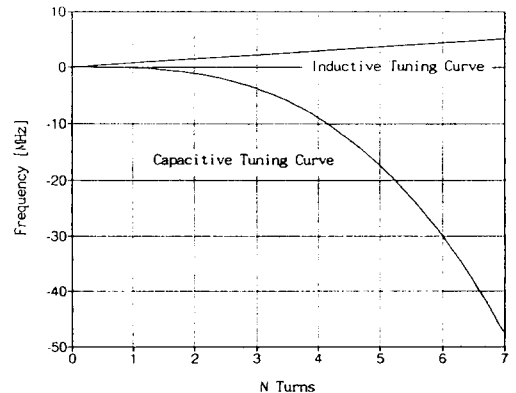


그림 8. 각 동조용 나사에 대한 실험치
Fig. 8. the experimental result for each tuning screws.

두 모드 A, B에 대해 45° 위치에 있는 결합용 나사 3에는 투과된 두 동조용 나사 1과 2에 유기된 인덕티브 성분과 캐패시턴스 성분의 최대치의 1/2이 유기된다. 즉 나사 3에 의한 모드 A의 동조 주파수는

똑같은 투과깊이를 갖는 나사 1과 나사 2로 인한 효과의 대수적 총합의 1/2을 취함으로써 얻어지며, 이때 나사 3에 의한 분리 주파수(splitting frequency)는 동일 투과깊이를 갖는 나사 1과 2의 주파수 이동의 합과 같으며, 이를 수식으로 나타내면 다음과 같다.

$$\Delta f_3 = A_1 h_3^3 + A_2 h_3 \tag{4-18}$$

한편, 모드 A와 모드 B로 인한 주파수 이동은 다음과 같다.

$$\Delta f_A = -A_1 h_1^3 + A_2 h_2 + \frac{1}{2}(-A_1 h_3^3 + A_2 h_3) \tag{4-19}$$

$$\Delta f_B = -A_1 h_2^3 + A_2 h_1 + \frac{1}{2}(-A_1 h_3^3 + A_2 h_3) \tag{4-20}$$

본 논문에서 설계 제작한 필터는 동조용 나사의 직경(d)이 2.5 mm, 결합용 나사 직경(d)이 3 mm였으며, 나사 1 회전당 0.32 mm 진행하는 나사를 사용했다. 분리주파수가 56 [MHz] 일때, A₁=41.5 [MHz], A₂=41.5 [MHz], 였으며, 이때, N₁=N₂=4.1 Turns 이었다.

3. 결합 아이리스 설계

1) 각 공동의 결합 아이리스설계

아이리스로 연결된 도파관 구조에서 공동 사이의 결합값은 Bethe의 미소산란이론에 따라 계산할 수 있다. [6] [7] 아이리스 길이가 l_s, 폭이 ω 일때, 아이리스의 자기분극 M과의 관계는 다음과 같으며,

$$M = \frac{\pi}{16} l_s \omega^2 \tag{4-21}$$

S. B. Cohn의 전해질 탱크에 의한 開口 파라메타 측정 [8] 에 따르면 아이리스 크기와 자기분극 M 사이의 관계는 (그림 9)과 같다.

한편, Bethe의 이론이 작은 크기의 결합용 아이리스에 대해 정확하게 예측되는 것과는 대조적으로 Cohn은 큰 결합구조에 대해서 교정계수 M을 사용하여 합을 증명했다. [7] [9]

첫째, 도파관에서 도미난트 모드(dominant mode)의 차단 파장을 λ_c라 했을때, 이 λ_c가 자유공간파장(λ₀) 이내의 크기일 경우 M에 대한 교정식은 식(4-22)와 같다.

$$M_{new} = \frac{M_{old}}{\left\{ 1 - \left(\frac{\lambda_c}{\lambda_0} \right)^2 \right\}} \tag{4-22}$$

