

모드정합법에 의한 Ka-밴드 위성중계기용 듀플렉서의 Full-Wave 분석 및 설계·제작에 관한 연구

(Full-Wave Analysis, Design and Fabrication of Duplexer by Mode Matching Method for Ka-Band Transponder)

李鎔珉*, 羅克煥**

(Yong-Min Lee and Keuk-Hwan Ra)

요 약

본 논문에서는 Ka-밴드 위성중계기용 듀플렉서의 설계를 위해 모드정합법에 의해 산란행렬을 계산하여 설계한 필터의 전달특성을 분석하고, 설계 방법의 타당성 여부 검증에 위해 대칭적 유도성 아이리스 구조와 전개면 금속삽입 구조로 설계된 2개의 대역통과 필터를 자계면 T-접합에 의한 합성방법으로 Ka-밴드 위성 중계기용 듀플렉서를 설계, 제작하였다. 제작된 듀플렉서는 위성체에서 송·수신 필터의 개별 사용에 따른 크기 및 무게의 증가를 효과적으로 감소시킬 수 있으며, 송신필터의 경우 아이리스를 도파관 자계면 외벽으로 돌출시키는 구조로 설계함으로써 필터 자체가 방열판 구실을 하여 고전력 전송에 따른 필터의 특성 변화를 최소화하였다. 또한 대부분의 도파관 필터에서 동작특성을 보정하기 위해 사용되는 미세 보정 나사의 사용을 배제함으로써 제작의 단순화와 위성중계기용으로서의 내구성과 신뢰도를 향상시켰다. 제작된 Ka-밴드 위성중계기용 듀플렉서는 2개의 필터(Rx : 30.485 ± 0.4 GHz, Tx : 20.755 ± 0.4 GHz) 모두 통과대역에서 1.2 dB 미만의 삽입손실(insertion loss)과 15 dB 보다 좋은 반사손실(return loss) 특성을 얻었고, 송·수신 필터간 65 dB 이상의 분리도(isolation)를 나타내었다.

Abstract

This paper presents the design and fabrication of the duplexer for a Ka-band satellite transponder which is analyzed transmission characteristics by calculating the generalized scattering matrix using mode matching method. It is composed of 2 bandpass filters, coupled with H-plane T-junction having symmetrical inductive iris and E-plane metal insert structures. Compared with the size and weight of the Rx and Tx filter loaded with a transponders respectively, those of the duplexer can be effectively reduced. In a high power transmission, the variation of the filter characteristics is minimized by the scheme that irises are extended to the exterior of H-plane of the waveguide. This scheme needs no extra heat sinks for dissipating high power. The duplexer is designed to improve the simplification, durability and reliability by eliminating tuning screws, which have been used to compensate for the characteristics of fabricated filters. The bandpass filters of the duplexer show the insertion loss of less than 1.2 dB and the return loss in excess of 15 dB. The isolations of more than 65 dB have been achieved between Rx and Tx filter.

* 正會員, 韓國科學技術研究院 複合機能세라믹研究센터
(Division of Ceramics, KIST)

** 正會員, 光云大學校 電子工學科
(Department of Electronic Engineering, Kwangwoon

University)

※ 본 연구는 광운대학교 학술연구비 지원에 의해 이루어진 것임.

接受日字:1999年2月22日, 수정완료일:1999年7月19日

I. 서론

제2차 세계대전 중 레이더에 이용되면서 그 효능이 인정된 초고주파 기술은 첨단 정보화 시대인 오늘날 급증하는 지식과 정보를 위한 중요한 전송매체로서 레이더 시스템, 무선항법 장치, 위성방송 및 위성이동통신 시스템, 전파천문학, 미사일 전자시스템 등 그 응용 기술은 무한히 확대되고 있다. 이러한 전반적인 통신 시스템은 점차 그 복잡성을 더해가고 그와 같은 시스템에서 원하는 주파수대역에서의 전송손실을 최소화하고 신호전송을 극대화하기 위한 초고주파 필터가 차지하는 비중은 매우 높다고 할 수 있다.

위성중계기에 장착되는 듀플렉서(Duplexer)는 안테나 바로 뒤에 부착되어 송·수신 신호간의 높은 분리도를 갖도록 함으로써 수신신호는 위성중계기 수신부에 최소의 삽입손실로 인가되고, 송신신호는 최대의 전력이 안테나에 급전되도록 하여 송·수신 신호를 상호 간섭없이 분리시키는 장치로서 도파관 필터의 설계가 핵심이 되고 있다.

듀플렉서를 구성하는 각각의 필터 설계 시 수신필터는 지구국으로부터 매우 미약한 상향링크 신호를 수신하기 때문에 통과되는 전력의 고려보다 위성중계기 수신단의 잡음특성을 향상시키기 위하여 통과대역내의 삽입손실을 최소화하고 대역 외 신호에 대해서는 높은 차단 특성을 갖도록 설계하여야 한다.

