

# X-대역 원통형 도파관 캐비티 필터의 고전력 핸들링 능력 연구

## A Study on High-Power Handling Capability of X-Band Circular Waveguide Cavity Filter

이선익 · 김중표 · 임원규 · 김상구 · 이필용\* · 장진백

Sun-Ik Lee · Joong-Pyo Kim · Won-Gyu Lim · Sang-Goo Kim · Pil-Yong Lee\* · Jin-Baek Jang

### 요 약

본 논문에서는 임의의 정지궤도 위성의 고출력증폭기(120 W급) 후단에 구성되는 X-대역 원통형 도파관 캐비티 필터의 고전력 핸들링 능력을 연구하고, 그 결과를 제시하였다. 필터의 차수는 6차로 정하였고, 공진기 크기를 원형통 캐비티 모드 차트로부터 도출한 후, 필터의 물리적인 기본 형상을 설계하였다. 이차 전자모델(SEM)인 전자수 진화 시뮬레이션 방법과 전압배율인자(VMF) 방법을 이 필터에 적용하여 멀티팩터(multipactor) 마진을 분석하고 비교하였다. 이 결과, VMF 방법이 전자수 진화 시뮬레이션 방법보다 더 낮은 멀티팩터 임계값을 제공하는 것으로 나타났다. VMF 방법으로 얻은 멀티팩터 분석 마진 값을 유럽표준(ECSS)에서 정하는 기준 마진(단일 캐리어의 경우 8 dB)과 비교하여 실제 시험이 필요하다고 판단하였고, 유럽우주기구(ESA) 시설에서 수행된 시험에서 540 W까지 RF 신호를 입력하였을 때 멀티팩터가 발생하지 않음을 확인하였다. 따라서 분석과 시험을 통하여 X-대역 원통형 도파관 캐비티 필터는 정지궤도에서 운용에 필요한 충분한 고전력 취급 능력이 있음을 보였다.

### Abstract

In this paper, we presented the result of the study on high-power handling capability of the X-band circular waveguide cavity filter configured at the output of high power amplifier(120 W) for geostationary satellites. The dual mode circular waveguide cavity filter with 6th order is selected and the physical model of the filter is designed after determination of the size of resonator from mode chart. Multipactor margin analysis is performed by the SEM method and the VMF method. The result shows that the VMF method predicts lower multipactor breakdown thresholds than the SEM method. Evaluating the multipactor margin obtained by the VMF method to ECSS criteria, we could decide to perform multipactor test. The multipactor test conducted in ESA facility shows that multipactor did not occur even until the RF power increased up to 540 W. In consequence, by both analysis and test, we could verify that the X-band circular waveguide cavity filter has the sufficient high-power handling capability to operate on orbit.

Key words: Circular Waveguide Cavity Filter, Multipactor, Voltage Magnification Factor, Secondary Electrons Model

### I. 서 론

두 금속이 인접하는 구조를 갖는 전송 선로에 고출력 RF 신호가 인가될 때 전송선로에 이를 다룰 수 있는 능력

「이 연구는 정지궤도복합위성 개발사업과 위성필터들의 국제공동연구(COACH)의 일환으로 연구되었음.」

한국항공우주연구원(Korea Aerospace Research Institute)

\*필라스(PILAS)

· Manuscript received August 25, 2016 ; Revised October 5, 2016 ; Accepted January 18, 2017. (ID No. 20160825-093)

· Corresponding Author: Sun-Ik Lee (e-mail: leesunik@kari.re.kr)

이 부족하면 멀티팩터(multipactor) 또는 코로나 현상이 발생할 수 있다. 멀티팩터는 고진공 상태에서 RF 신호가 인입되어 강한 전자계가 형성되면 두 금속 사이를 전하들이 이동하는 현상으로 가속된 전자가 금속면에 충돌하면 2차 전자가 생성되고, 심하면 많은 전자들이 튀어나와 금속면에 충돌하여 일어나는 RF 방전현상이다. 멀티팩터 현상이 발생하면 전자 플라즈마가 형성되고, 잡음이 늘어나며, 표면온도가 증가하여 RF 성능을 감소시키고, 심지어는 부품을 손상시킨다<sup>[1]</sup>. 코로나 현상은 저진공 상태에서 발생하는데, 마찬가지로 RF 성능을 감소시키고, 부품을 손상시키지만, 위성발사 시 전원인가 시점을 조절(천이케도 또는 목표케도 도달 시 전원인가)함으로써 발생 자체를 억제할 수 있다. 그러나 멀티팩터 현상은 주로 대부분이 운용 궤도에서 발생하기 때문에 설계단계 또는 제작 후에 고전력 능력을 검증할 필요가 있다<sup>[2]</sup>. 따라서 본 연구에서는 정지궤도위성의 RF 통신망에 구성되는 원통형 도파관 캐비티 필터의 고전력 취급 능력을 알아본다. 이를 위하여 멀티팩터 임계값 분석을 수행하고, 실제 시험한 결과와 비교하였다.

멀티팩터 분석 방법에는 평행판 이론에 의한 방법<sup>[3]</sup>, 전압배율인자(VMF)를 이용한 방법<sup>[4]~[8]</sup>, 이차전자모델(SEM)에 의한 방법<sup>[9],[10]</sup>이 있다. 평행판 이론에 의한 방법은 인접하는 금속을 단순히 평행판으로 가정하여 계산하는 반면에, VMF와 SEM 방법은 전자장 해석 시뮬레이션을 하여 얻는 방법이다. 즉, VMF 방법은 필터에 임의의 전력을 입력하고, 입력단과 critical gap에 걸리는 전압비를 구하며 critical gap의 재질에 따른 임계전압을 이용하여 멀티팩터가 발생하는 최대전력을 예측하는 방법이다. 이에 반하여 SEM 방법은 주어진 전력 조건에서 필터내부의 전자장 분포와 전자의 궤적을 계산하고, 이차로 방출된 전자들의 수를 알아내는 전자수 진화 시뮬레이션 방법이다. SEM 방법은 최근에 유럽우주기구(ESA)의 주관하에 상업용 툴로 개발되었다<sup>[10]</sup>.

본 논문에서는 100 W급 원통형 도파관 캐비티 필터의 고전력 취급 능력을 알아보기 위하여 SEM 방법과 VMF 방법을 적용하여 멀티팩터 마진을 분석하고, 도출된 결과를 비교하였다. SEM 방법으로 분석하기 위해서는 필터의

전자기적 시뮬레이션을 위한 구조 모델이 필요한데, 상업용 툴인 FEST3D에서 제공되는 합성법을 이용하여 이중 모드 캐비티 필터를 설계하고, 필터의 응답 특성을 얻었으며 다른 설계 툴(예, CST)을 통하여 필터 응답의 건전성을 확인하였다. 이에 따라 본 논문에서는 결합계수 또는 결합행렬을 이용한 고전적이고 이론적인 설계는 고려하지 않아도 되었고, 실제 제작에서는 튜닝을 통하여 성능을 최적화하는 방법으로 요구 사항을 만족하도록 개발하였다. VMF 방법을 적용하기 위해서는 시뮬레이션을 위한 모델이 필요한데, 본 논문에서는 CST에서 구현한 이중 모드 캐비티 필터의 기하학적 구조 모델을 사용하여 시뮬레이션을 하고, 이 결과를 VMF 계산에 활용하였다. 그리고 멀티팩터 분석 결과를 토대로 실제 시험 진행 여부를 판단한 기준을 제시하고, 이후 ESA 시설에서 이루어진 시험내용과 결과를 제시하였다. 그리하여 멀티팩터에 대한 분석과 시험을 통하여 확인된 X-대역 원통형 도파관 캐비티 필터의 고전력 취급 능력을 토의하고, 결론을 기술하였다.

