

# Ku 대역 위성 중계기용 입력 멀티플렉서에 관한 연구

## A Study on Input Multiplexer for Ku-Band Satellite Transponder

이주섭 · 엄만석 · 염인복 · 이성팔

Juseop Lee · Man Seok Uhm · In-Bok Yom · Seong Pal Lee

### 요 약

본 논문에서는 EQM(Engineering Qualification Model)급 Ku 대역 위성 중계기용 입력 멀티플렉서 설계 및 결과에 대하여 언급하였다. 각 채널은 Circulator Chain 구조를 이용하여 분리되었으며, 채널 대역내에서의 진폭 변화와 군지연 변화를 최소화 하기 위하여 각각의 채널은 채널필터 외부에 등화기를 사용하였다. 위성중계기의 무게와 부피를 최소화하기 위하여 채널필터와 등화기 모두 이중모드로 설계하였다. 채널별 주파수 선택도를 높이기 위하여 채널 필터는 8차 타원 응답형으로 설계하였으며, 등화기는 2차 반사형으로 설계하였다. 온도 변화에 따른 특성 변화를 최소화 하기 위하여 필터와 등화기의 공동(cavity), 슬롯, 튜닝나사는 INVAR36을 사용하여 제작하였다. 제작한 입력 멀티플렉서는 진동 시험, 열진공 시험, EMC 시험을 실시하였으며 시험결과 Ku 대역 위성 중계기에 적용 가능한 성능을 나타내었다.

### Abstract

This paper deals with the design and manufacturing technique of EQM(Engineering Qualification Model) of input multiplexer(IMUX) for the Ku-band satellite transponder. Channel dropping method by circulator chain structure is adopted for demultiplexing each channel. External equalizers are attached behind channel filters for reduction of group delay variation and amplitude variation simultaneously. Both channel filters and equalizers adopted dual-mode technique in design for mass and volume reduction. Channel filters are designed to have 8-pole elliptic response and equalizers to be of 2-pole reflection type. For good temperature stability characteristics, INVAR36 material is used for channel filters and external equalizers. Vibration test, Thermal Vacuum Test, and EMC test have been performed on input multiplexer and it is shown to be suitable for Ku-band satellite transponder.

Key words : Satellite Transponder, Input Multiplexer, Channel Filter, Equalizer

### I. 서 론

위성 통신에 있어서 주파수 자원의 효율적인 사용을 위하여 위성 중계기의 각 채널 간 가드 대역(guard band)이 좁아짐으로 인하여 채널 필터는 높은 주파수 선택도를 가져야 한다. 또한 위성 중계기

의 부품은 무게와 부피가 작아야 하므로 입력 멀티플렉서(Input Multiplexer, IMUX)와 출력 멀티플렉서(Output Multiplexer, OMUX)에 사용되는 채널 필터는 주로 이중모드 타원 응답형으로 설계한다<sup>[1][2]</sup>.

일반적으로 타원응답형 필터와 같이 높은 주파수 선택도를 갖는 필터는 대역 내에서의 군지연 변화

한국전자통신연구원 통신위성개발센터(Communications Satellite Development Center, Electronics and Telecommunications Research Institute(ETRI))

· 논문 번호 : 20021209-173

· 수정완료일자 : 2003년 2월 11일

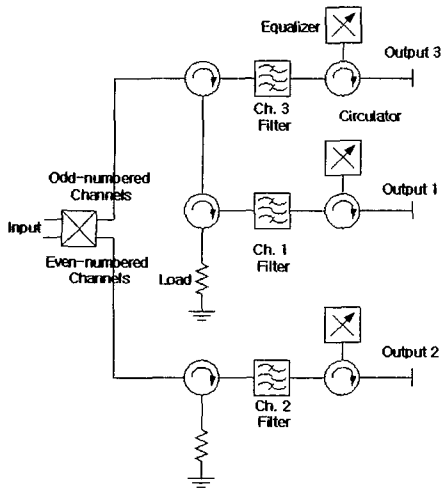


그림 1. 입력 멀티플렉서의 블록 구성도  
Fig. 1. Block diagram of the input multiplexer.

표 1. 입력 멀티플렉서의 주요 사양

Table. 1. Design target for the input multiplexer.