또한 송신필터는 위성중계기의 각 채널별 고출력 증폭기의 대전력 신호를 결합하여 통과시키므로 삽입손실에 의한 발열과 그로 인한 필터의 여파특성 변화를 고려하여야 한다. 따라서 송신필터의 경우에는 필터의 크기가 다소 증가하더라도 무부하 Q가 큰 구조로 설계되어야 한다.

이와 같이 듀플렉서는 위성체의 송·수신 신호를 매우 효과적으로 분리하여야 하므로 저손실, 협대역 도파관 필터 설계기술 및 정확한 도파관 접합해석이 핵심이 된다. 더욱이 위성중계기용 부품의 경우 그 크기와 무게가 매우 중요한 요소로 취급되는데 위성체에 있어서 송·수신을 위해 각각의 필터를 사용하는 것은 크기와 무게를 고려한 위성중계기용 부품으로서 매우 비효율적이라 할 수 있다.

따라서 본 연구에서는 Ka-밴드 위성중계기용 듀플렉서의 제작을 위해 모드정합법을 사용하여 구형 도파관내 H-면 계단형 불연속과 E-면 양분구조(bifur-

cation)에 대한 산란행렬을 계산함으로써 설계한 필터의 전달특성 분석하였고, 송신필터의 경우 필터의 구현을 위해 사용되는 아이리스(iris)를 도파관 자계면 외벽에 연장, 돌출시킴으로써 필터 자체가 방열판 구실을 하도록 하는 Ka-밴드 위성중계기용 듀플렉서를 설계하였다. 또한 정확한 해석과 정밀 가공을 통해 대부분의 도파관 필터에 사용되는 미세 보정용 나사의 사용을 배제함으로써 제작 과정의 단순화와 내구성을 갖도록 설계, 제작하였고 성능시험을 통하여 설계 방법의 타당성을 검증하였다.

본 연구에서 설계, 제작된 Ka-밴드 위성중계기용 듀플렉서는 국내 Ka-밴드 무궁화 위성의 규격에 맞춰 우수한 주파수 선택도와 낮은 삽입손실 특성을 갖도록 송·수신 필터 각각 7개의 공진기와 5개의 공진기를 포함한 Chebyshev형 구조로 설계되었으며, 국내 Ka-밴드 위성중계기의 의 상향링크 주파수인 30.085 ~ 30.885 GHz 대역의 수신필터와 하향링크 주파수대역인 20.335 ~ 21.155 GHz의 송신필터를 설계, 제작하여 2개의 필터를 최종적으로 자계면 T-접합으로 결합하는 구조를 제안하였다.

II. 도파관 불연속 구조에 대한 Full-wave 분석

도파관 내에 어떤 형태의 불연속이 존재하면 그 불연속 구조에 대해서 기본 모드(dominant mode)를 포함한 수많은 고차모드가 발생한다. 전파의 진행방향을 z축이라 하고 무손실의 표면이 균일한 도파관이라고 가정한다면, 고차 모드의 상호 간섭에 의한 에너지 축적은 반드시 도파관 내의 불연속 점에서만 발생한다.^[1]

$z=0$ 을 기준으로 영역 I에서의 TE_{m0} 모드의 전파 상수를 Γ_m 이라 하고, 영역 II에서의 TE_{n0} 모드의 전파 상수를 Γ_n 이라 하면 각각의 전파 상수는 다음과 같이 표현된다.

$$\Gamma_m = [(n\pi/a)^2 - (2\pi/\lambda)^2]^{1/2} \quad (\Gamma_1 = j\beta) \quad (1)$$

$$\Gamma_n = [(m\pi/a')^2 - (2\pi/\lambda)^2]^{1/2} \quad (a' = x_2 - x_1)$$

이 때, 자유공간에서 TE_{m0} 모드의 정규화 특성 어드미턴스는 $\frac{\Gamma_m}{j\omega\mu_0}$ 이므로 영역 I에서의 TE_{10} 모드의 특성 어드미턴스는 $\frac{\beta}{\omega\mu_0}$ 가 되며, 인접한 고차 모드의 상호 결합에 의해 $z = 0$ 인 면에 축적되는 에너지의

양은 변형된 Green 함수로부터 영역 I과 영역 II에서의 에너지의 합의 형태로 계산된다.^[2]

각각의 영역 $i = I, II$ 의 개구면에서의 횡전자계는 불연속점에서의 정상 모드의 형태로 다음과 같이 표현할 수 있다.^[3]

$$\begin{aligned} E^{(i)} &= \nabla \times (e_z \cdot A_{hz}^{(i)}) \\ H^{(i)} &= \frac{j}{\omega\mu} \nabla \times \nabla \times (e_z \cdot A_{hz}^{(i)}) \end{aligned} \quad (2)$$

식 (2)는 구형 도파관의 고유 모드(eigen mode)의 합으로 표현되는 Hertzian 자계 벡터 포텐셜 $A_{hz}^{(i)}$ 의 z축 방향 성분으로부터 유도되어진다.