## II. X-대역 원통형 도파관 캐비티 필터 설계

연구 대상인 필터가 속한 정지궤도위성의 통신 시스템 구성은 그림 1과 같다. 이 통신 시스템은 위성의 탑재체들에서 수집된 관측 자료를 지상으로 내리는 채널(download channel)과 재가공한 데이터를 위성을 통하여 중계하는 채널(relay channel)로 구성된다. 진행파관 고출력증폭기(TWTA) 후단과 X대역 송신 안테나 사이에는 출력 필터들이 위치하고, 이 출력 필터들은 대역통과 필터에 저역

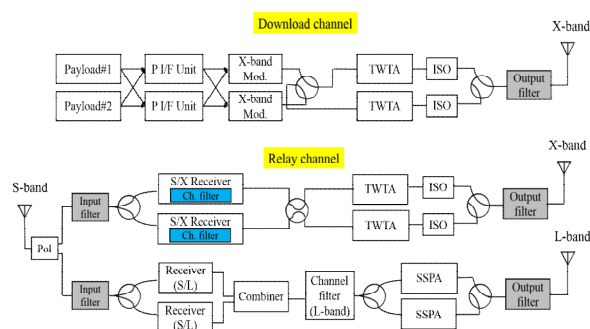


그림 1. 임의의 정지궤도위성 통신망 블록도  
Fig.1. Block diagram of an geostationary communication network.

통과 필터가 결합된 형태로 사용된다. 그림 1에서 X-대역에서는 대역통과 필터로서 원통형 도파관 캐비티 필터를, 저역통과 필터로서 waffle iron type 필터를 선정하였다. 참고로 저역통과 필터는 원거리 주파수 대역(15~16 GHz, 22~24 GHz, 31~32 GHz)의 신호들을 억제시키는 역할을 한다. 본 논문에서는 download channel의 출력단에 위치하게 될 X-대역 원통형 도파관 캐비티 필터를 다루며, 이 필터의 중심주파수는 8.3 GHz이고, 대역폭은 약 62.2 MHz로 설정하였다.

X-대역 원통형 도파관 캐비티 필터에 요구되는 인접 대역 억제 마스크(rejection mask)는 그림 2와 같이 형성된다. Rejection mask 결정을 위하여 동일궤도에서 co-location 하는 2개의 download channel(중심주파수: 8.3 GHz, 8.2 GHz)과 그림 1의 중계채널에서 TWTA가 운용되는 채널(중심주파수: 8.07 GHz, 대역폭: 25 MHz)들이 고려되었다. 이 필터 마스크를 만족하는 응답특성( $S_{21}$ ) 곡선을 마스크 안에 나타내었는데, 이 곡선에는 물리적인 형상이나 커플링이 고려되지 않았기 때문에 전달영점은 나타나지 않는다.

인접 대역 억제 조건과 함께 X-대역 원통형 도파관 캐비티 필터에 요구되는 삽입손실은 중심 주파수에서 0.6 dB 이하, 대역폭 내에서 삽입손실변동(insertion loss variation)은 0.6 dBpp 이하이다.

## 2-1 공진기 크기 결정

원통형 도파관 캐비티 필터를 설계하기 위해서는 캐비

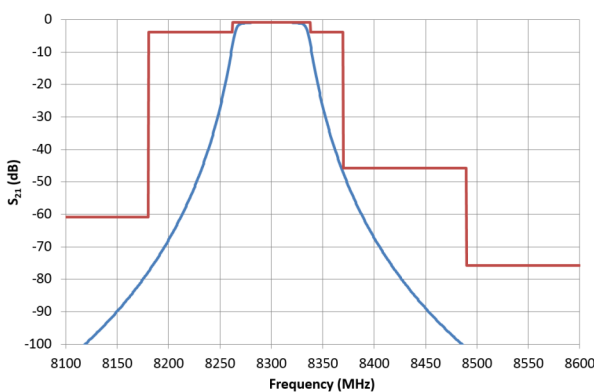


그림 2. Download channel의 인접 대역 억제 마스크  
Fig. 2. Near band rejection mask for download channel.

티(공진기)의 크기를 정하는 것이 필요하다. 임의의 캐비티 크기에 대하여  $TE_{nml}$ ,  $TM_{nml}$  모드에 대한 공진 주파수와 모드 차트는 참고문헌 [11]을 참고할 수 있다. 이 필터의 지름( $D$ )과 길이( $L$ )는 주파수 및 운용 모드를 정한 후, 그림 3의 원통형 캐비티 모드 차트(mode chart)를 이용하여 결정하였다. 이 모드 차트는 국제공동 연구과정에서 수집된 자료이다.

원통형 캐비티의 기본 모드(dominant mode)는  $TE_{111}$ ,  $TM_{010}$ 인데<sup>[11]</sup>, TE 모드의 경우,  $TE_{111}$ ,  $TE_{113}$ ,  $TE_{115}$ , ...  $TE_{11x}$ 와 같이 세 번째 첨자가 홀수인 모드들의 전계는 캐비티 중앙에서 강한 것으로 알려져 있다. 그리고 세 번째 첨자( $x$ )가 클수록 캐비티 길이가 커지고,  $Q$ (Quality Factor)값은 증가하고, 삽입손실은 감소하는 경향이 있다. 이들 모드 중에서 운용할 모드를 선택하는 것이 필요한데, 캐비티들이 여러 개 결합될 때의 전체적인 크기와 필터 구현 후, 인접 모드에서 발생하는 불요파(spurious)를 고려하여  $TE_{113}$  모드를 공진 모드로 선정하였다. 그림 3에서와 같이  $TE_{113}$  모드에서 인접 모드들이 상대적으로 멀리 떨어져 있는 임의의 점을 선택하고, Y축에 해당하는  $(f \cdot D)^2$  값을 읽을 수 있고, 중심 주파수와 해당 파장을 고려하여 X축과 Y축의 관계식으로부터 캐비티 크기( $D$ ,  $L$ )를 결정할 수 있다. 여기서는  $TE_{113}$  모드를 나타내는 직선 위에서 선택한 임의의 점의 Y축 값은 167이고, 이에 따라 얻어진 캐

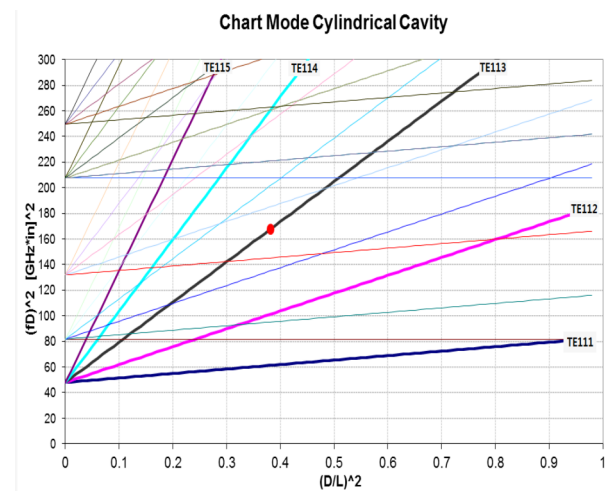


그림 3. 원통형 캐비티의 모드 차트  
Fig. 3. Mode chart for cylindrical cavity.