중심주파수(Fc)	Ch. 1 : 12.29 GHz Ch. 2 : 12.33 GHz Ch. 3 : 12.37 GHz
대역폭(BW)	36 MHz
삽입손실 (From hybrid output to channel output)	Ch. 1 : 5.2 dB @ Fc Ch. 2 : 4.8 dB @ Fc Ch. 3 : 4.8 dB @ Fc
Rejection	5 dB (fc±22 MHz) 45 dB (fc±40 MHz)
진폭	0.25 dB (fc±12 MHz) 0.30 dB (fc±14 MHz) 0.50 dB (fc±16 MHz) 1.00 dB (fc±18 MHz)
군지연	1.6 ns (fc± 6 MHz) 2.5 ns (fc± 8 MHz) 2.5 ns (fc±10 MHz) 3.0 ns (fc±12 MHz) 6.0 ns (fc±14 MHz) 17.5 ns (fc±16 MHz) 30.0 ns (fc±18 MHz)

가 크다. 디지털 데이터 전송에 있어서 전송 채널의 군지연과 진폭 차이로 인한 왜곡이 발생하는 경우 전송신호의 성능이 저하된다. 따라서 전송 채널의 군지연과 진폭의 평탄도를 향상시켜 이러한 왜곡을 최소화 하여야 한다. 이러한 문제점은 채널 필터 외부에 등화기<sup>[3],[4]</sup>를 사용하거나 self-equalization 설계 기법<sup>[5]</sup>을 사용함으로써 해결될 수 있다.

본 논문에서는 EQM급 Ku 대역 위성 중계기용 입력 멀티플렉서의 설계 및 제작에 관하여 설명하였다. Circulator Chain을 이용한 채널 dropping 방식을 사용하여 각 채널을 분리하였으며, 각 채널에 등화기를 사용하여 채널 필터의 군지연 변화와 진폭 변화를 동시에 감소시켰다. 위성 중계기의 온도 변화조건을 만족시키기 위하여 채널 필터와 등화기의 공동(cavity), 슬롯, 튜닝나사는 열팽창 계수(Coefficient of thermal expansion, CTE)가 작은 INVAR36 재질을 사용하여 제작하였다. 진동 시험, 열진공 시험, EMC 시험을 실시하여 발사환경 및 우주환경에서의 성능을 검토하였다. 설계, 제작한 입력 멀티플렉서는 Ku 대역 위성중계기에 적용 가능한 성능을 나타내었다.

## II. 입력 멀티플렉서 설계

그림 1은 Circulator Chain 구조의 Ku 대역 입력 멀티플렉서의 블록 구성도를 나타내고 있다. Circulator Chain 구조를 이용하여 각 채널을 분리하기 때문에 각 채널은 불연속적(non-contiguous)으로 위치하여야 한다. 각 채널은 채널 필터와 군지연 및 진폭 변화를 등화시켜 주는 등화기로 구성한다. 즉, 필터로 입력된 신호는 여파되어 Circulator로 인하여 반사형 등화기로 입력되고 등화기에서 반사된 신호는 다시 Circulator에 의해 출력 포트에 나가게 된다. 입력 멀티플렉서를 설계하기 위한 주요 사양을 표 1에 나타내었다.

### 2.1 채널 필터 설계

그림 1의 입력 멀티플렉서와 같이 Circulator Chain 방식을 이용하여 각 채널을 분리하는 경우 각 채널은 서로 독립적이기 때문에 일반적인 필터 형태인 이중 종단 필터(doubly terminated filter)를 사용한다. 그림 2와 같이 이중종단 회로망의 전달 함수(transfer function)는 일반적으로 식 (1)과 같이 분모와 분자의 다항식으로 표현할 수 있다.

$$t(s) = S_{21}(s) = \frac{1}{\epsilon} \frac{P(s)}{E(s)} \quad (1)$$

이 때,  $s = j\omega$  이며, 이중 종단 회로망이  $n$ 차 필터

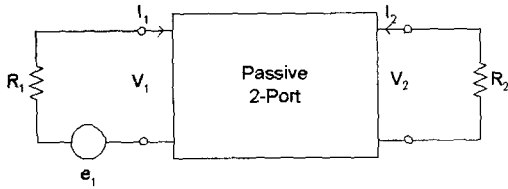


그림 2. 이중 종단 회로망(network)  
Fig. 2. Doubly terminated network.