$$A_{hz}^{(i)} = \sum_{m=0}^M A_m^{(i)} \cdot \cos(f_m^{(i)}(x)) \cdot (v_m^{(i)} e^{-jk_{zm}^{(i)} \cdot z} + r_m^{(i)} e^{+jk_{zm}^{(i)} \cdot z}) \quad (3)$$

여기서,

$$f_m^{(I)}(x) = k_{xm}^{(I)} x, \quad f_m^{(II)}(x) = k_{xm}^{(II)}(x - x_1) \quad (4)$$

이고 위 수식에 사용된 각 변수 값은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} k_{zm}^{(i)} &= \sqrt{(k_0^2 - (k_{xm}^{(i)})^2)}, \quad k_0^2 = \omega^2 \mu_0 \epsilon_0 \\ k_{xm}^{(I)} &= \frac{m\pi}{a}, \quad k_{xm}^{(II)} = \frac{m\pi}{x_2 - x_1} \end{aligned} \quad (5)$$

식(3)에서 불연속에 의한 각 모드가 전송할 수 있는 평균 전력을 최대 1W로 제한하여 정규화하면 식 (3)은 다음 식(6)과 같이 단순화시킬 수 있다.

$$A_m^{(i)} = \frac{1}{k_{xm}^{(i)}} \cdot \sqrt{\frac{2\omega\mu_0}{k_{xm}^{(i)} \cdot F^{(i)}}} \quad (6)$$

여기서,

$$F^{(I)} = ab, \quad F^{(II)} = (x_2 - x_1) \cdot b \quad (7)$$

이다.

식(6)으로부터 $z = 0$ 인 계단형 불연속면에서 전자계의 접선 성분을 정합시킴으로써, 그림 1의 입사파 $A^{(i)}$ 과 반사파 $B^{(i)}$ 의 관계식

$$\begin{pmatrix} B_m^{(I)} \\ A_n^{(II)} \end{pmatrix} = (S)^{SI} \begin{pmatrix} A_m^{(I)} \\ B_n^{(II)} \end{pmatrix} \quad (8)$$

을 얻을 수 있고, 이로부터 자계면 계단형 불연속 영역에 대한 2-포트 산란행렬을 유도할 수 있다.

$$(S)^{S1} = \begin{pmatrix} S_{11}^{S1} & S_{12}^{S1} \\ S_{21}^{S1} & S_{22}^{S1} \end{pmatrix} \quad (9)$$

$$(S)^{SII} = \begin{pmatrix} S_{11}^{SII} & S_{12}^{SII} \\ S_{21}^{SII} & S_{22}^{SII} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{22}^{S1} & S_{21}^{S1} \\ S_{12}^{S1} & S_{11}^{S1} \end{pmatrix} \quad (10)$$

식(9)와 식(10)의 산란 계수들은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} S_{11}^{S1} &= 2(L_E)(W)^{-1} - (U) \\ S_{12}^{S1} &= (L_E)\{(W)^{-1}[(U) - (L_H)(L_E)] + (U)\} \\ S_{21}^{S1} &= 2(W)^{-1}(L_H) \\ S_{22}^{S1} &= (W)^{-1}[(U) - (L_H)(L_E)] \end{aligned} \quad (11)$$

여기서, $(W) = (U) + (L_H)(L_E)$ 이고 (U) 는 단위 행렬이다. (L_E) 의 행렬 계수 L_{Emn} 은 다음 식(12)에 의해

$$L_{Emn} = 2\sqrt{\frac{k_{zm}^{(I)}}{a(x_2 - x_1)k_{zm}^{(II)}}} \cdot \int_c^g \sin\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \cdot \sin\left(\frac{n\pi}{x_2 - x_1}(x - x_1)\right) dx \quad (12)$$

로 나타낼 수 있으며, (L_H) 는 (L_E) 의 역 행렬과 같다.

$$(L_H) = (L_E)^T \quad (13)$$

그림 1은 대칭적인 도파관 자계면 계단형 불연속 구조를 나타낸 것이다.

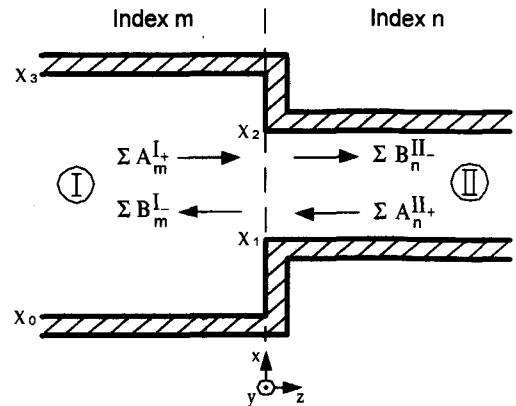


그림 1. 구형 도파관내 대칭적인 자계면 계단형 불연속 구조
Fig. 1. Symmetrical H-plane discontinuity in rectangular waveguide.