비터 크기  $D$ 와  $L$  값은 각각 39.55 mm, 64.15 mm이다.

## 2-2 필터의 형상 설계 및 전기적 성능

필터의 차수(filter order)와 이중 모드에 따른 캐비티 개수를 정하는 것이 필요한데, 차수는 필터의 인접 대역 차단 마스크 조건(그림 2)을 고려하여 6차로 정하고, 캐비티는 3개로 구성하였다. 선정된 필터 구조는 인라인 구조(top wall cascaded inline filter)<sup>[12]</sup>로서 첫 번째와 마지막 캐비티에 도파관 접속 포트가 있고, 도파관 접속 포트와 캐비티들이 일직선상에 있다. 한편, 정규(canonical) 필터 구조에 대해서는 참고문헌 [13]을 참고할 수 있다. FEST3D에서 제공되는 합성법을 이용하여 구성한 이중 모드 원형 도파관 캐비티 필터의 기본 토폴로지를 그림 4에 나타내었다.

입출력 도파관은 WR112를 적용하고, 입력부와 출력부의 긴 아이리스 슬롯들은 일자형으로 구성하고, 캐비티들 간에는 십자형태의 슬롯을 두었으며, 각 캐비티들의 중앙에 튜닝 스크류들을 3개씩 배치하였다. 일반적으로 스크류는 캐비티에서 전기장이 최대인 지점에 위치시키는데,  $TE_{113}$  모드와 같이 세 번째 침자가 홀수인 모드의 경우, 스크류들은 캐비티 가운데 위치하게 된다. 가운데에 비스듬이 배치되는 사선 방향의 스크류를 커플링 스크류라고 부르는데, 이것은 캐비티안에 한 개로 겹쳐져 있던 두 개의 공진 모드를 직교 모드로 분리시켜서 이중 모드가 구현되도록 한다. 커플링 스크류 주변에 위치하는 튜닝 스크류 2개는 필터 응답 특성을 튜닝하는데 사용된다. 첫 번째 캐비티와 세 번째 캐비티에서의 스크류들 배치는 같게 하고, 가운데 캐비티의 스크류들은 그림 4에서와 같이 첫 번째 캐비티와 어긋나게 배치하였다. 캐비티들의

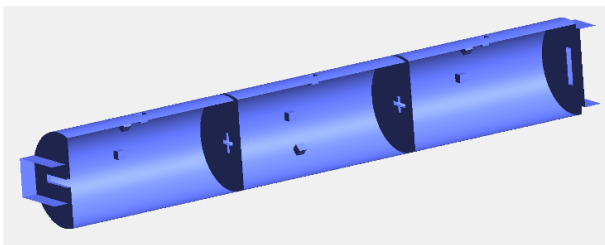
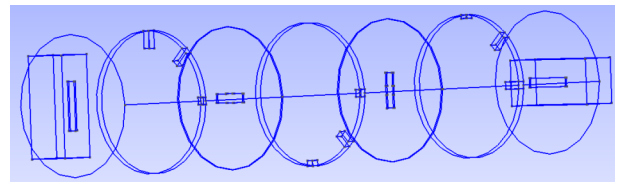


그림 4. X-대역 원통형 도파관 캐비티 필터의 토폴로지  
Fig. 4. Topology of X-band circular waveguide cavity filter.

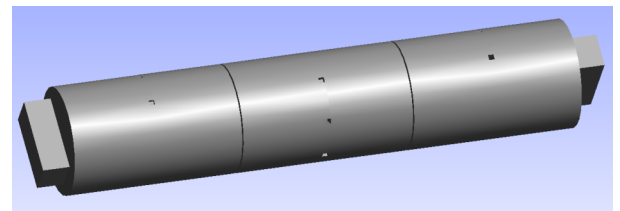
지름과 길이는 2~1절에서 구한 값을 기준으로 삼았고, 입출력단의 일자형 슬롯의 폭은 2.5 mm, 십자형 슬롯의 폭과 길이는 각각 2.5 mm와 2.6 mm, 슬롯의 두께는 모두 0.5 mm로 설정하였다. 일자형 슬롯들의 길이는 FEST3D를 실행시켜 도출된 값으로 정하고, 변화가 필요할 경우에는 조정하였다. 이와 같은 방법으로 설계된 필터의 형상을 그림 5에 나타내었다.

그림 5(a)의 가운데 두 개의 슬롯들은 그림 4의 토폴로지에 따라 십자 형태로 설계되었는데, 십자성분의 슬롯의 길이가 2.6 mm로 매우 작기 때문에 그림에서는 십자형태가 선명하게 나타나지는 않는다. 십자성분의 슬롯 길이를 조절하면 전달영점의 주파수와 레벨을 조절할 수 있는데, 2.6 mm로 설정한 이유는 길이를 더 이상 증가시키지 않아도 필터 응답 특성이 요구 사항을 만족하기 때문이다.

반사계수( $S_{11}$ )의 개선을 위하여 그림 5의 구조에서 입력단 슬롯과 첫 번째 캐비티 오른쪽의 일자슬롯의 길이를 모두 13.7400 mm에서 13.6226 mm로 조절하여 그림 6과 같은 전기적 성능을 얻었다. 이들 일자슬롯의 길이를 조절하여 반사 특성을 살펴보면 소수 네 개 자리 단위까지 민감한 특성을 보이는 것으로 나타났다. 제작 후 정밀한 튜닝을 통한 성능 최적화가 가능하므로 더 이상의 튜닝을 적용하지는 않았다.



(a) 표면을 제외한 기하학적 모델  
(a) Geometrical model not representing surface



(b) 필터의 외부 구조  
(b) External structure of the filter

그림 5. 합성법으로 설계된 필터의 형상  
Fig. 5. Geometrical model of the filter.