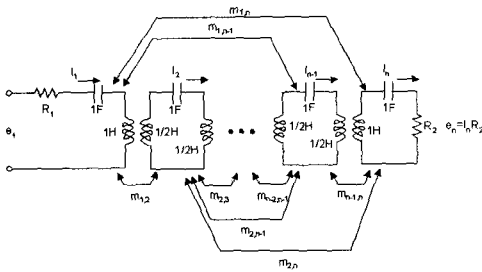


그림 3. Lumped 소자로 이루어진 동조된 필터 회로  
Fig. 3. Lumped circuit representation for the synchronously tuned filter.

인 경우,  $E(s)$ 는  $n$ 차의 Hurwitz 다항식이며,  $P(s)$ 는 짝수차 다항식(even polynomial)이다.

$n$ 차의 동조된 lumped 소자로 이루어진 필터의 회로는 그림 3과 같이 나타낼 수 있다<sup>1)</sup>. 그림 3의 lumped 소자 회로망으로부터 전류-전압의 관계를 나타내는 회로망 특성 방정식을 얻을 수 있으며, 이 특성 방정식은 다음과 같이 간단한 행렬 방정식으로 나타낼 수 있다<sup>6)</sup>.

$$[\omega U - jR + M][I] = [A][I] = -j[e] \quad (2)$$

여기서,  $[U]$ 는  $n \times n$ 의 identity 행렬이며,  $[M]$ 은  $n \times n$ 의 상호 결합계수 행렬, 그리고  $R$ 은 (1, 1)과 (n, n) 요소만 있는  $n \times n$  행렬로써 다음과 같이 주어진다.

$$[R] = \begin{bmatrix} R_1 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & R_2 \end{bmatrix} \quad (3)$$

이 때,  $R_1, R_2$ 는 그림 3의 입출력 저항값이다. 식 (2)로부터 벡터 전류  $[I]$ 를 구하면 다음과 같다.

$$[I] = -j[A^{-1}][e] \quad (4)$$

Ku 대역 위성 중계기용 입력 멀티플렉서에 관한 연구

벡터 전류  $[I]$ 로부터 전체 회로망의  $S_{21}$ 과  $S_{11}$ 을 구하면 다음과 같다.

$$S_{21} = -2j\sqrt{R_1 R_2} [A^{-1}]_{n1} \quad (5-a)$$

$$S_{11} = 1 + 2jR_1 [A^{-1}]_{11} \quad (5-b)$$

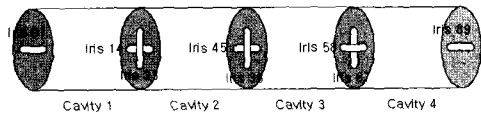
식 (1)과 식 (5-a)는 동일해야 하므로 다음의 결과를 얻을 수 있다.

$$\det[A] = E(s) \quad (6-a)$$

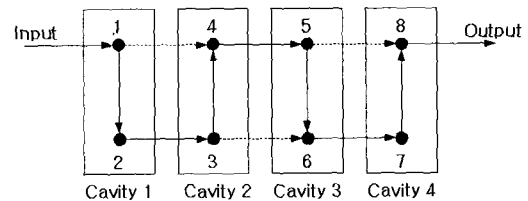
$$2\sqrt{R_1 R_2} \varepsilon \cdot [adj[A]]_{n1} = P(s) \quad (6-b)$$

따라서, 필터 구조에 따른  $[M]$ 의 형태를 결정된 후, 식 (6)을 이용하면 필터의 회로망 파라미터인  $[M]$ 과  $R_1, R_2$ 를 구할 수 있다.

입력 멀티플렉서의 사양을 만족시키기 위하여 각 채널 필터는 In-Line 구조의 8차 타원 응답형으로 설계하였다. 무게와 부피를 줄이기 위하여 원통형 공동 내 TE<sub>113</sub> 모드의 수직, 수평 편파를 모두 이용하는 이중모드로 설계하였다. 채널 필터의 구조와 신호 흐름도(signal flow)를 그림 4에 나타내었다. 신호 흐름도에서 직선은 순차결합을 나타내며, 점선은 교차결합을 나타낸다. 앞에서 언급하였듯이, 필터의



(a) 채널 필터의 구조  
(a) Channel filter structure



(b) 채널 필터의 신호 흐름도  
(b) Signal flow of channel filter

그림 4. In-Line 형태의 8차 이중모드 필터  
Fig. 4. 8-pole in-line type dual-mode filter.