이 때, 도파관 E-면 양분(bifurcation) 형태의 불

연속 구조의 경우 TE_{m0} 모드의 입사에 대해 TE_{m0} 모드만이 여기되고, 전자계 접선성분 E_y, H_x 만 고려되므로 식(2)의 각 영역에 대한 전개 성분은 다음과 같다.

$$E_y^{III} = \sum_{m=1}^M G_m^{III} \sin\left(\frac{m\pi}{a} x\right) (F_m^{III} e^{-jk_m^z z} - B_m^{III} e^{+jk_m^z z}) \quad (14a)$$

$$E_y^I = \sum_{n=1}^N G_n^I \sin\left[\frac{n\pi}{a-a_2} (x-a_2)\right] (F_n^I e^{-jk_n^z z} - B_n^I e^{+jk_n^z z}) \quad (14b)$$

$$E_y^{II} = \sum_{i=1}^I G_i^{II} \sin\left(\frac{i\pi}{a_1} x\right) (F_i^{II} e^{-jk_i^z z} - B_i^{II} e^{+jk_i^z z}) \quad (14c)$$

또한, 자계의 불연속면에 대한 접선성분 H_x 는 식(14)에 어드미턴스 $-Y_m^{III}, -Y_n^I, -Y_i^{II}$ 을 각각 곱함으로써 얻어지거나, 다음 식(15)와 같이 전계의 접선성분 E_y 의 z 에 대한 편미분으로 쉽게 구할 수 있다.

$$H_x^{(i)} = \frac{\partial E_y^{(i)}}{\partial z} \quad (15)$$

여기서, 각 영역에 대한 정합조건을 고려하면 전계의 경우 영역 III에 해당하는 직교함수를 곱함으로써 불연속 점에서의 연속 방정식 $E_y^{III} = E_y^I + E_y^{II}$ 를 얻을 수 있고, 자계의 경우에는 영역 I과 II에 대응되는 함수를 곱함으로써 자계의 접선성분에 대한 정합조건을 만족시킬 수 있다.

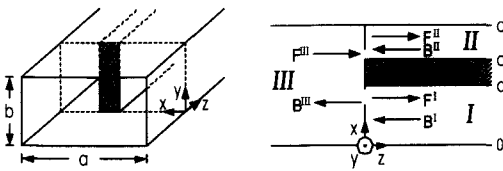


그림 2. 구형 도파관내 E-면 금속삽입에 의한 불연속 구조
Fig. 2. Waveguide bifurcation discontinuity in rectangular waveguide E-plane.

또한, 각 필터의 합성시 필터 상호간의 간섭을 없애고 접합으로 인한 삽입손실의 증가를 막기 위하여 먼저 모드정합법에 의하여 도파관 자계면 T-접합을 해석하였다.

그림 3에서 자계면 T-접합에 대한 각 영역에서의 횡전자계는 식(2)와 같고 이 때, 영역 I, II, III에서의 Hertzian 자계 벡터 포텐셜은 다음과 같은 경계조건을 만족시킨다.^[5]

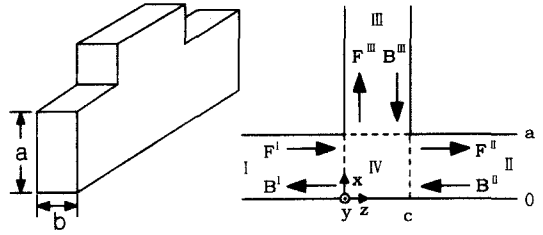


그림 3. 구형 도파관의 자계면 T-접합
Fig. 3. H-plane T-junction in rectangular waveguide.

$$A_{hy}^n = \sum_{n=0}^N G_n^n \sin\left(-\frac{\pi}{a} y\right) \frac{\cos\left(\frac{n\pi}{a} x\right)}{\sqrt{1+\delta_{0n}}} \cdot (F_n^n e^{-jk_n^z z} - B_n^n e^{+jk_n^z z}) \quad (16a)$$

$$A_{hy}^I = \sum_{i=0}^I G_i^I \sin\left(-\frac{\pi}{a} y\right) \frac{\cos\left(\frac{i\pi}{a} x\right)}{\sqrt{1+\delta_{0i}}} \cdot (F_i^I e^{-jk_i^z (z-c)} - B_i^I e^{+jk_i^z (z-c)}) \quad (16b)$$

$$A_{hy}^{III} = \sum_{k=0}^K G_k^{III} \sin\left(\frac{\pi}{a} x\right) \frac{\cos\left(\frac{k\pi}{a} x\right)}{\sqrt{1+\delta_{0k}}} \cdot (F_k^{III} e^{-jk_k^z (x-b)} - B_k^{III} e^{+jk_k^z (x-b)}) \quad (16c)$$