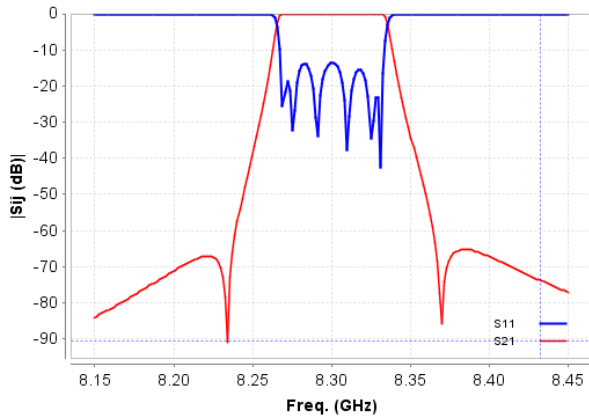


그림 6. FEST3D에서 설계된 필터의 전기적 성능

Fig. 6. Electrical performance of the filter designed using FEST3D.

### Ⅲ. 멀티팩터 분석 및 시험

#### 3-1 전자수 진화 시뮬레이션(SEM)에 의한 해석

이 방법에 의한 자세한 이론은 참고문헌 [10]을 참조할 수 있다. 이 이론에 따라 전자수 진화 시뮬레이션에 필요한 파라미터로서, 이차 전자 방출계수값은 필터 내부에 은 도금을 고려하여 2.22, 초기 전자수는 500개, 초기 전력은 500 W로 설정하였다. 주파수 측면에서는 대역을 고려하여 8.27 GHz, 8.30 GHz, 8.33 GHz에 대하여 분석하였다. 300,000 W 이하의 전력에 대하여 임계값을 얻었고, 그 이상의 경우는 편의상 미발생(NB: No Breakdown)으로 간주하였다. 각각의 주파수에서 멀티팩터가 발생하는 경우의 시간에 따른 전자수 시뮬레이션 결과를 표 1과 그림 7에 나타내었다. 중심 주파수(8.30 GHz)에서는 Iris 1 슬롯에서 멀티팩터 발생 임계전력이 7,687 W로 분석되고, 가장 worst한 경우는 8.27 GHz에서 아이리스 3 슬롯의 경우로서 멀티팩터가 발생하는 임계 전력은 4,219 W로 분석되었다.

표 1에서 멀티팩터 마진을 계산할 때 필터에 입력되는 최대 전력을 120 W로 가정하였다. 유럽표준(ECSS)<sup>[14]</sup>에 의하면 단일 캐리어(single carrier) 운용의 경우, 멀티팩터 분석 마진이 8 dB 이상이면 시험이 불필요한 것으로 제시하고 있다. 유럽 표준에서 정하는 기준을 전자수 진화 시뮬레이션으로 얻은 값에 적용하면 시험이 불필요하다

표 1. SEM 방법에 의한 멀티팩터 분석 임계값과 마진  
Table 1. Multipactor breakdown threshold and margin obtained by SEM method.

Items	8.27 GHz	8.30 GHz	8.33 GHz
Iris 1	NB	7,687 W [18.1 dB]	NB
Iris 2	NB	NB	51,498 W [26.3 dB]
Iris 3	4,219 W [15.5 dB]	NB	60,498 W [27.0 dB]
Iris 4	NB	NB	NB

고 판단할 수 있다.

#### 3-2 전압배율인자(VMF) 방법에 의한 해석

입력 도파관에 임의의 주파수  $f$ 를 갖는 전력이 인가되었을 때 필터의 입력부분(waveguide WR112)에 걸린 전압을  $V_i(f)$ 라 하고, 필터 내부의 critical gap의 전압을  $V_p(f)$ 라 할 때, critical gap에 대한 전압비는 식 (1)과 같이 정의된다<sup>[4],[5],[8]</sup>.

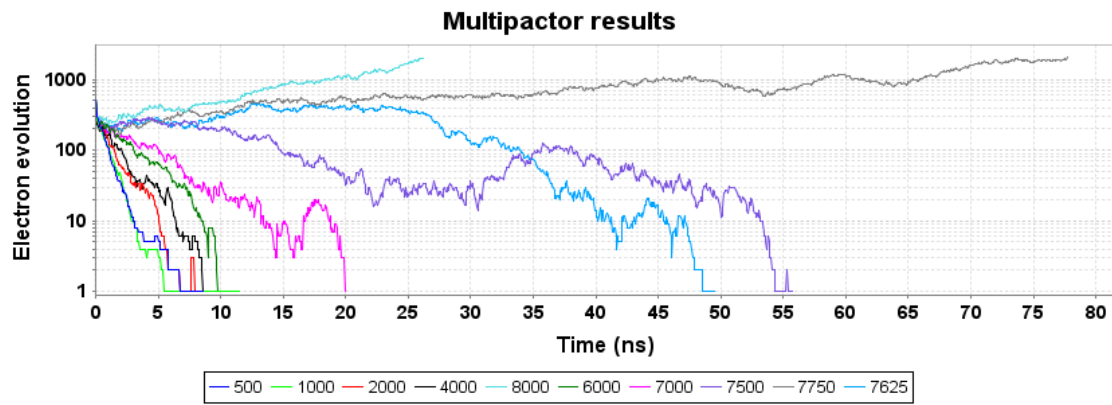
$$VMF(f) = V_p(f) / V_i(f) \quad (1)$$

그리고 critical gap에서는 재질에 따라서 멀티팩터 현상이 발생하기 시작하는 임계전압인  $V_{th}(f)$ 가 존재한다. 입력단에서 멀티팩터가 발생할 수 있는 최대 전력을  $P_m(f)$ 라고 할 때  $P_m(f)$ 는 임계전압과  $VMF(f)$  및 입력단 임피던스값을 식 (2)에 대입하여 계산할 수 있다. 여기서 WR112의 입력 임피던스는 wave impedance를 멀티팩터 계산에 적용하였다.

$$P_m(f) = \frac{V_{th}^2(f)}{2Z_o(f)VMF^2(f)} \quad (2)$$

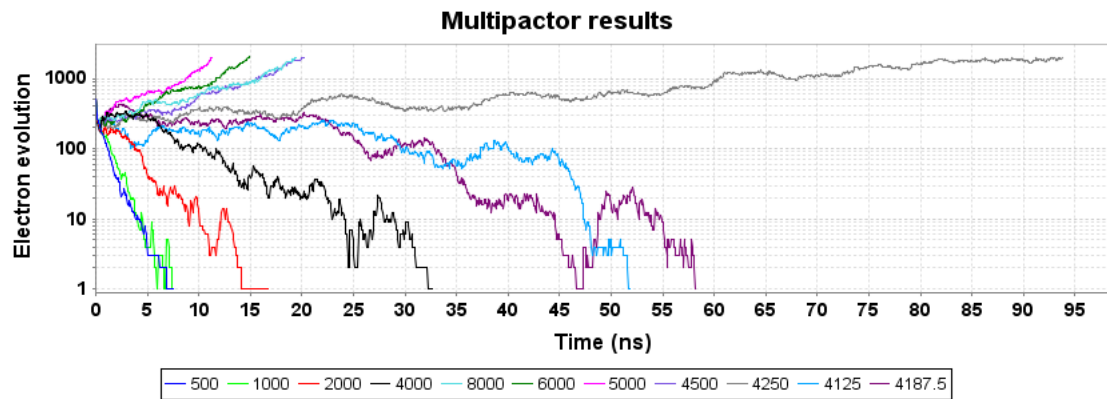
VMF 방법에 따른 분석에는 상업용 툴(CST)에서 설계된 X-대역 원통형 도파관 캐비티 필터의 구조 모델을 이용하였다. 설계된 구조 모델과 전기적 성능을 그림 8과 그림 9에 나타내었다. 여기서 아이리스들의 폭은 2.5 mm, 두께는 0.5 mm로 FEST3D에서와 같이 설계되었고, 아이리스 1과 아이리스 2의 길이는 각각 13.40 mm, 8.68 mm





