

Ku 대역 위성 중계기용 이중모드 협대역 채널 여파기 및 등화기에 관한 연구

정회원 이주섭*, 엄만석*, 강승택*, 박상준**, 엄인복*, 이성팔*

A Study on Narrow-Band Dual-Mode Channel Filter and Equalizer for Ku band Satellite Transponder

Juseop Lee*, Man Seok Uhm*, Sungtek Kahng*, Sang Jun Park**,
In-Bok Yom*, Seong-Pal Lee* *Regular Members*

요 약

본 논문에서는 Ku 대역 위성 중계기용 도파관형 협대역 채널 여파기를 설계, 제작하였으며 2단 반사형 등화기를 사용하여 대역 내에서의 군지연 및 진폭 변화를 최소화하였다. 주파수 선택도 규격을 만족시키기 위하여 채널 여파기는 8차 타원 응답형으로 설계하였으며 무게 및 부피 최소화를 위하여 여파기와 등화기 공히 원통형 공동의 TE₁₁₃ 모드의 수직, 수평 편파를 이용하는 이중모드 공진기로 설계하였다. 제작한 채널 여파기와 등화기는 위성 중계기에 적용 가능한 성능을 나타내었다.

ABSTRACT

In this paper, a narrow-band waveguide channel filter has been designed and realized for Ku band satellite transponder. Group-delay and amplitude variations of the channel filter have been minimized using a 2-pole reflection type equalizer. The channel filter has been designed to have the 8-pole elliptic response for high frequency selectivity. Dual-mode technique has been adopted for reducing mass and volume of the channel filter and equalizer. The channel filter and equalizer have shown good performance for satellite transponder.

1. 서론

기존의 통신위성 중계기의 멀티플렉서에 적용하는 여파기는 체비셰프 응답 혹은 Butterworth 응답형으로 설계하였다. 이러한 여파기는 중계기의 부피와 무게를 많이 차지하면서 주파수 선택도와 같은 전기적 특성이 좋지 않다. 그러나 1970년대 COMSAT에서 이중모드를 이용한 타원응답 여파기를 개발하면서 위성 중계기용 여파기의 전기적 특성 향상 및 소형화와 경량화가 가능하게 되었다^{[1][2][3]}. 이러한 장점으로 인하여 튜닝 나사가 없는 이중모드 여파기^{[4][5]}, 삼중 모드를 이용한 여파기^[6] 등의 여러 가지 형태의 다중모드 여파기가 개발되었으며 80년

대부터는 유전체 공진기를 삽입한 이중모드 여파기가 개발되면서 위성 중계기용 여파기는 더욱 소형화와 경량화가 이루어지게 되었다^[7].

디지털 데이터는 전송 채널의 군지연과 진폭 평탄도(Flatness)의 영향을 많이 받는다. 즉, 대역내 이득차로 인한 왜곡과 군지연 차로 인한 왜곡이 발생하는 경우 전송신호의 성능이 저하된다^[8]. 따라서 전송 채널의 군지연과 진폭의 평탄도를 향상시켜 이러한 왜곡을 최소화 하여야 한다.

본 논문에서는 Ku 대역 위성 중계기에 적용 가능한 도파관형 이중모드 채널 여파기를 설계, 제작하였다. 원통형 공동의 TE₁₁₃ 모드를 사용하였으며, 주파수 선택도를 향상시키기 위하여 8차 타원 응답형으로 설계하였다. 또한 2차 이중모드 반사형 군지

* 한국전자통신연구원 무선방송연구소 통신위성개발센터(ifsnow@etri.re.kr),
논문번호 : 020003-0104, 접수일자 : 2002년 1월 4일

** 텔웨이브 무선기술사업부

연 등화기를 설계, 제작하여 채널 여파기의 균지연 평탄도를 향상시켰으며 균지연 등화기의 손실을 이용하여 진폭 변화도 최소화하였다. 제작한 채널 여파기 및 등화기는 위성 중계기에 적합한 성능을 나타내었다.