구조에 따른 결합행렬  $[M]$ 의 형태를 결정한 후 식 (6)을 이용하면 필터의 회로망 파라미터인 결합행렬과 입출력 저항  $R_1, R_2$ 는 다음과 같이 구할 수 있다.

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

$$R_1 = R_2 = 1.21.$$

(7)

참고문헌 [4]에서 언급하였듯이 각 슬롯(slot)의 크기는 회로망 파라미터와 McDonald의 근사식<sup>[7]</sup>을 이용하여 계산할 수 있으나 회로망 파라미터에 부합하는 정확한 슬롯은 측정을 통한 반복적인 트리밍 작업을 통하여 얻을 수 있다<sup>[8],[9]</sup>. 공동의 반경은 스푸리어스(spurious)를 고려하여 결정하며 공동의 길이는 TE<sub>113</sub> 모드의 경우  $3\lambda_{gc}/2$ 가 되나 슬롯과 결합 나사에 의한 주파수 변화로 인하여  $3\lambda_{gc}/2$ 보다 짧아져야 한다. 즉, 공진 모드  $i$ 에 대한 공동의 길이는 다음과 같이 주어진다<sup>[10]</sup>.

$$L_i = \frac{3\lambda_{gc}}{2} - \sum_j \left( \frac{\lambda_{gc}}{4\pi} \right) \tan^{-1} \left( \frac{2X_{ij}}{Z_0} \right) \quad (8)$$

이 때,  $\lambda_{gc}$ 는 원통형 공동 내의 관내 파장이며  $X_{ij}/Z_0$ 는 공진 모드  $i$ 와 연관된 결합(coupling)의 정규화 리액턴스이다. 식 (8)을 이용하여 각 모드의 공진기 길이를 계산하면 동일한 공동 내에 존재하는 두 편파 모드의 공진 길이는 서로 다르다. 따라서 공동의 길이는 짧은 편파 모드의 공진 길이로 선택한 후 상대적으로 긴 편파 모드의 공진 길이는 튜닝 나사를 삽입하여 공진 길이를 맞춰 동조시킨다<sup>[4]</sup>.

### 2-2 등화기 설계

등화기는 채널 필터의 군지연과 진폭 변화를 동시에 최소화하기 위하여 사용한다. 채널 필터의 군지연 및 진폭 변화 검토결과 등화기는 2차 반사형으로 등화기를 설계하였으며 등화기의 구조는 그림 5에 나타내었다. 등화기의 무게와 부피를 최소화하기

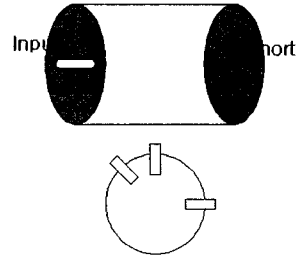


그림 5. 이중모드 등화기 구조

Fig. 5. Structure of the dual-mode equalizer.

위하여 채널 필터와 마찬가지로 이중모드로 설계하였다. 그림 5와 같은 구조의 등화기의 군지연은 다음과 같이 주어진다.

$$\tau = -\frac{1}{2\pi} \frac{d}{df} (\arg(\rho)) \quad (9)$$

이 때, 반사 계수  $\rho$ 는 다음의 식을 이용하여 구할 수 있다<sup>[9]</sup>.

$$\rho = \frac{Z_{11} - R_a}{Z_{11} + R_a} \quad (10)$$

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

여기서,  $\lambda$ 는 다음과 같이 주어진다.

$$\lambda = \frac{f_0}{BW} \left( \frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f} \right) \quad (12)$$

이상적인 경우 등화기의 진폭은 전반사가 되어 채널 필터의 진폭을 등화시킬 수 없으나 실제로 공동의 무부하 Q값(unloaded Q)이 유한한 값을 가져 손실이 발생하기 때문에 이를 이용하여 채널 필터의 진폭 변화도 동시에 등화시킬 수 있다<sup>[11]</sup>. 따라서, 채널 필터의 대역 내 군지연과 진폭을 동시에 등화시킬 수 있도록 다음과 같이 등화기의 설계 파라미터인  $R_a$ 와  $M_{12}$ 를 결정하였다.