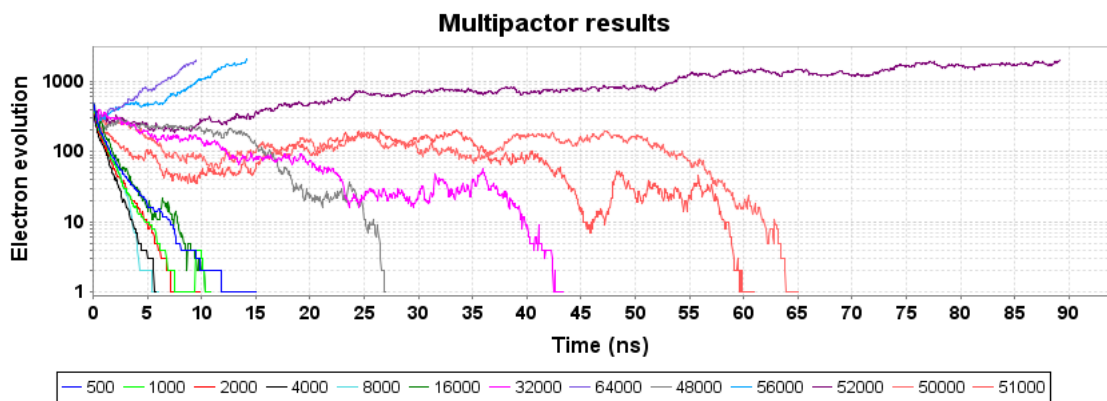
(a) 8.30 GHz에서 아이리스 1에 대한 경우(breakdown 값: 7,687 W)

(a) Breakdown voltage(7,687 W) for Iris 1 at 8.30 GHz



(b) 8.27 GHz에서 아이리스 3에 대한 경우(breakdown 값: 4,219 W)

(b) Breakdown voltage(4,219 W) for Iris 3 at 8.27 GHz



(c) 8.33 GHz에서 아이리스 2에 대한 경우(breakdown 값: 51,498 W)

(c) Breakdown voltage(51,498 W) for Iris 2 at 8.33 GHz

그림 7. 전자수 시뮬레이션에 의한 멀티팩터 분석 결과 그래프

Fig. 7. Graphs of multipactor analysis results by SEM method.

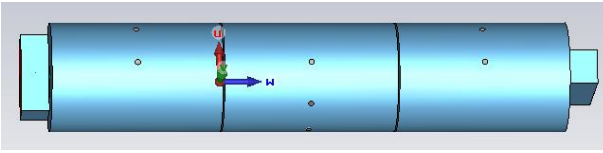
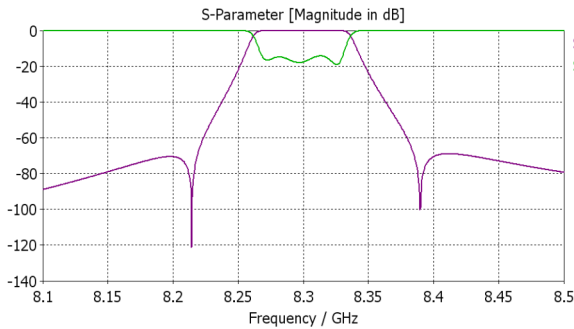
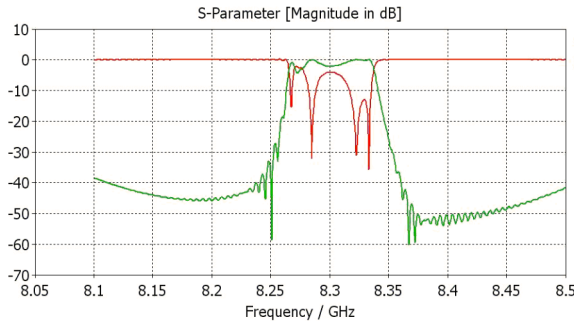


그림 8. 설계된 X-대역 원통형 도파관 캐비티 필터의 기본 형상

Fig. 8. Physical model of X-band circular waveguide cavity filter designed.



(a) 필터의 응답특성(CST에서 frequency domain에서 해석)  
(a) Filter response(frequency domain analysis in CST)



(b) 필터의 응답특성(CST에서 time domain에서 해석)  
(b) Filter response(time domain analysis in CST)

그림 9. 필터의 전기적 성능

Fig. 9. Electrical performance of the filter.

로 설계되었다.

VMF 계산을 위해서는 time domain에서 분석이 필요하므로 그림 9에 주파수 영역과 시간 영역에서 해석된 필터의 응답을 함께 나타내었다. 그림 9(a)의 반사계수 값을 보면 반사특성이 거의  $-20$  dB에 가까운 정도로 튜닝이 된 것을 알 수 있다. 중심 주파수(8.3 GHz)에서 입력 도파관 대비 아이리스 1과 아이리스 2의 VMF 값은 그림 10과 같

이 얻어진다. 그림 9의 (b)에서 반사특성이  $-20$  dB 보다 좋은 성능을 보이는 주파수 구간인 8.284~8.285 GHz, 8.322~8.324 GHz, 8.333~8.334 GHz에서의 VMF는 1.5~1.8로 산출된다.

WR112 입력단의 wave impedance 값은 CST 시뮬레이션 결과는 487 옴으로 확인된다.

ESA가 제공하는 멀티팩터 민감도 곡선<sup>[14]</sup>을 이용하여 critical gap에서의 온도급에 따른 임계전압  $V_{th}(f)$ 을 구하면 1,307 V를 얻을 수 있다. 이 값과 VMF 및 임피던스 값을 식 (2)에 대입하여 얻은 멀티팩터 분석 결과를 표 2에 나타내었다. 이에 따르면 VMF가 1.8일 때 멀티팩터마진이 8 dB를 충족시키지 못 함을 알 수 있다. 한편, 전자수 진화 시뮬레이션 방법으로 얻은 결과와 VMF 방법으로 얻은 결과를 비교하면 VMF 방법이 더 낮은 breakdown 값을 예측함을 알 수 있다. 즉, VMF 방법이 더 worst한 분석 결과를 제공하는 것으로 나타났다.