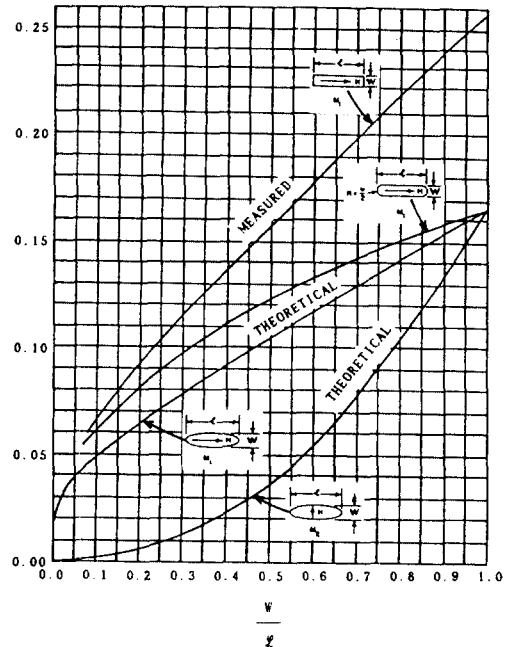


그림 9. 아이리스와 자기분극 M 사이의 관계
Fig. 9. relation between magnetic polarizability M and iris.

여기서,

λ_c : 차단파장(cutoff wavelength)

λ₀ : 자유공간파장(free-space wavelength)

두 번째, 아이리스 두께(t_s)가 t_s < 0.01 λ_c 인 관계를 가진다면, 다음 교정식을 취해야 한다.

$$M_{new} = \frac{M_{old}}{1 - \left(\frac{\lambda_c}{\lambda_0} \right)^2} 10^{-\alpha} \tag{4-23}$$

$$\alpha = \frac{2.73 \cdot t_s \cdot A}{\lambda_c} \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_c}{\lambda_0} \right)^2} \tag{4-24}$$

여기서,

A = 3

t_s : 아이리스 두께

본 논문의 경우 차단파장이 29.83 [mm] 로서, 이 값은 자유공간파장(λ₀ = 25mm) 이내이며, 아이리스의 두께(t_s)는 0.2 [mm] 이므로 M에 대한 교정식(4-22)를 적용하면 M = 4.525 × 10⁹ [H] 이다.

(식(4-21)과 식(4-22) 그리고 (그림 9)과의 관계에 의해 결합용 아이리스의 길이 및 폭을 구할 수 있

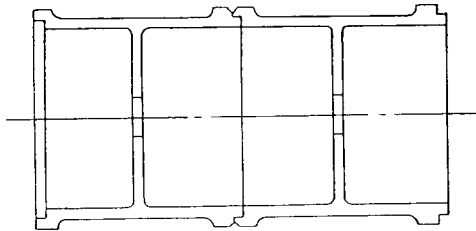
으며, 아이리스의 길이와 폭의 비를 0.4로 하였을때 각각의 결과값은 $l_s=5$ [mm] $w_s=2.0$ [mm] 였다.

V. 필터제작 및 실험

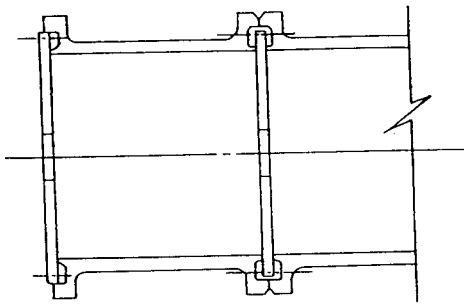
1. 이중모드필터 제작

본 논문에서 설계한 이중모드 도파관 필터는 중심 주파수 12 GHz, 통과대역폭 38 MHz를 갖도록 하였으며, 이때 반사손실은 -26 dB 이하가 되도록 설계하였다.

모드는 원형 도파관 필터에서 수학적 및 기하학적으로 직교인 이중 TE₁₁₁ 모드를 이용하였으며, 설계 결과 공동 개개의 길이는 23mm, 결합 아이리스의 두께는 0.5mm 였으며, 이중모드필터 특성에 맞도록 조립한 필터의 전체길이는 103.5mm 였다.