$$R_a = 1.1898 \quad (13)$$

$$M_{12} = 0.6928$$

### III. 제작 및 측정결과

그림 6은 제작한 Ku 대역 위성 중계기용 입력 밀

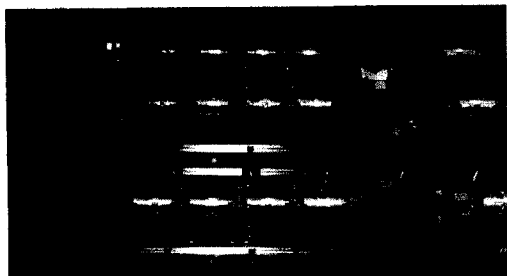


그림 6. 제작한 Ku 대역 위성 중계기용 입력 멀티플렉서  
 Fig. 6. Photograph of the input multiplexer for Ku-band satellite transponder.

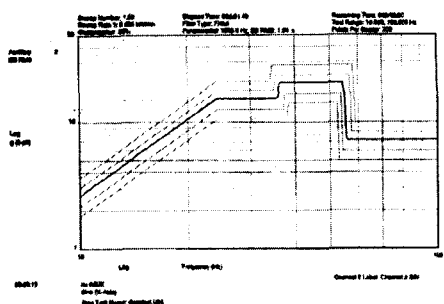
티플렉서를 나타내고 있다. 채널 필터와 등화기의 공동, 슬롯, 튜닝 나사는 온도팽창 계수가 작은 INVAR36(CTE=1.6×10<sup>-6</sup>/°C)을 사용하여 제작하였다. 또한 도체 손실을 최소화하기 위하여 내부에 온도

금 처리를 하였다. 온도 변화량 ΔT에 따른 주파수 변화량 Δf는 다음의 관계를 가진다.

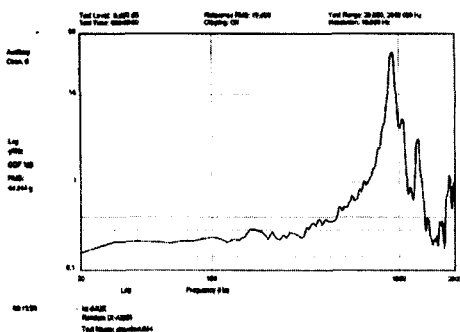
$$\Delta f = f_0 \times CTE \times \Delta T \quad (14)$$

따라서 INVAR36으로 제작한 필터와 등화기의 경우 약 0.02 MHz/°C의 주파수 변화를 예상할 수 있다. 이러한 온도 변화에 따른 주파수 변화를 고려하여 필터의 설계 대역폭을 결정하여야 한다.

채널 필터와 등화기의 공동에 튜닝 나사용 boss 처리를 하여 진동 시험에 견디도록 설계하였으며, 추가적으로 튜닝 나사는 너트와 본드처리로 고정시켰다. EMC 문제를 해결하기리하였다. 즉, 접합부위 면적을 최소화 위하여 공동의 flange는 부분은 pressure lip으로 처리하여 공동간 접합이 잘 되도록 처리하였으며, 또한, 모든 접합부위는 silver loaded epoxy를 사용하여 신호가 새는 것을 방지하였다. Venting hole은 RF 신호의 leakage가 최소가 되도록

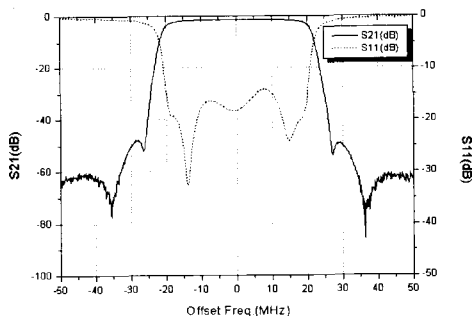


(a) 사인진동 시험 측정 결과  
 (a) Measured result of sine vibration test

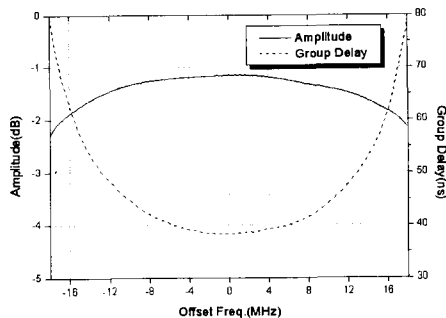


(b) 랜덤진동 시험 측정 결과  
 (b) Measured result of random vibration test

그림 7. 입력 멀티플렉서 진동 시험 측정 결과  
 Fig. 7. Vibration test result of the input multiplexer.