### 3-3 멀티팩터 시험

유럽표준<sup>[11]</sup>에 의하면 단일 캐리어(single carrier)의 경

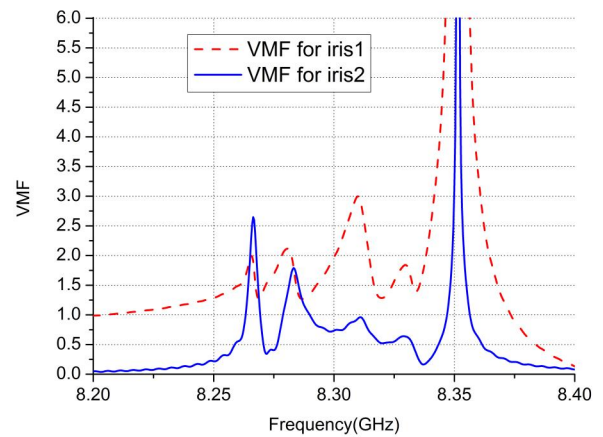


그림 10. 아이리스 1과 아이리스 2에서의 VMF

Fig. 10. VMF in Iris 1 and Iris 2.

표 2. VMF 방법에 의한 멀티팩터 분석 결과

Table. 2. Multipactor analysis result obtained by VMF.

VMF	$P_m(f)$ (W)	멀티팩터 마진(dB)
1.5	779.5	8.1
1.8	541.3	6.5

우, 멀티팩터 분석 마진이 8 dB 이하의 경우에는 시험을 통하여 검증하도록 정하고 있다. VMF 방법으로 계산한 멀티팩터 마진은 8 dB 이하의 값을 포함하므로 이 기준에 따라 시험이 필요한 것으로 판단하였다. 시험에 사용된 필터는 그림 11과 같이 원통형 도파관 캐비티 필터(BPF)에 저역통과 필터가 결합된 형태이다.

실제 제작된 도파관 캐비티 필터에서는 공진기별로 튜닝 스크류를 5개로 두어 정교한 튜닝이 가능하도록 하였다. 멀티팩터 시험은 그림 12와 같이 ESA 시설에서 이루어졌다. 해당 필터는 그림 13과 같이 열진공 챔버안에 설치되었고,  $1.5 \times 10^{-5}$  mbar 이하의 고진공 상태에서 시험되었다. 멀티팩터 발생 여부 모니터링을 위하여 3차 하모닉, 널링(nulling), 전자 발생 감시 장치 및 광학 장치들이 설치되었다.

Electrometer와 Photomultimeter를 통하여 관측된 자료는 그림 14와 그림 15에서와 같이 정상적인 반응을 보인 것으로 나타났다. 따라서 멀티팩터 시험 결과, 540 W까지 멀티팩터 breakdown이 발생하지 않은 것으로 확인되었다.

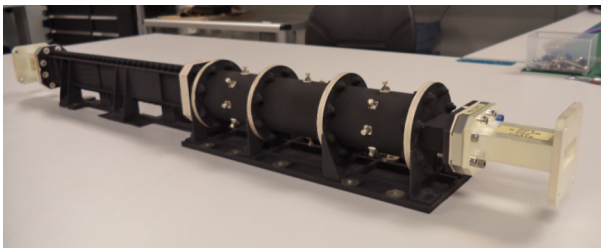


그림 11. X-대역 출력 필터  
Fig. 11. X-band output filter.

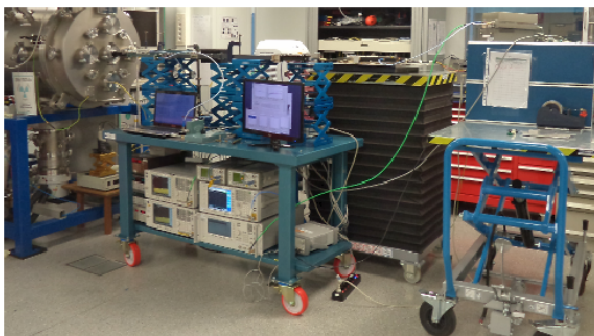


그림 12. 유럽우주기구의 RF breakdown 시험 설비  
Fig. 12. ESA facility for RF breakdown test.

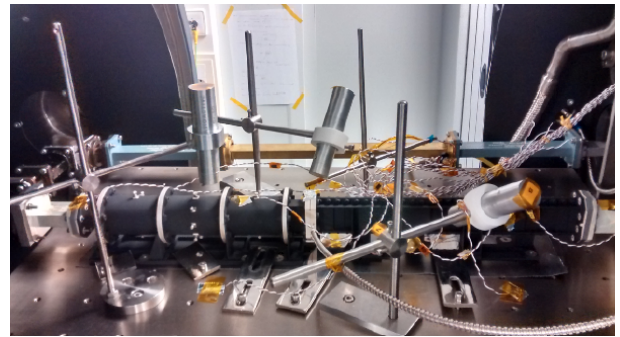


그림 13. 열진공 챔버 안에 설치된 필터  
Fig. 13. The filter installed in thermal vacuum chamber.

### 3-4 토 의

VMF 방법으로 분석하면 SEM 방법에 비해 더 낮은 값의 멀티팩터 마진이 얻어진다. 이러한 이유는 VMF 방법이 필터 내부의 전압을 계산하는 반면에, 전자수 진화 시뮬레이션은 전자의 궤적에 따른 이차 전자의 수를 계산하기 때문에 보다 현실적인 값을 예측하는 것으로 판단된다. 따라서 개발 heritage 없이 새로 개발하는 부품의 경우, 멀티팩터 능력을 검증하고자 할 때는 보수적으로 VMF 방법으로 분석하는 것이 시험 여부를 판단하는데 유리하다고 판단된다. 유럽표준에 따르면 qualification test의 경우, 멀티팩터 마진으로 6 dB를 기준하고 있고, unit acceptance test의 경우는 3 dB는 확보되어야 하는 것으로 기술하고 있다<sup>[11]</sup>. 본 시험에서는 최소 3 dB 또는 6 dB 이상의 마진이 확인되었고, 한편 RF 출력을 높게 생성하는데도 제약이 있으므로 멀티팩터가 발생하는 임계전력까지 시험은 수행되지 않은 대신에 6 dB보다 조금 높은 540 W까지 시험이 이루어졌다. 따라서 본 시험을 통하여 멀티팩터가 발생하는 임계전력에까지 확인은 되지 않았지만, 이 필터가 궤도에서 운용될 경우, 충분한 고출력 핸들링 능력을 지니고 있음이 확인되었다.