(a)



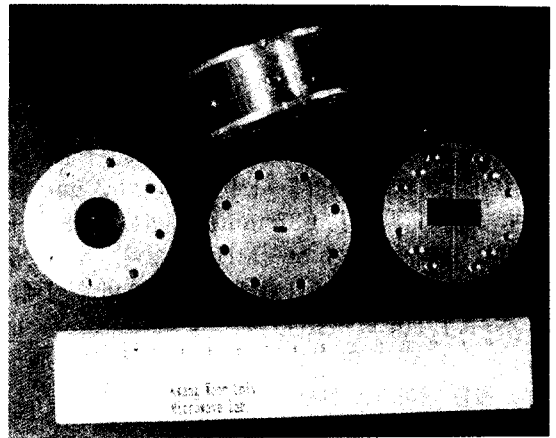
(b)

그림 10. 이중모드 도파관 공동 모델
(a) 기존의 모델 (b) 개선된 모델

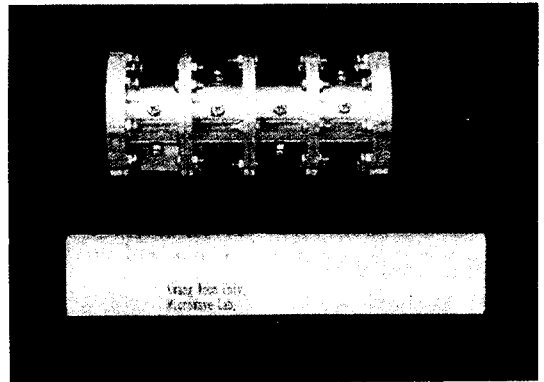
Fig. 10. model of the dual mode waveguide cavity.
(a) conventional model,
(b) improved model.

설계된 이중모드 도파관 필터는 본 논문에서 개선하여 제안한 Cylinder/Plate형으로 제작을 하였다. (그림 10)은 기존의 공동 제작에 사용된 모델과 본 논문에서 Cylinder/Plate 모델을 도시한 것이다. 기존의 모델이 제작상의 불편함과 정밀한 제작에 상당한 어려움이 따르는 반면, 본 논문에서 제안한 개선된 형태의 Cylinder/Plate 모델은 제작의 간편함과 정밀한 제작에 용이함은 물론 제작비용의 감소를 가져왔다.

(그림 11)는 본 논문에서 설계 제작한 이중모드 도파관 필터를 나타 낸다. 이중모드 도파관 필터의 제작은 열적인 안정성을 유지하기 위해 철과 니켈의 합금인 invar로 제작하였다.



(a)



(b)

그림 11. 제작된 이중모드 도파관 필터

(a) 분리된 이중모드 도파관 필터
(b) 조립된 이중모드 도파관 필터

Fig. 11. manufactured dual mode waveguide filter,
(a) seperated dual mode waveguide filter,
(b) assembled dual mode waveguide filter.

2. 이중모드필터의 온도실험

인공위성 중계기에 장착된 이중모드 필터는 우주의 열악한 환경에서도 충분히 그 성능을 유지하여야한다. 특히, 태양열 복사를 직접적으로 받을 경우 인공 위성 표면온도가 100℃이상 올라가게되고, 한편 그늘에 가려 있을 경우 -50℃ 이하로 내려가는 등의 온도변화가 심할 경우 온도에 따른 신뢰성을 갖는다는 것은 상당히 중요하다. 따라서 인공 위성에 장착되는 모든 부품들은 온도에 따라 얼마나 안정한지를 알아보는 실험을 해야한다.

본 논문에서 설계 제작한 이중모드 도파관 필터가 온도변화에 얼마나 안정한가를 실험하기 위한 실험장치는 (그림 12)과 같으며, 이중모드 도파관 필터의 온도실험을 위한 주기는 (그림 13)와 같다.

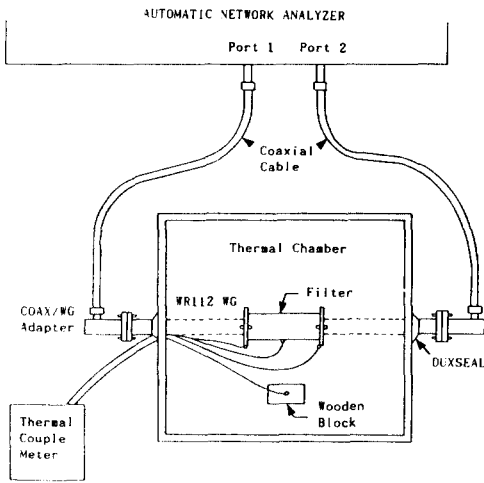


그림 12. 온도실험을 위한 실험 장치
Fig. 12. test setup for the operating thermal test.