(a) 채널 필터의 S<sub>21</sub>(dB) 및 S<sub>11</sub>(dB)  
 (b) S<sub>21</sub>(dB) and S<sub>11</sub>(dB) of the channel filter



(b) 채널 필터의 대역내 진폭 및 군지연 특성  
 (b) In-band amplitude and group-delay characteristic of the channel filter

그림 8. 채널 필터의 측정 결과  
 Fig. 8. Measured results of the channel filter.

각 채널별 두 개로 설계하였다.

그림 7은 사인진동 및 랜덤진동 시험의 프로파일을 나타내고 있다. 시험 결과 100 Hz 이하에서 공진이 발생하지 않는 것을 알 수 있다.

그림 8은 채널 필터(채널 1)의  $S_{21}$ (dB),  $S_{11}$ (dB) 및 군지연 특성을 나타내고 있다. 채널 필터의 중심주파수에서의 삽입 손실은 약 1.2 dB이며, 대역 내에서의 진폭 변화와 군지연 변화가 커서 등화기에 의한 등화가 필요한 것을 알 수 있다.

그림 9는 채널 필터의 군지연 및 진폭 변화를 최소화하기 위한 등화기의 측정 결과를 나타내고 있다. 등화기는 등화기에 신호를 인가시키는 Circulator와 함께 측정하였다. 등화기 설계 과정에서 언급하였듯이 이상적인 경우 반사형 등화기에서는 손실이 발생하지 않아 대역내에서의 진폭 변화가 없지만 실제적으로 등화기에서 도체 손실이 발생하기

때문에 이를 이용하여 채널 필터의 군지연과 진폭 변화를 동시에 등화시키도록 튜닝한 결과를 그림 9에서 나타내고 있다. 등화기의 튜닝 결과 중심 주파수에서의 삽입 손실은 약 1.7 dB를 나타내었다.

그림 10은 입력 멀티플렉서의 각 채널별 전달 특성을 나타내고 있다. 각 채널은 Circulator Chain 구조에서 불연속적으로 위치하고 있기 때문에 각 채널 특성이 독립적이다. 각 채널의 삽입 손실은 약 3.2~3.3 dB로써 협대역 부품인 채널 필터와 등화기를 제외한 광대역 부품의 삽입 손실은 약 0.1 dB이다.

그림 11은 채널 1의 온도변화에 따른 주파수 변화를 나타내고 있다. 예상 주파수 변화량과 거의 동일한 주파수 변화를 나타내었다. 또한 등화기에 의해서 대역 내에서의 진폭 및 군지연 변화가 동시에 등화된 것을 알 수 있다.

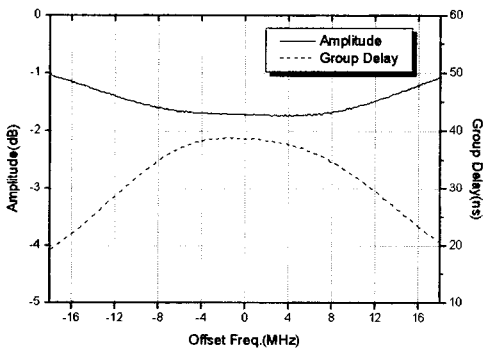


그림 9. 등화기의 측정 결과  
Fig. 9. Measured results of the external equalizer.

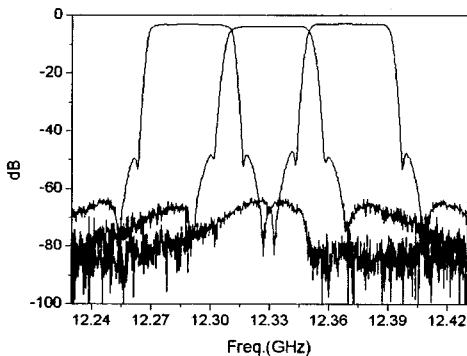
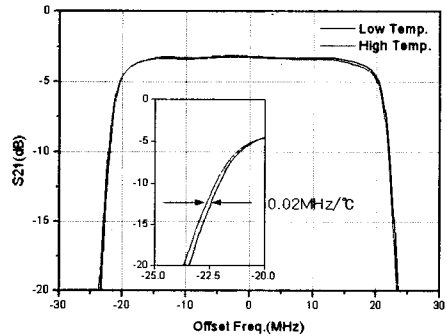
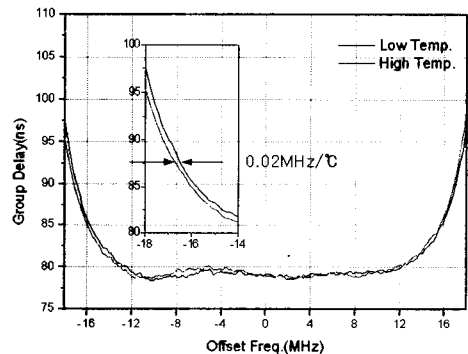