멀티팩터 방전의 임계전력을 계산하는 식 (2)에서 WR112의 입력 임피던스로서 wave impedance로 사용하였는데, characteristic impedance를 적용할 가능성도 있다. 구형 도파관의 경우, 기본모드(TE<sub>10</sub>)에서 characteristic impedance는 3가지( $Z_{VL}$ ,  $Z_{PV}$ ,  $Z_{PI}$ )가 있는데<sup>[12]</sup> WR112에 대하여 계산해 본 결과, 각각 339 오옴, 431 오옴, 266 오옴으로 산출



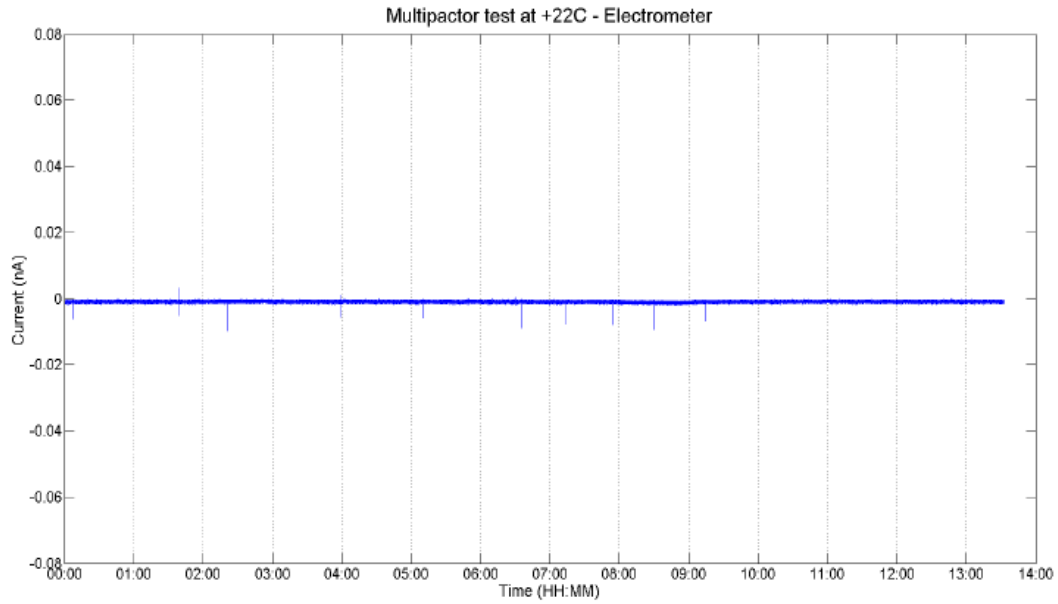


그림 14. 전자 발생 감지 반응(정상)  
Fig. 14. Electrometer response(nominal).

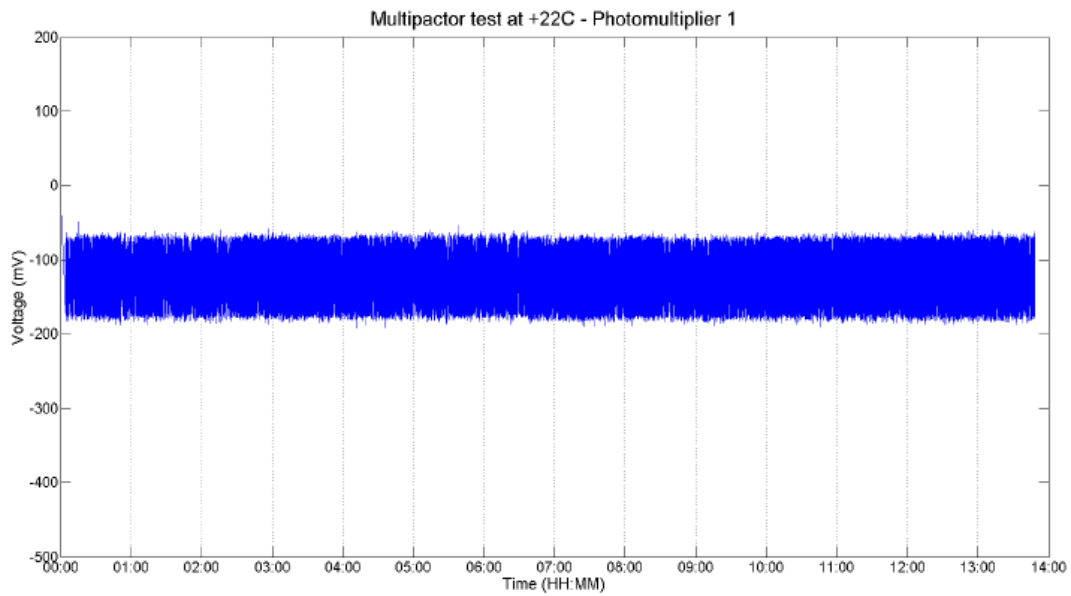


그림 15. 광학 감지 장치 반응(정상)  
Fig. 15. Photomultimeter response(nominal).

된다. 임피던스 값이 클수록 멀티팩터 임계 전력 산출값은 낮아지는데, 필터를 멀티팩터 방전으로부터 보호해야 하는 입장에서는 더 낮은 임계 전력을 산출하는 것이 유

리하다. 이러한 관점에서 wave impedance를 대입하면 가장 worst한 것을 고려할 수 있는 장점이 있고, 그 다음으로는  $Z_{PV}$ 를 적용할 수 있다. 실제 계산된 wave impedance

와  $Z_{PV}$ 를 입력하여 멀티팩터 마진을 계산하면 약 0.6 dB 차이가 나므로  $Z_{PV}$ 를 적용하는 것도 적절하다고 판단된다.

참고로, 이 필터의 가운데 캐비티 양 끝에 십자슬롯을 구성함으로써 두 쌍의 전달 영점이 나타날 것으로 예측되는데, 시뮬레이션(그림 6과 그림 9)과 측정 결과에서는 한 쌍의 전달 영점만 관측된다. 전달영점 두 쌍이 같은 주파수에 중첩되어서 나타난 현상인지, 다른 이유 때문인지에 대해서는 향후 추가적인 연구를 통하여 확인할 예정이다.

#### IV. 결 론

정지궤도 위성 통신망 고출력단에서 운용될 X-대역 원통형 도파관 캐비티 필터의 고전력 취급 능력을 확인하기 위하여 기존의 VMF 방법과 SEM 방법을 적용하여 분석해 보았고, 제작 후 실제 시험을 해 보았다. 멀티팩터 마진 분석 결과, SEM 방법으로는 15.5 dB 만큼 충분한 마진이 있는 것으로 분석되는 반면에, VMF 방식으로는 8 dB이하의 마진을 갖는 것으로 분석되었다. VMF 방법의 분석 결과를 유럽표준에서 제시하는 마진 8 dB를 만족하지 못하기에 시험을 하기로 결정하였다. ESA 시설에서 540 W까지 출력을 높여 시험한 결과, 멀티팩터 현상이 발생하지 않는 것을 확인하였다. 이와 같이 분석과 시험을 통하여 이 필터의 고전력 취급 능력을 검증할 수 있었고, 궤도에서 운용 시 100~120 W급의 입력전력에 대하여 멀티팩터가 발생하지 않고 운용될 수 있는 능력을 지니고 있음을 확인하였다. 본 연구는 향후 개발될 필터들의 고전력 능력을 분석하고 시험하는데 유용한 참고자료가 될 것으로 기대된다.