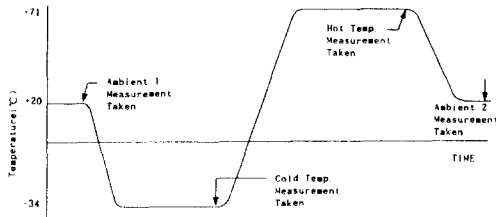


그림 13. 온도실험을 위한 실험 주기 그래프
Fig. 13. graph for the operating thermal cycle.

(그림 13)의 주기 동안 필터는 열적으로 안정된 상

태에 있어야 한다. 즉, 저온주기와 고온주기 동안 측정된 주파수와 상온에서 측정된 주파수와와의 차가 적을수록 신호의 변동이 적다는 것을 의미하며, 따라서 이러한 필터는 온도변화에 상관없이 신호를 원할히 여파시킬 수 있다.

(표 2)는 본 논문에서 제작한 필터의 열실험 데이터이다.

표 2 온도변화에 따른 필터특성
Table 2. Filter characteristic due to thermal variation.

Ambient 1	Cold Cycle	Δf_{cold}	Hot Cycle	Δf_{hot}	Ambient 2	Δf
12003.28	12004.80	-1.52	12002.22	-1.06	12003.37	+0.09
12003.04	12003.53	+0.49	12002.78	-0.26	12003.09	+0.05
12002.98	12004.07	-1.09	12002.44	-0.54	12003.11	+0.13
12003.12	12004.04	+0.92	12002.57	-0.55	12003.16	+0.04
12003.04	12004.14	+1.10	12002.37	-0.67	12003.07	+0.03
12003.08	12003.87	+0.79	12002.66	-0.42	12003.14	+0.06
12003.52	12005.16	-1.64	12002.44	-1.08	12003.52	0.00
12002.99	12003.76	+0.77	12002.71	-0.28	12003.37	+0.38

(표 2)에서 보듯이 저온주기 동안은 공동 부피감소로 인해 공동 공진주파수가 평균적으로 1.04MHz 증가하였으며, 고온주기 동안은 공동 부피가 증가함으로서 필터의 공진주파수가 0.61MHz 정도 낮아졌다. 즉, 온도실험동안 공동부피 증가 혹은 부피 감소는 극히 미미하며, 이로인한 주파수 변동도 극히 작은 상태이다. 따라서 본 논문에서 설계 제작한 이중모드 필터는 온도와 관계없이 성능면에서 상당히 안정된 상태를 유지함을 알 수 있다.

3. 이중모드필터의 진동실험

개선된 모델인 Cylinder/Plate 형으로 제작한 이중모드의 최종실험은 진동실험이다. 지구궤도상에 떠올려진 인공위성은 지구를 중심으로 자전과 공전을 동시에 하게되면서, 여러형태의 진동과 충격을 받게 된다. 이러한 진동과 충격은 인공위성의 성능을 떨어뜨리며, 인공위성 중계기 시스템의 일부가 느슨해져 제기능을 못하게 될것이다. 따라서 인공위성 중계기에 장착되는 이중모드필터는 최종적으로 우주궤도상에 있을지도 모르는 여러진동에 충분히 견디어야한다.

이중모드 필터의 진동실험은 다음과 같다. 우선 필터에 진동을 가하기전 Network Analyzer로 필터의 데이터를 측정한다. 그 다음 우주궤도상에서 있을지도 모르는 진동을 이중모드필터에 가한다. 그리고 나서 Network Analyzer로 다시 측정을 하여 두 데이터를 비교 하게 되는데 (표 3)은 이러한 결과를 나타낸다.

표 3. 이중모드필터 진동실험 데이터

Table 3. Vibration test data of the dual mode filter.

진동을 가하기 전 주파수	진동을 가한후 주파수	Δf
12003.37	12003.32	-0.05
12003.09	12003.83	+0.74
12003.11	12005.09	+1.98
12003.16	12002.94	-0.22
12003.07	12002.28	-0.79
12003.14	12006.32	+3.18
12003.53	11998.29	-5.24
12003.37	12003.95	+0.58

진동실험결과 진동을 가하기 전이나 진동을 가한후의 주파수 변화는 평균 0.023 MHz로 그리 큰 차이는 없으나 성능상의 감쇠를 나타내었다.