또한, A_{hy}^{IV} 는 세 개의 단락된 도파관에 해당하는 각 함수들의 중첩에 의해 구해지며, 자계 H_y 는 자계 벡터 포텐셜 A_{hy} 에 비례하므로 A_{hy}^{IV} 는 세 개의 도파관이 단락된 지점에서 최대가 됨을 알 수 있다.^[4]

$$A_{hy}^{IV} = \sum_n C_n^I \sin\left(-\frac{\pi}{a} y\right) \frac{\cos\left(\frac{n\pi}{a} x\right)}{\sqrt{1+\delta_{0n}}} \cos[k_{zn}^I (z-c)] + \sum_i C_i^{II} \sin\left(-\frac{\pi}{a} y\right) \frac{\cos\left(\frac{i\pi}{a} x\right)}{\sqrt{1+\delta_{0i}}} \cos(k_{zi}^{II} z) + \sum_k C_k^{III} \sin\left(-\frac{\pi}{a} y\right) \frac{\cos\left(\frac{k\pi}{a} x\right)}{\sqrt{1+\delta_{0k}}} \cos(k_{zk}^{III} z) \quad (17)$$

식(17)의 계수 C는 영역 IV에서 각각의 접합면에 대한 세 개의 도파관의 정합 조건에 의해 구해지며, 일반화된 산란행렬을 구하기 위하여 y 성분의 자계 H_y 를 세 접합면에 대해 정합시킴으로써 산란파를 입사파의 진폭에 대한 함수로서의 자계면 T-접합에 대한 산란행렬을 구할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} B^I \\ F^{II} \\ F^{III} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F^I \\ B^{II} \\ B^{III} \end{bmatrix}$$

$$= \begin{bmatrix} -(I-D_T) & -D_S & -L^I \\ D_S & (I-D_T) & -L^II \\ -L^{III} & -L^{IV} & (I-D_C) \end{bmatrix}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} -(I+D_T) & D_S & L^I \\ D_S & (I+D_T) & L^{II} \\ L^{III} & L^{IV} & (I+D_C) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F^I \\ B^{II} \\ B^{III} \end{bmatrix} \quad (18)$$

여기서, L 은 식(12)와 마찬가지로 결합적분 행렬이다.

III. 듀플렉서의 설계 및 측정

본 연구에서는 전계면 금속삽입 구조를 갖는 30.085 ~ 30.885 GHz 대역의 수신필터와 20.355 ~ 21.155 GHz의 송신필터를 대칭적 유도성 아이리스 구조로 각각 설계한 후, 최종 자계면 T-접합으로 합성함으로써 Ka-밴드 위성중계기용 듀플렉서를 제작하였다. 설계에 사용된 도파관 및 아이리스는 순수한 구리(copper)로서 도전율 5.80×10^7 [σ/m]로 계산하였다.

표 1은 본 연구에서 설계, 제작한 Ka-밴드 위성중계기용 듀플렉서의 설계 사양이다.

1. 송·수신 필터의 설계

도파관 필터에 있어 설계된 필터의 무부하 Q인 Q_u 값은 그 필터의 통과대역내 삽입손실을 최소화시키기 위한 가장 큰 변수가 되므로^[6] 본 논문에서는 듀플렉서를 구성하는 각 필터의 설계시 모두 Q_u 가 큰 구조를 선택하였으며, 특히 수신필터의 경우 위성체에 수신되는 매우 미약한 신호가 위성중계기에 손실없이 전달될 수 있도록 Q_u 값을 결정하였다.

$$\frac{1}{Q_u} = \frac{1}{Q_d} + \frac{1}{Q_c} \quad (19)$$

식(19)에서 Q_d 는 도파관내의 유전율 손실에 의해 서만 변화되며 식(20)과 같이 나타낼 수 있다.

$$Q_d = \frac{1}{\tan \delta} \quad (20)$$

그리고 Q_c 는 도파관 내벽의 저항 손실(ohmic loss)과 정규화된 주파수 f/f_c 의 함수로서, TE_{m0} 모드에서 동작되는 구리로 된 구형 도파관의 경우 다음 식(21)로 표현되어 진다.

$$Q_{c(r,c)} = \frac{1.212 \times 10^4 b \sqrt{f}}{1 + \frac{2b}{a} \left(\frac{f_c}{f}\right)^2} \quad (21)$$

여기서 a, b 는 도파관 내벽의 가로 및 세로의 길이이다.

그림 4와 5는 본 연구에서 송·수신 필터를 구현하기 위한 대칭적 유도성 아이리스 구조와 전계면 금속삽입 구조의 대역통과 필터를 각각 나타낸 것이다.

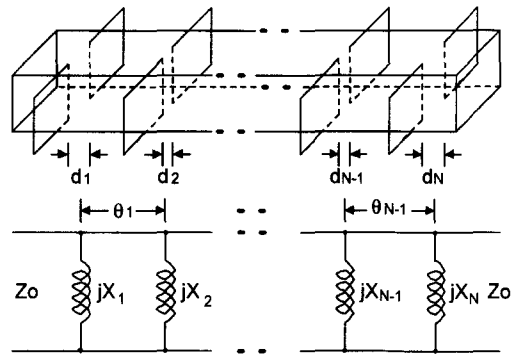


그림 4. 대칭적 유도성 아이리스를 이용한 대역통과 필터

Fig. 4. Bandpass filter using symmetrical inductive irises.