그림 10. 입력 멀티플렉서의 전달 특성 측정 결과  
Fig. 10. Transmission response of the input multiplexer.



(a)  $S_{21}$  측정 결과  
(a) Measured result of  $S_{21}$



(b) 군지연 측정 결과  
(b) Measured result of group delay

그림 11. 입력 멀티플렉서 채널 1 측정 결과  
Fig. 11. Measured result of the input multiplexer (Ch. 1).

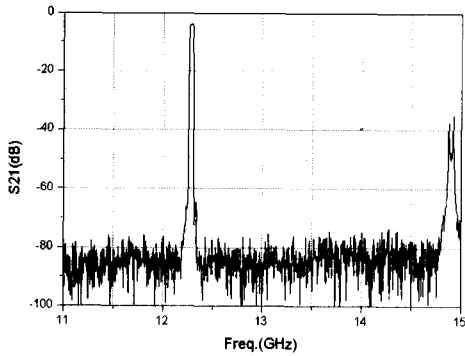


그림 12. 입력 멀티플렉서 채널 1 스퓨리어스 측정 결과  
 Fig. 12. Spurios response of input multiplexer (Ch. 1).

그림 12는 채널 1의 스퓨리어스 특성을 나타내고 있다. 공진기의 반경 결정 시 위성중계기의 수신 대역(14~14.5 GHz)에서 스퓨리어스가 발생하지 않도록 결정하였다. 다른 채널의 특성 또한 채널 1의 특성과 동일하므로 채널 1의 특성만 나타내었다.

그림 13은 EMC 시험 결과를 나타내고 있다. Radiated emission 시험의 경우 입력 멀티플렉서의 입력 전력 10 dBm에 대하여 radiated field가 약 60 dBuV/m이며, radiated susceptibility 시험의 경우 외부의 10 V/m radiated field에 대하여 출력 신호가 존재하지 않음을 알 수 있다.

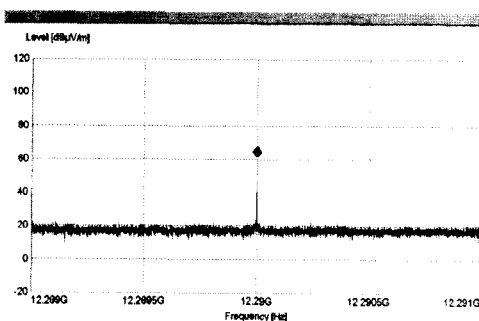
#### IV. 결 론

본 논문에서는 EQM급 Ku 대역 위성 중계기용 입

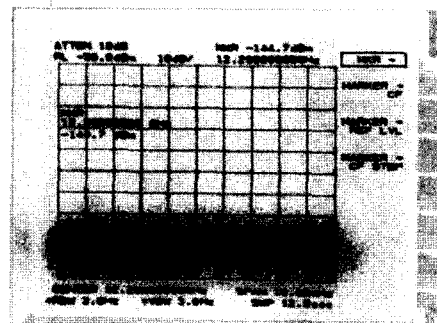
력 멀티플렉서의 설계 및 제작에 관하여 언급하였다. 각 채널 필터의 진폭 변화와 군지연 변화를 최소화하기 위하여 채널 필터 외부에 등화기를 사용하였다. 채널 필터는 주파수 선택도를 높이기 위하여 8차 타원 응답형으로 설계하였으며 등화기는 2차 반사형으로 설계하였다. 위성 중계기의 무게와 부피를 줄이기 위하여 채널 필터와 등화기 모두 공진기의 수직, 수평 편파를 이용하는 이중 모드로 설계하였다. 채널 필터와 공진기는 온도팽창 계수가 작은 INVAR36을 사용하여 제작하였다. 진동 시험, 열진공 시험, EMC 시험을 통하여 방사환경 및 우주 환경에서의 성능을 검토하였다. 검토 결과 제작한 입력 멀티플렉서는 Ku 대역 위성 중계기에 적용 가능한 성능을 나타내었다.