즉, 진동실험전에 귀환손실이 25.6 dB 였던것이 진동실험후 10.3 dB로 떨어졌다. 이러한 이유는 진동실험중 필터가 지나친 진동을 받아 동조용 나사 및 결합용 나사 그리고 각각의 공동들 결합하는데 쓰인 나사가 느슨해짐으로 인해 필터가 불균형하게 되었기 때문이다.

따라서 우주에서 있을지도 모르는 이러한 진동에 의해 필터의 성능이 떨어지게 된다면 커다란 손실이 아닐 수 없다. 이러한 진동에 충분히 견딜 수 있도록 하기위해서 필터는 반드시 레이저 용접을 해야하며 동조용 및 결합용 나사는 수지등으로 고정을 시켜야 한다.

4. 이중모드 도파관 필터 전달특성

(그림 14)와 (그림 15)은 본 논문에서 제작한 이중모드 도파관 필터에 대한 전달특성을 나타낸다.

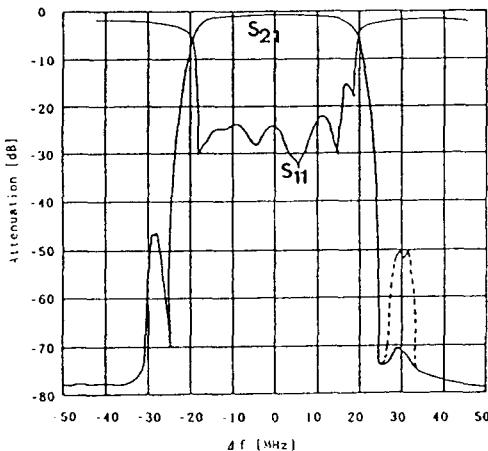


그림 14. 이중모드 도파관 필터의 전달응답

Fig. 14. transmission response of dual mode waveguide filter.

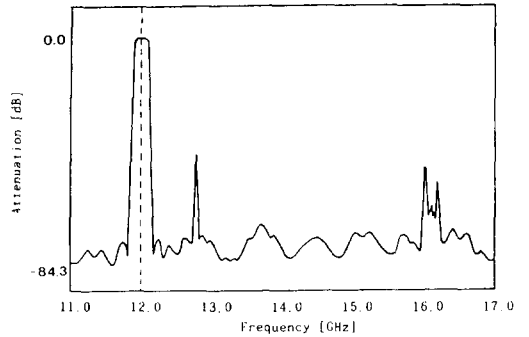


그림 15. 통과 대역 바깥의 전달응답

Fig. 15. out-of-band transmission response.

VI. 결론

본 논문은 인공위성 중계기에서 인접채널간의 상호결합으로 인한 신호감쇠를 최소한으로 줄이고, 통신 위성 중계기의 전송전력을 효율적으로 이용하기 위해 타원함수 응답을 갖는 이중모드 도파관 필터를 설계 제작하였다.

설계한 이중모드 도파관 필터는 원형도파관 WC688로 직렬연결하여 제작하였으며, 재질은 필터의 열적인 안정을 유지하기 위해 Invar로 제작하였다.

필터 제작공정의 간편화 및 제작비용의 절감을 위해 개선된 구조인 Cylinder/Plate 형으로 제작을 하였으며, 제작된 필터는 Pacific Measurements사의 모델번호 1038-N10 Network Analyzer로 온도실험과 진동실험을 하여 우주환경에서 필터성능의 적합성 여부를 테스트 하였다.

실험결과 제작된 이중모드 도파관 필터는 온도변화에 따른 이득과 주파수 변화는 거의 없었으나, 진동 실험에서는 귀환손실이 25.6 dB 에서 10.3 dB 정도로 감소하였는데, 이는 필터가 진동을 받는 동안 필터를 연결하고 있는 나사와 동조 및 결합용 나사가 풀렸기 때문이다. 따라서 우주궤도 환경하에서 있을 지도 모르는 진동에 충분히 견디도록 하기 위해서는 필터를 레이저 용접을 하거나 나사를 수지등으로 완전밀봉을 해야한다.