II. 채널 여파기 설계

1. 채널 여파기 구조

그림 1은 채널 여파기와 등화기로 구성된 전송 채널의 구성도를 나타내고 있다. 여파기로 입력된 신호는 여파되어 Circulator에 의해 반사형 등화기로 입력되고 등화기에서 반사된 신호는 다시 Circulator에 의해 출력 포트에 나가게 된다.

표 1은 전송 채널의 주요 사양을 나타내고 있다. 전송 채널의 사양을 만족하기 위해서 채널 여파기는 In-Line 형태로 8차 이중모드 타원 응답형으로 설계하였으며 채널 여파기의 구조와 신호 흐름도를 그림 2에 나타내었다. 한 공동 내의 두개의 직교 모드를 이용하며 결합 나사에 의해 두 직교 모드간 결합이 이루어진다. 그림 2(b)에서 점선은 부성 결합을 나타낸다.

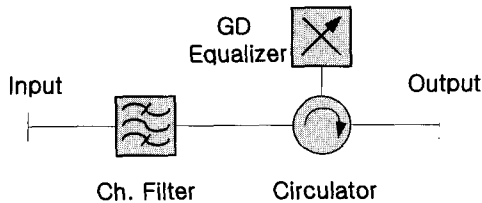


그림 1. 전송 채널 구성도

전송채널의 사양으로부터 여파기와 균지연 등화기의 사양을 추출할 수 있으며 여파기 사양으로부터 정규화 결합 행렬(Normalized Coupling Matrix) $[M]$ 과 종단 저항(Termination) R_{in} , R_{out} 을 계산하면 다음과 같다^{[1][2][3]}.

$$[M] = \begin{bmatrix} 0 & 0.903 & 0 & -0.196 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0.903 & 0 & 0.737 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0.737 & 0 & 0.523 & 0 & -0.005437 & 0 & 0 \\ -0.196 & 0 & 0.523 & 0 & 0.549 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0.549 & 0 & 0.523 & 0 & -0.196 \\ 0 & 0 & -0.005437 & 0 & 0.523 & 0 & 0.737 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0.737 & 0 & 0.903 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -0.196 & 0 & 0.903 & 0 \end{bmatrix}$$

$$R = R_{in} = R_{out} = 1.21 \quad (1)$$

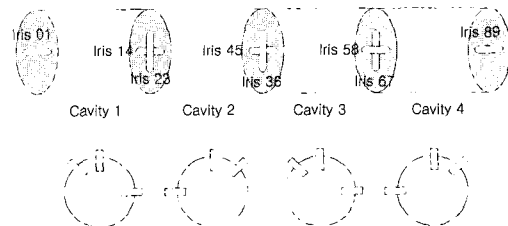
표 1. 전송채널의 주요사양

중심주파수(fc)	12.33 GHz
대역폭(BW)	36 MHz
삽입손실 @ fc	3.2 dB max.
반사손실 @ BW	13 dB min.
Rejection @ fc±22MHz	5dB min.
@ fc±40MHz	45dB min.
@ 11.7-12.0GHz	60dB min.
@ 14.0-14.7GHz	60dB min.
진폭 @ fc±12MHz	0.25 dBp-p
@ fc±14MHz	0.30 dBp-p
@ fc±16MHz	0.50 dBp-p
@ fc±18MHz	1.00 dBp-p
균지연 @ fc±6MHz	1.6 ns max.
@ fc±8MHz	2.5 ns max.
@ fc±10MHz	2.5 ns max.
@ fc±12MHz	3.0 ns max.
@ fc±14MHz	6.0 ns max.
@ fc±16MHz	17.5 ns max.
@ fc±18MHz	30.0 ns max.
입출력 포트	WR-75

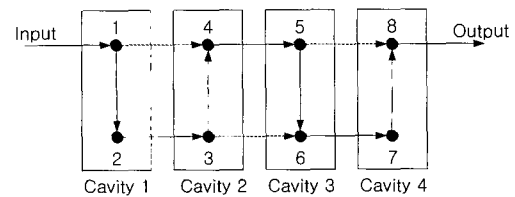
2. 슬롯(Slot) 설계

1) 입출력 결합 슬롯

공동간의 결합에 사용하는 슬롯의 경우 일반적으로 근사식을 이용하여 슬롯을 설계하여 제작한 후 슬롯의 측정을 통하여 원하는 결합량이 나오도록 트리밍(Trimming) 작업을 한다.