표 1. Ka-밴드 위성중계기용 듀플렉서의 설계 사양

Table 1. Performance specifications of the duplexer for Ka-band transponder.

구 분	설 계 사 양	
	Rx	Tx
1. 주파수 대역 (GHz)	30.085 ~ 30.885	20.355 ~ 21.155
2. 최대 삽입 손실 (dB)	1.2 이하	1.2 이하
3. 반사 손실 (dB)	-25 이하	-25 이하
4. 분리도 (dB)	Tx 중심주파수에서 -65	Rx 중심주파수에서 -65
5. Gain Slope (dB/MHz)	0.005	0.005
6. 입력 최대 전력	1.0 kWatts	1.5 kWatts

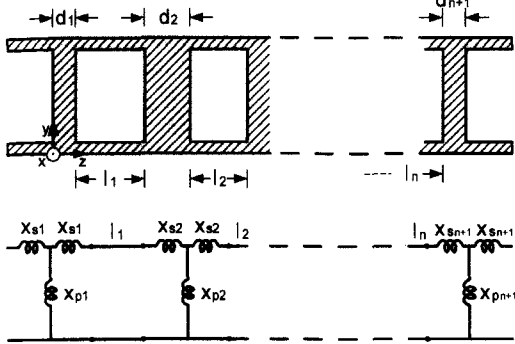


그림 5. 도파관 E-면 금속삽입 구조를 이용한 대역통과 여파기
Fig. 5. Bandpass filter using waveguide E-plane metal insert structures.

그림 4와 5의 대역통과 필터의 구현을 위해 Chebyshev 저역통과 원형필터로부터 대역통과 필터로 주파수 변환 후에 다음 그림 6에 나타난 것과 같이 임피던스 인버터의 크기와 위상을 구하였다.

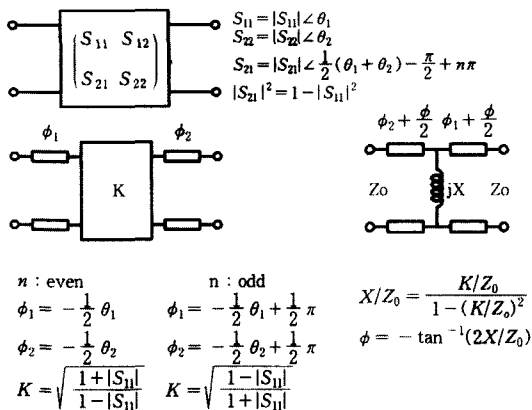


그림 6. 산란행렬에 의한 임피던스 인버터의 크기 및 위상 계산
Fig. 6. Calculations of amplitude and phase of impedance inverter using scattering matrix.

그림 7은 그림 6의 수식을 이용하여 계산된 대칭적 유도성 아이리스 구조에 대한 리액턴스 X와 개구 간격 d의 관계를 보인 것이다.

이상과 같은 방법으로 표 1의 설계사양 중 송·수신 신호의 충분한 분리도 확보를 위하여 송·수신 필터 각각 7개의 공진기와 5개의 공진기로 설계하였으며, 통과대역 내에서의 평탄도(flatness)를 높이기 위해 0.01dB Chebyshev 저역통과 원형필터를 선택하였다. 표 2는 설계된 송·수신 필터의 아이리스 개구

간격 및 삽입금속의 폭 d와 공진기의 전기적 길이 θ 를 나타낸 것이다.

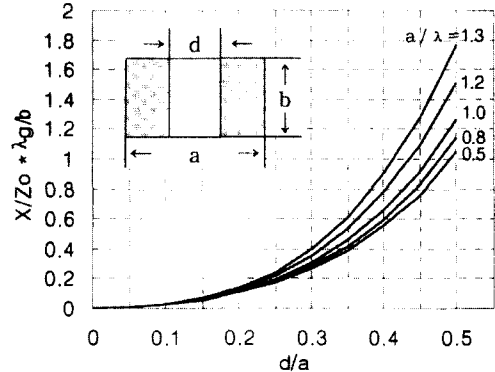


그림 7. T-형 등가회로 매개변수와 대칭적 유도성 아이리스의 개구 간격 d의 관계
Fig. 7. Relations of T-network parameter and gap of symmetrical inductive iris.

표 2. 설계된 송·수신 필터의 아이리스 개구 간격과 삽입금속의 폭 및 공진기의 전기적 길이

Table 2. Dimensions of gap of symmetrical inductive irises and widths of metal strip and electrical lengths for Tx/Rx.