參考文獻

[1] G. L. Ragan, *Microwave Transmission Circuits*, vol. 9 (Rad. Lab. Series). New

- York:McGraw-Hill, 1948. pp.673-677.
- [2] Seymour B. Cohn, "Direct-Coupled-Resonator Filters," *Proc. IRE.* vol.45, pp.187-196, Feb.1957
- [3] H. A. Bethe, "Theory of diffraction by small holes," *Phys. Rev.*, vol.66, pp.163-182, Oct. 1944.
- [4] G. L. Matthaei, L. Young and E. M. T. Jones, *Microwave Filters, Impedance-Matching Networks, and Coupling Structures.* New-York:McGraw-Hill, 1964.
- [5] S. B. Cohn, "Determination of Aperture Parameters by Electrolytic-Tank Measurements," *Proc. IRE.* vol.39 pp. 1416-1421, Nov. 1951.
- [6] S. B. Cohn, "Microwave coupling by large apertures," *Proc. IRE,* vol. 40, pp. 696-699, June 1952.
- [7] A. E. Atia and A. E. Williams, "New types of waveguide bandpass filters for satellite transponders," *COMSAT Tech. rev.*, vol.1, pp. 21-43, Fall 1971.
- [8] A. E. Atia and A. E. Williams, "Narrow-Bandpass waveguide Filters," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-20, pp.258-265, Apr. 1972.
- [9] Herbert L. Thal, "Microwave Filter Loss Mechanisms and Effects," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-30, no.9 pp.1330-1334, Sep.1982.
- [10] Herbert L. Thal, "Cylindrical TE₀₁₁/TM₁₁₁ Mode Control by Cavity Shaping," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-27, no.12 pp. 982-986, Dec.1979.
- [11] Albert E. Williams, Ali E Atia, "Dual Mode Canonical Waveguide Filters," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-25, no.12 pp.1021-1026, Dec. 1977.
- [12] Harold A. Wheeler, "Coupling Holes Between Resonant Cavities or Waveguides Evaluated in Terms of Volume Ratios," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-12, pp.231-244, Mar. 1964.

著 者 紹 介



高永穆(正會員)

1967年 3月 10日生. 1991年 2月 광운대학교 전자공학과 학사. 1993年 2月 광운대학교 대학원 전자공학과 석사. 1993年 1月 ~ 1993年 8月 현재 대영전자공업주식회사 연구원. 주관심분야는 초고주파 회로설계, 위성통신 및 마이크로파 디지털 통신 등임



姜源俊(正會員)

1957年 7月 1日生. 1983年 2月 광운대학교 전자공학과 학사. 1987年 8月 광운대학교 대학원 전자공학과 석사. 1993年 2月 광운대학교 대학원 전자공학과 박사. 1990年 9月 ~ 1993年 7月 현재 광운대학교 전산교육원 전산기공학과 전임강사. 주관심분야는 초고주파 회로설계, 위성통신 및 마이크로파 디지털 통신 등임.

韓 洙 用(正會員) 第 29卷 B編 第 4號 參照

현재 마산전문대학 전자과 교수

金 椿 吉(正會員)

1941年 12月 27日生. 1965年 4月 한국항공대학교 전자공학과 학사. 1983年 9月 명지대학원 전자공학과 수료. 1988年 4月 ~ 1990年 4月 서독 Kassel대학 Electronics Dotorate Candidate. 1984年 1月 ~ 1989年 8月 한국과학기술대학 기술공학부 전임강사. 1989年 9月 ~ 1991年 4月 현재 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 전임강사. 주관심분야는 화합물 반도체, 레이더 및 마이크로웨이브 통신 등임.



朴 鍾 和(正會員)

1957年 12月17日生. 1988年 2月 광운대학교 산업대학원 전자공학과 석사. 1991年 8月 광운대학교 대학원 전자공학과 박사과정 입학. 1993年 광운대학교 대학원 전자공학과 박사과정. 현재 국원물산 기술이사. 주관심분야는 위성통신 및 마이크로파 디지털 통신 등임.

羅 克 煥(正會員) 第 28卷 A編 第 9號 參照

현재 광운대학교 전자공학과 교수