(a) 채널 여파기의 구조



(b) 채널 여파기의 신호 흐름도

그림 2. In-Line 형태의 8차 이중 모드 여파기

입출력 결합에 사용하는 -자형 슬롯의 경우, 식 (1)의 중단저항과 슬롯의 자기 분극율(Magnetic Polarizability)은 다음의 관계식을 가진다^[9].

$$q = \sqrt{\frac{abl_c^3(3r^2)R}{4\pi\lambda_0^2 s^2}} \quad (2)$$

여기서,

- a, b : 구형 도파관 내부 크기
- l_c : TE_{11s} 모드에 대한 원형 공동의 길이
 $= \frac{s}{2} \lambda_{gc}$
- λ_{gr} : 구형 도파관 내의 관내 파장
- λ_{gc} : 원형 공동 내의 관내 파장
- λ_0 : 자유 공간 내의 파장
- r : 원형 공동의 반경

입출력 결합에 사용하는 슬롯의 크기는 다음의 근사식을 사용하여 계산할 수 있다^[10].

$$q = l^3 \frac{0.187 + 0.052 \frac{w}{l} \left(1 - \frac{w}{l}\right)}{\ln\left(1 + 2.12 \frac{l}{w}\right)} \quad (3)$$

이 때, l 과 w 는 각각 슬롯의 길이와 폭을 나타낸다. 그러나 슬롯이 길고 유한한 두께를 가지는 경우 다음의 식을 이용하여 보정해 주어야 한다^[9].

$$q_{new} = \frac{q}{1 - \left(\frac{\lambda_l}{\lambda_0}\right)} 10^{-\left(\frac{2.7344}{\lambda_l}\right) \sqrt{1 - \frac{\lambda_l}{\lambda_0}}} \quad (4)$$

여기서

- λ_l : 공진 슬롯 길이(Resonance Slot Length)
- t : 슬롯 두께
- A : 실험 상수(=3)

식 (2), (3), (4)를 이용하여 슬롯의 길이와 폭을 근사적으로 계산할 수 있다. 그러나 식 (1)을 만족하는 정확한 슬롯의 크기는 측정에 의한 트리밍 작업을 통하여 얻을 수 있으며 그 방법은 다음과 같다. 한쪽면이 단락된 공동을 중심주파수에 동조시킨 후 반사계수의 Phase가 90°가 되는 대역폭 $\Delta f_{\pm 90^\circ}$ 를 측정한다. $\Delta f_{\pm 90^\circ}$ 와 중단저항의 관계는

$$\Delta f_{\pm 90^\circ} = R \cdot BW$$

이므로^[11], 위 식을 만족하는 $\Delta f_{\pm 90^\circ}$ 를 가지도록

입출력 결합슬롯의 크기를 몇 번의 측정을 통하여 결정한다.

2) 공동간 결합 슬롯

공동간 결합 슬롯의 자기 분극율과 정규화 결합 계수의 관계는 다음과 같다.

$$q = \frac{l_c^2(3r^2)}{\lambda_0^2} \cdot \frac{BW}{f_c} M \quad (6)$$

입출력 결합 슬롯의 경우와 마찬가지로 식 (3), (4)와 식 (6)을 이용하여 슬롯의 길이와 폭을 근사적으로 결정한 후 측정에 의한 트리밍 작업을 통하여 정확한 슬롯 크기를 결정한다. 두 개의 공동 사이에 측정하고자 하는 슬롯을 삽입하여 두 공동을 동조시킨 후 반사계수의 Phase를 측정함으로써 슬롯의 결합 계수를 알 수 있다. Phase가 180° 되는 대역폭 $\Delta f_{\pm 180^\circ}$ 와 결합 계수의 관계는 다음과 같다^[12].

$$\Delta f_{\pm 180^\circ} = M \cdot BW \quad (7)$$

모든 공동간 결합 슬롯(M23, M14, M45, M36, M67, M58)은 식 (7)을 이용하여 트리밍을 한다.