송신 필터	아이리스의 개구 간격			
	$d_1=d_8$	$d_2=d_7$	$d_3=d_6$	$d_3=d_4$
	5.5016	3.5408	2.9845	2.8804
수신 필터	삽입금속의 폭			
	$d_1=d_6$	$d_2=d_5$	$d_3=d_4$	
	1.0439	4.2240	5.1587	

송신 필터	공진기의 전기적 길이			
	$\theta_1=\theta_7$	$\theta_2=\theta_6$	$\theta_3=\theta_5$	θ_4
	7.8689	8.9281	9.1465	9.1770
수신 필터	공진기의 전기적 길이			
	$\theta_1=\theta_5$	$\theta_2=\theta_4$	θ_3	
	3.9573	3.9218	3.9192	

2. 송·수신 필터의 합성

듀플렉서를 구성하기 위하여 각각 제작된 송·수신 필터는 자계면 T-접합으로 최종 합성하였다. 그림 8은 자계면 T-접합의 등가회로이며 이 때, 식(22) ~ 식(25)로부터 T-접합 등가회로의 임피던스 값을 구하고^[7] 각 송·수신 필터의 임피던스를 계산하여 수신

신호는 송신필터의 입력에서 전반사 되도록 그림 9의 l_1 을 결정하고, l_2 는 중계기에 의해 증폭된 송신신호가 수신필터의 입력에서 전반사 되도록 각 필터의 중심 주파수에 대한 관내 파장으로부터 송·수신 필터의 입력단 길이를 구함으로써 송·수신 신호가 아무런 간섭 없이 최대의 송신 전력이 안테나에 전달되도록 하였다. 이와 같은 수학적 방법에 근거하여 각 송·수신 필터의 임피던스가 0이 되도록 계산된 접합거리를 표 3에 나타내었다.

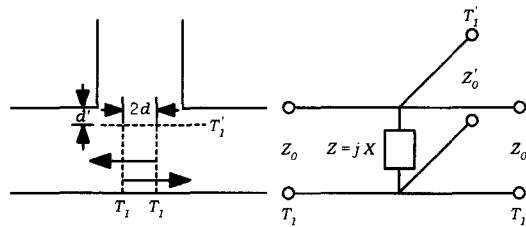


그림 8. 자계면 T-접합의 등가회로
Fig. 8. Equivalent circuit of H-plane T-junction.

$$d = \frac{\lambda_0}{2\pi} \tan^{-1} X_1 - \frac{a}{2} \tag{22}$$

$$d' = \frac{\lambda_0}{2\pi} \tan^{-1} \frac{X_1 X_4 + X_0}{2(X_1 - X_2)} \tag{23}$$

$$\frac{X}{Z_0} = \frac{1}{2} \frac{4(X_2 - X_1)^2 + (X_0 + X_1 X_4)^2}{(1 - X_1^2)(4X_2 - X_0 X_4) - X_1(4 + X_1^2 - 4X_2^2 - X_0^2)} \tag{24}$$

$$\frac{Z_0'}{Z_0} = \frac{4(X_2 - X_1)^2 + (X_0 + X_1 X_4)^2}{4(1 + X_1^2) X_3^2} \tag{25}$$

여기서,

$$X_0 = X_3^2 - X_2 X_4 \tag{26}$$

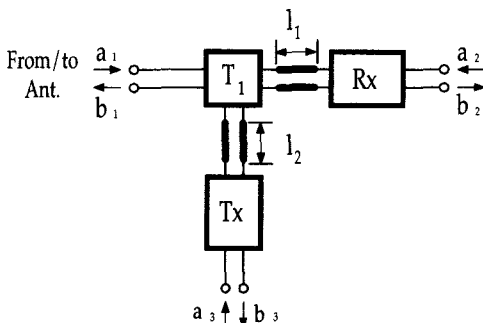


그림 9. 자계면 T-접합을 이용한 듀플렉서
Fig. 9. Duplexer using H-plane T-junction.

표 3. 접합 거리의 계산 결과
Table 3. Calculated results for T-junction.

구 분	거 리 (mm)
l_1	12.7381
l_2	10.3835

그림 10과 11은 송·수신 필터의 개별 설계 후 최적화된 자계면 T-접합에 의해 최종적으로 계산어진 듀플렉서의 이론적인 전달특성이다.

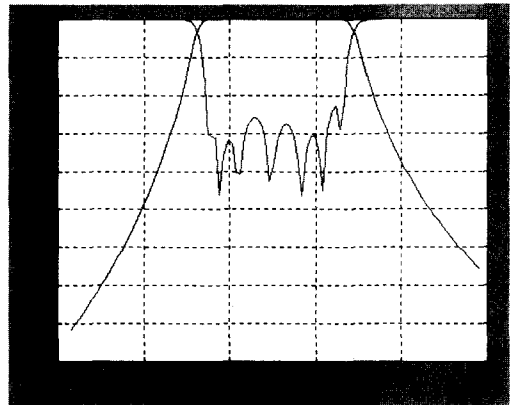


그림 10. 최적화 설계된 수신필터의 Full-wave 응답특성
Fig. 10. Full-wave response of the Tx filter after the optimization.