#### References

- [1] S. Eden, A. Sergio, and G. Benito, "An analytical model to evaluate the radiated power spectrum of a multipactor discharge in a parallel-plate region", *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 55, no. 8, pp. 2252-2258, 2008.
- [2] 이선익, 김중표, 임원규, 김상구, 이필용, 백덕기, 이상곤, "위성용 이중모드 원형 도파관 캐비티 필터의 멀티팩터 분석", *KSAS 2016 Spring Conference*, pp. 372-374, 2016년.
- [3] A. J. Hatch, H. B. Williams, "Multipactor modes of high frequency gaseous breakdown", *A Journal of Experimental and Theoretical Physics*, vol. 112, no. 3, pp. 681-685, 1958.
- [4] M. Ludovico, G. Zarba, and L. Accatino, "Multipaction analysis and power handling evaluation in waveguide components for satellite antenna application", *Antenna and Propagation Society International Symposium*, pp. 266-269, 2001.
- [5] M. Ludovico, L. Accatino, G. Zarba, and M. Mongiardo, "CAD of multipactor-free waveguide components for communication satellite", *IEEE MTT-S Digest*, pp. 2077-2080, 2002.
- [6] K. S. Parikh, D. K. Singh, A. Praveen-Kumar, S. Rusia, and K. Sangeetha, "Multi-carrier multipactor analysis of high power antenna Tx-Tx diplexer for Satcom application", *4th International Workshop on Multipactor, Corona, and Passive Intermodulation in Space RF Hardware, ESTEC*, 2003.
- [7] H. Esteban, J. V. Morro, V. E. Boria, C. Bachiller, B. Gimeno, and L. Conde, "Hybrid full-wave simulator for the multipaction modelling of low-cost H-plane filters", *4th International Workshop on Multipactor, Corona, and Passive Intermodulation in Space RF hardware, ESTEC*, 2003.
- [8] S. W. Choi, D. Y. Kim, K. H. Kwon, Y. J. Won, and Y. K. Lee, "Design of multipactor-free S-band duplexer using new test method for space application", *JEES*, vol. 6, no. 4, pp. 217-221, 2006.
- [9] C. Vicente, M. Mattes, D. Wolk, H. L. Hartnagel, J. R. Mosig, and D. Raboso, "FEST3D-a simulation tool for multipactor prediction", *In Workshop on Multipactor, RF and DC Corona and Passive Intermodulation in Space RF Hardware*, pp. 11-17, 2005.
- [10] C. Vicente, A. Cervello, M. Mattes, D. Wolk, B. Motter, D. Raboso, H. L. Hartnagel, and J. Mosig, "AO-4026 ITT ESA-multipactor and corona discharge: Simulation

and design in microwave components", *4th International Workshop on Multipactor, Corona, and Passive Intermodulation in Space RF hardware*, pp. 218-225, 2003.

- [11] D. M. Pozar, *Microwave Engineering 4th edition*, John Wiley & Sons, Inc., pp. 123-124, 289-290, 2011.
- [12] J. Uher, J. Bornemann, and U. Rosenberg, *Waveguide Components for Antenna Feed Systems: Theory and CAD*, Artech House, Inc., pp. 107-108, 114-115, 237-

248, 1993.

- [13] J. S. Lee, M. S. Uhm, I. B. Yom, and J. H. Park, "A dual-mode canonical filter with dual-passband for Satellite Transponder", *JKIEES*, vol. 15, no. 3, pp. 278-283, 2004.
- [14] ESA-ESTEC, *Space Engineering, Multipaction Design and Test*, ECSS-E-20-01A\_Rev.1, 2013.

## 이 선 익



1995년 2월: 연세대학교 천문대기과학과 (이학사)  
 1995년 12월~1996년 12월: 한국전자통신 연구원 관제기술연구소 위축연구원  
 1997년 2월: 연세대학교 천문우주과학과 (이학석사)  
 2001년 2월: 연세대학교 전자공학과(공학 석사)

1997년 3월~2003년 7월: (주)하이게인안테나 전파통신연구소  
 2003년 9월~2003년 12월: 연세대학교 연구원  
 2003년 12월~현재: 한국항공우주연구원 위성기술연구단 위성 전자팀  
 2012년 3월~2016년 2월: 충남대학교 전파공학과 (공학박사)  
 [주 관심분야] RF 통신시스템, TTC&R

## 임 원 규



2002년 2월: 경북대학교 전자공학과 (공학사)  
 2004년 8월: 한국과학기술원 전자공학과 (공학석사)  
 2008년 8월: 한국과학기술원 전자공학과 (공학박사)  
 2009년 9월: 한국과학기술원 정보전자연구

소  
 2009년 10월~현재: 한국항공우주연구원 위성기술연구단 위성 전자팀  
 [주 관심분야] 인공위성 통신시스템 및 원격측정명령계

## 김 중 표



1991년 2월 경북대학교 전자공학과 (공학사)  
 1993년 2월 경북대학교 전자공학과 (공학석사)  
 2000년 2월: 경북대학교 전자공학과 (공학박사)  
 2000년 3월~현재: 한국항공우주연구원

위성기술연구단 위성전자팀  
 [주 관심분야] 초고주파회로, 안테나, 위성 통신시스템 설계, 원격측정명령계

## 김 상 구



2007년 2월: 한국외국어대학교 전자공학과 (공학사)  
 2009년 2월: 한양대학교 전자컴퓨터통신공학과 (공학석사)  
 2013년 2월: 한양대학교 전자컴퓨터통신공학과 (공학박사)  
 2013년 3월~2013년 9월: 서울 부설연구소 전기정보통신기술연구소 Post Doc.

2013년 10월~2013년 12월: 서울 외부지정연구센터 융합 IT기반 미래가치 창조 인재양성 사업단 BK Post-Doc.  
 2014년 1월~현재: 한국항공우주연구원 위성기술연구단 위성 전자팀  
 [주 관심분야] 인공위성 원격측정명령계 및 관측자료통신계

이 필 용



1998년 2월: 순천향대학교 전기공학과 (공학사)

2000년 2월: 순천향대학교 전기전자공학과 (공학석사)

1999년 7월~2005년 12월: (주)텔웨이브 기술연구소 선임연구원

2006년 1월~2010년 2월: (주)엠앤엠링스

기술연구소 책임연구원

2010년 3월~2011년 4월: (주)피앤비마이크로웨이브 대표

2011년 5월~2013년 2월: (주)우리별 기술연구소 수석연구원

2013년 3월~2015년 2월: (주)정우이엔지 기술연구소 수석연구원

2015년 3월~현재: 필라스 대표

[주 관심분야] 우주항공용 RF 수동부품

장 진 백



1992년 2월 경북대학교 전자공학과 (공학사)

1994년 2월: 경북대학교 전자공학과 (공학석사)

1994년 3월~현재: 한국항공우주연구원 위성기술연구단 위성전자팀(팀장)

[주 관심분야] 위성 EPS/TC&R