3. 공동 설계

일반적으로 공동의 반경은 스피리어스를 고려하여 결정하며, 공동의 길이가 설계에 있어서 중요한 요소가 된다. TE₁₁₃ 모드의 경우 공동의 길이는 $3\lambda_{gc}/2$ 가 되나 슬롯과 결합 나사에 의한 주파수 변화로 인하여 $3\lambda_{gc}/2$ 보다 짧아져야 한다. 이러한 공동의 길이 감소는 다음과 같이 주어진다^[9].

$$\left(\frac{\lambda_{gc}}{4\pi}\right) \tan^{-1}\left(\frac{2X}{Z_0}\right) \quad (8)$$

이 때, 정규화 리액턴스는 다음과 같다.

$$\frac{X}{Z_0} = \frac{4\pi q}{3r^2 \lambda_{gc}} \quad (9)$$

식 (8)과 (9)를 이용하여 각 모드의 공진 길이를 계산하면 동일한 공동 내에 존재하는 두 편파 모드의 공진 길이는 서로 다르다. 그러므로 공동의 길이는 짧은 편파 모드의 공진 길이로 선택한 후 상대적으로 긴 편파 모드의 공진 길이는 튜닝 나사를 삽입하여 공진 길이를 맞춰 동조시킨다.

Ⅲ. 균지연 등화기 설계

균지연 등화기는 설계된 채널 여파기의 균지연 변화를 최소화하기 위하여 사용한다. 본 논문에서는 2차 반사형 형태로 설계하였으며 채널 여파기에서와 마찬가지로 부피와 무게를 최소화하기 위하여 이중모드로 설계하였다.

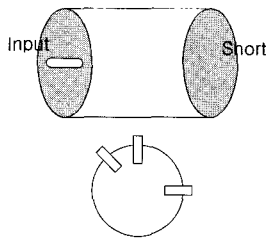


그림 3. 이중모드 등화기 구조

그림 3은 2차 이중모드 균지연 등화기의 구조를 나타내고 있다. 반사되어 나오는 균지연 특성을 고려하기 위해서 먼저 입력 임피던스를 구하면 다음과 같다^[12].

$$Z_{11} = j \frac{\lambda^2 - M_{12}^2}{\lambda} \quad (11)$$

여기서,

$$\lambda = \frac{1}{\Delta f} \left(\frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f} \right) \quad M_{12} = K_{12} \cdot \frac{2f_c}{3\pi \cdot BW}$$

등화기의 균지연 τ 는 입력 임피던스로부터 반사 계수 ρ 를 구한 후 다음 식을 이용하여 계산할 수 있다^[13].

$$\tau = -\frac{1}{2\pi} \frac{d}{df} (\arg(\rho)) \quad (12)$$

여기서

$$\rho = \frac{Z_{11} - R_a}{Z_{11} + R_a}$$

이다.

즉, 채널 여파기의 균지연 특성을 고려하여 평탄도를 향상시켜 대역내 사양을 만족시킬 수 있도록 R_a 와 K_{12} 를 선택한다. 이상적인 경우 공동의 도체 손실과 슬롯에서의 손실이 없으므로 반사형 균지연 등화기는 전반사 특성을 나타내어 여파기의 진폭에는 영향을 주지 않으나 도체 손실 및 슬롯에

서의 손실이 존재하므로 반사된 진폭은 대역 내에서 손실이 존재하게 된다. 이러한 손실을 이용하여 채널 여파기의 진폭 변화를 최소화시킨다. 즉, 균지연과 진폭 변화가 모두 사양을 만족하도록 R_a 와 K_{12} 를 선택한다. 본 논문의 채널 여파기의 균지연 및 진폭 변화를 최소화 시키기 위한 R_a 와 K_{12} 는 각각 1.1898과 0.0103이다.

채널 여파기에서와 마찬가지로 식 (2)를 이용하여 슬롯의 자기 분극율을 구함으로써 슬롯의 크기를 결정할 수 있다.