#### 참 고 문 헌

- [1] A. E. Williams, "A four-cavity elliptic waveguide filter", *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, vol. 18, no. 12, pp. 1109-1114, Dec. 1970.
- [2] A. E. Atia, A. E. Williams, "New types of waveguide bandpass filters for satellite transponder", *COMSAT Technical Review*, vol. 1, no. 1, pp. 21-43, 1971.
- [3] J. Lee, S. Kahng, M. S. Uhm, D. S. Roh, I. B. Yom and S. P. Lee, "Externally equalized dual-mode narrow-band filters for Ku & Ka band satellite application", *Proc. of The 4th Topical*



(a) Radiated emission 시험 측정 결과  
 (a) Radiated emission test result



(b) Radiated susceptibility 시험 측정 결과  
 (b) Radiated susceptibility test result

그림 13. 입력 멀티플렉서 EMC 시험 측정 결과  
 Fig. 13. EMC test result of input multiplexer.

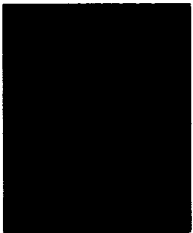
*Symposium on Millimeter Waves(TSMMW 2002)*, pp. 99-102, 2002.

- [4] 이주섭, 엄만석, 강승택, 박상준, 염인복, 이성 팔, "Ku 대역 위성 중계기용 이중모드 협대역 채널 여파기 및 등화기에 관한 연구", 한국통신학회논문지, 27(4B), pp. 372-378, 2002년 4월.
- [5] R. J. Cameron, J. D. Rhodes, "Asymmetric realizations for dual-mode bandpass filters", *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, vol. 29, no. 1, pp. 51-58, Jan. 1981.
- [6] S. Amari, "Synthesis of Cross-coupled resonator filters using an analytical Gradient-based optimization technique", *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, vol. 48, no. 9, pp. 1559-1564, Sept. 2000.
- [7] N. A. McDonald, "Simple approximations for the longitudinal magnetic polarizabilities of some small apertures", *IEEE Trans. Microwave*

*Theory and Tech.*, vol. 36, no. 7, pp. 1141-1144, July 1988.

- [8] R. S. Kwok, J. F. Liang, "Characterization of high-Q resonators for microwave-filter applications", *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, vol. 47, no. 1, pp. 111-114, Jan. 1999.
- [9] A. E. Atia, A. E. Williams, "Measurements of intercavity couplings", *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, vol. 23, no. 6, pp. 519-522, June 1975.
- [10] G. L. Matthaei, L. Young and E. M. T. Jones, *Microwave Filters, Impedance Matching Networks and Coupling Structures*, Norwood, Massachusetts, Artech House, 1985.
- [11] R. D. Wanselow, "Direct-coupled waveguide resonator equalizer networks", *Journal of The Franklin Institute*, vol. 292, no. 3, pp. 179-192, Sept. 1971.

## 이 주 섭



1997년 2월: 고려대학교 전파공학과 (공학사)  
 1999년 2월: 고려대학교 전파공학과 (공학석사)  
 1999년 3월~2001년 4월: LG정보통신(주) 주임연구원  
 2001년 5월~현재: 한국전자통신연구원 통신위성개발센터 연구원

## 염 인 복

1990년 2월: 한양대학교 전자공학과 (공학사)  
 1992년 9월~1995년 5월: 무궁화위성 현장교육 참여(영국 Matra Marconi사)  
 1990년 2월~현재: 한국전자통신연구원 통신위성RF부품연구팀 팀장 선임연구원

## 엄 만 석



1987년 2월: 중앙대학교 전자공학과 (공학사)  
 1989년 2월: 중앙대학교 전자공학과 (공학석사)  
 1992년 8월~현재: 한국전자통신연구원 통신위성개발센터 선임연구원

## 이 성 팔

1978년: 서울대학교 전기공학과 (공학사)  
 1986년: Polytechnic Institute of New York 전기전자공학과 (공학석사)  
 1990년: Polytechnic Institute of New York 전기전자공학과 (공학박사)  
 1980년~현재: 한국전자통신연구원 통신위성개발센터 책임연구원