Ⅳ. 실험 및 측정 결과

채널 여파기와 등화기는 알루미늄 합금으로 제작한 후 손실을 최소화하기 위해서 내부에 은도금 처리를 하였다. 여파기와 등화기의 나사 튜닝은 여러 가지 방법이 있으나 본 논문에서는 Short-Circuit 튜닝 방법^[14]을 사용하여 튜닝하였다. 그림 4는 제작한 채널 여파기와 등화기를 나타내고 있다.

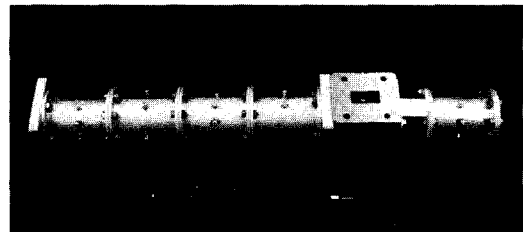
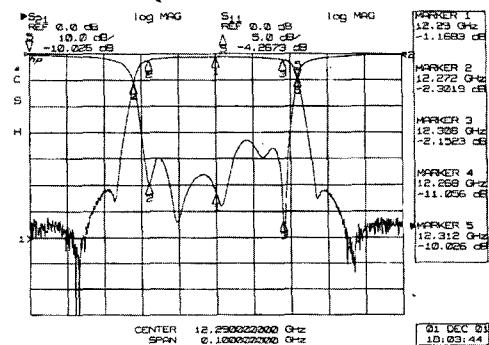
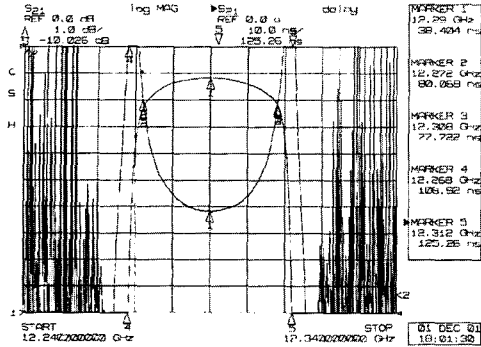


그림 4. 제작한 채널 여파기와 등화기

그림 5는 최종 튜닝 완료된 채널 여파기의 전달 특성, 반사손실 및 균지연 특성의 측정 결과를 나타내고 있다. 대역 내에서 최대 약 42ns의 균지연 특성과 1.14dB의 진폭 변화를 나타낸다. 등화기에 의한 균지연과 진폭의 등화가 필요한 것을 알 수 있다.



(a) S21 및 S11 측정 결과



(b) Scaled S21 및 군지연 측정 결과

그림 5. 채널 여파기 측정 결과

그림 6은 채널 여파기의 군지연 및 진폭 변화 최소화를 위한 등화기의 튜닝 완료된 측정 결과를 나타내고 있다. 등화기는 Circulator와 함께 측정하였다.

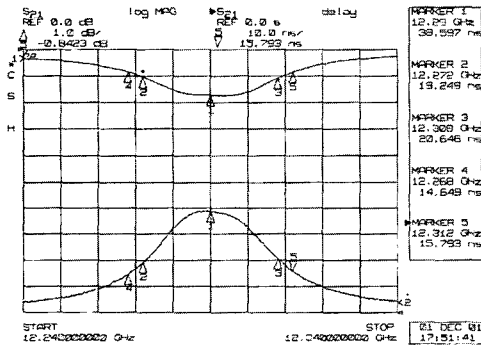
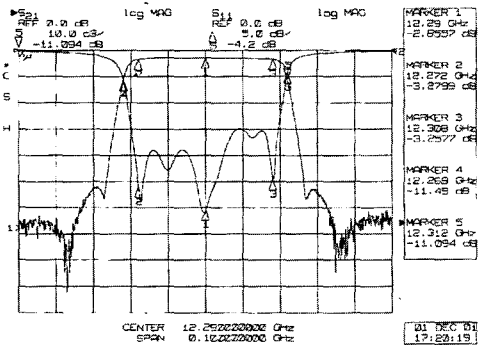
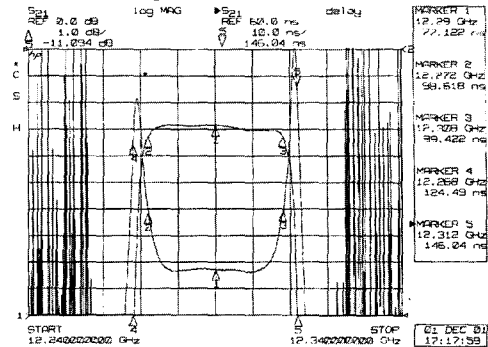


그림 6. 등화기 진폭 및 군지연 측정 결과

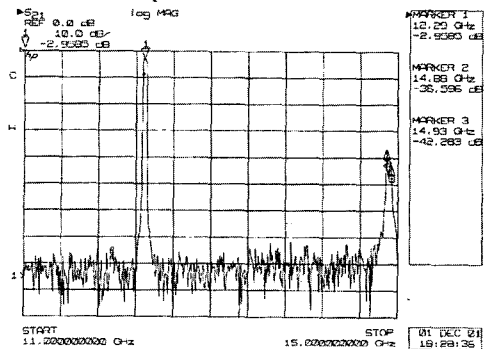
그림 7은 그림 1에서와 같이 채널 여파기와 등화기로 구성된 전송 채널의 특성을 나타내고 있다. 그림 5와 비교하여 군지연과 진폭의 평탄도가 향상되어 전송 채널의 대역 내 사양을 만족하는 것을 알 수 있다.



(a) S21 및 S11 측정 결과



(b) Scaled S21 및 군지연 측정 결과



(c) 저지대역 특성 측정 결과

그림 7. 전송 채널 측정 결과

표 2에 사양과 측정 결과를 비교하여 나타내었다.

표 2. 전송 채널 측정 결과

중심주파수(fc)	12.33 GHz	12.33 GHz
대역폭(BW)	36 MHz	36 MHz
삽입손실 @ fc	3.2 dB max.	2.86 dB
반사손실 @ BW	13 dB min.	15 dB
Rejection @ $fc \pm 22\text{MHz}$	5 dB min.	8.24 dB
@ $fc \pm 40\text{MHz}$	45 dB min.	> 50 dB
@ 11.7-12.0GHz	60 dB min.	> 60 dB
@ 14.0-14.7GHz	60 dB min.	> 60 dB
진폭 @ $fc \pm 12\text{MHz}$	0.25 dBp-p	0.20 dBp-p
@ $fc \pm 14\text{MHz}$	0.30 dBp-p	0.22 dBp-p
@ $fc \pm 16\text{MHz}$	0.50 dBp-p	0.23 dBp-p
@ $fc \pm 18\text{MHz}$	1.00 dBp-p	0.41 dBp-p
군지연 @ $fc \pm 6\text{MHz}$	1.6 ns max.	1.0 ns
@ $fc \pm 8\text{MHz}$	2.5 ns max.	0.7 ns
@ $fc \pm 10\text{MHz}$	2.5 ns max.	0.5 ns
@ $fc \pm 12\text{MHz}$	3.0 ns max.	1.0 ns
@ $fc \pm 14\text{MHz}$	6.0 ns max.	3.2 ns
@ $fc \pm 16\text{MHz}$	17.5 ns max.	9.4 ns
@ $fc \pm 18\text{MHz}$	30.0 ns max.	24.1 ns
입출력 포트	WR-75	WR-75

V. 결론

본 논문에서는 Ku 대역 위성 중계기용 채널 여파기 및 등화기를 설계, 제작하였다. 채널 여파기는 8차 이중모드 타원 응답형으로 설계하였으며 등화기를 이용하여 채널 여파기의 대역 내 군지연 및 진폭 변화를 최소화하였다. 등화기는 반사형 2차 이중모드로 설계하였다. 채널 여파기 및 등화기 측정 결과 위성 중계기에 적용 가능한 성능을 나타내었다.

참고 문헌

[1] A. E. Williams, "A four-cavity elliptic waveguide filter," *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, vol. 18, no. 12, pp. 1109-1114, Dec. 1970.

[2] A. E. Atia and A. E. Williams, "New types of waveguide bandpass filters for satellite transponders," *COMSAT Technical Review*, vol. 1, no. 1, pp. 21-43, 1971.

[3] A. E. Atia and A. E. Williams, "Narrow-bandpass waveguide filters," *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, vol. 20, no. 4, pp. 258-265, April 1972.

[4] L. Accatino, G. Bertin and M. Mongiardo, "A four-pole dual mode elliptic filter realized in circular cavity without screws," *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, vol. 44, no. 12, pp. 2680-2687, Dec. 1996.

[5] K.-L. Wu, "An optimal circular-waveguide dual-mode filter without tuning screws," *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, vol. 47, no. 3, pp. 271-276, March 1999.

[6] W.-C. Tang and S. K. Chaudhuri, "A true elliptic-function filter using triple-mode degenerate cavities," *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, vol. 32, no. 11, pp. 1449-1454, Nov. 1984.

[7] S. J. Fiedziuszko, "Dual mode dielectric resonator loaded cavity filters," *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, vol. 30, no. 9, pp. 1311-1316, Sept. 1982.

[8] 김영완, 박동철, "Ka 대역 초고속 위성통신 시스템에 대한 군지연 및 비선형 특성의 영향," *한국전자과학회논문지*, 제12권, 제4호, pp. 600-610, 2001년 6월.

[9] G. L. Matthaei, L. Young, and E. M. T. Jones, *Microwave Filters, Impedance Matching Networks and Coupling Structures*, Norwood, Massachusetts: Artech House, 1985.

[10] N. A. McDonald, "Simple approximations for the longitudinal magnetic polarizabilities of some small apertures," *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 36, No. 7, pp. 1141-1144, July 1988.

[11] R. S. Kwok and J.-F. Liang, "Characterization of high-Q resonators for microwave-filter applications," *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, Vol. MTT-47, No. 1, pp. 111-114, Jan. 1999.

[12] A. E. Atia and A. E. Williams, "Measurements of intercavity couplings," *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 47, No. 1, Jan. 1999. Vol. MTT-48. No. 6, pp. 519-522. Jun. 1975.

[13] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, Addison-Wesley, 1993.

[14] M. H. Chen, "Singly terminated pseudo-elliptic function filter," *COMSAT Technical Review*, vol. 7, no. 2, pp. 527-541, 1977.

이 주 섭(Juseop Lee)

정회원



1997년 2월 : 고려대학교 전파공학
학과(공학사)
1999년 2월 : 고려대학교 전파공학
학과(공학석사)
1999년 3월~2001년 4월 : LG정
보통신(주) 주임연구원
2001년 5월~현재 : 한국전자통신
연구원 통신위성개발
센터 연구원

엄 만 석(Man Seok Uhm)

정회원



1987년 2월 : 중앙대학교 전자공
학과(공학사)

1989년 2월 : 중앙대학교 전자공
학과(공학석사)

1992년 8월~현재 : 한국전자통
신연구원 통신위성개발
센터 선임연구원

강 승 택(Sungtek Kahng)

정회원

한국통신학회 논문지 제23권 7호 참조

박 상 준(Sang Jun Park)

정회원



1996년 2월 : 조선대학교 정밀기
계공학과(공학사)

1997년 10월 ~ 현재 : 텔웨이브
무 선기술사업부 대리

염 인 복(In-Bok Yom)

정회원

1990년 2월 : 한양대학교 전자공학과(공학사)

1990년 2월~현재 : 한국전자통신연구원 통신위성RF
부품연구팀 팀장 선임연구원

1992년 9월~1995년 5월 : 무궁화위성 현장교육참
여(영국 Matra Marconi사)

이 성 팔(Seong-Pal Lee)

정회원

1978년 : 서울대학교 전기공학과(공학사)

1980년~현재 : 한국전자통신연구원 통신위성개발센
터 책임연구원

1986년 : Polytechnic Institute of New York 전기
전자공학과(공학석사)

1990년 : Polytechnic Institute of New York 전기
전자공학과(공학박사)