그림 11. 최적화 설계된 수신필터의 Full-wave 응답특성
Fig. 11. Full-wave response of the Rx filter after the optimization.

그림 12는 최종적으로 설계, 제작된 Ka-밴드 위성 중계기용 듀플렉서의 외형이다.



그림 12. 제작된 Ka-밴드 위성중계기용 듀플렉서
Fig. 12. Fabricated duplexer for Ka-band transponder.

본 논문에서 설계, 제작한 Ka-밴드 위성중계기용 듀플렉서의 전달특성을 그림 13부터 그림 15에 나타내었으며, 측정시 3개의 포트 중 측정에 사용되는 2개의 포트의 나머지 포트는 모두 중단시키고 각 송·수신 필터의 삽입손실과 반사손실을 측정하였다.

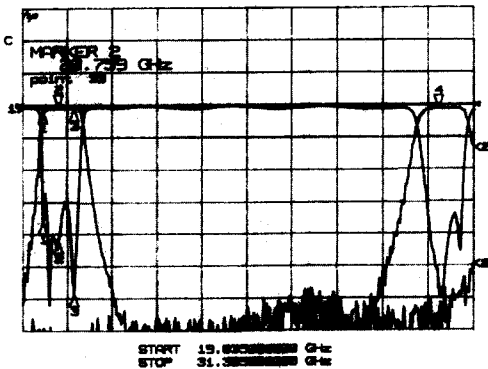


그림 13. 송·수신 필터의 전달특성
Fig. 13. Transmission characteristics of Rx and Tx filter.

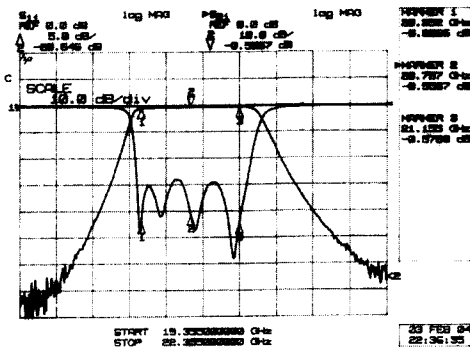


그림 14. 수신 필터의 전달특성
Fig. 14. Transmission characteristic of Rx filter.

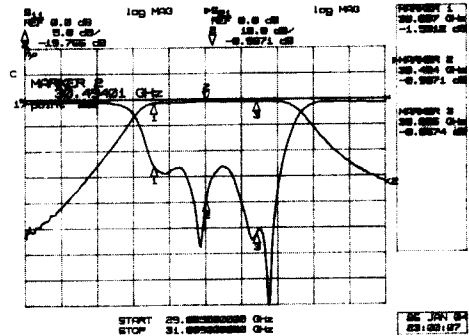


그림 15. 송신 필터의 전달특성
Fig. 15. Transmission characteristic of Tx filter.

그림 13에서 볼 수 있듯이 듀플렉서의 송·수신 필터는 각각의 중심 주파수에서 65 dB 이상의 설계사양을 충분히 만족한 분리도를 나타내었으며, 측정결과 삽입손실은 최대 1.5 dB 미만으로 측정되었으나 실제로는 측정을 위해 사용된 도파관-동축 어댑터(W/G to coax. adaptor)의 손실 약 0.3 dB를 고려하면 그림 10과 11에 나타낸 송·수신 필터의 이론적 계산결과와 거의 일치한다. 반사손실의 경우 수신 필터에서 최대 약 13.2 dB로 다소 크게 나타났는데, 이는 제작 과정에서 도파관 내에 삽입금속의 고정을 위해 사용된 납이 도파관 내부로 유입되었기 때문으로 생각되는데 이와 같은 제작상의 오차는 X-밴드나 Ku-밴드에 비해 훨씬 큰 특성상의 악영향을 미치므로 필터의 설계시 치수계산은 물론 가공시에 매우 높은 정밀도가 요구된다. 따라서 본 연구의 실험과 같은 경우 삽입금속의 폭과 도파관의 슬롯 간격과의 차를 최소로 한다면 이러한 오차는 충분히 보완할 수 있다.

IV. 결론

본 논문은 구형 도파관 내부의 대칭적 유도성 아이리스 구조와 전계면 금속삽입 구조에 대해 모드정합법을 이용하여 Full-wave 분석을 하였고 이 결과를 바탕으로 유도성 아이리스와 전계면 금속삽입에 의한 20.355 ~ 21.155 GHz 대역과 30.085 ~ 30.885 GHz 대역의 두 개의 도파관 대역통과 필터를 설계하여 자계면 T-접합으로 합성하는 방법으로 각각의 송신필터와 수신필터의 사용에 비해 크기와 무게를 효과적으로 감소시킬 수 있고, 하나의 안테나로 송·수신이 가능하도록 하기 위한 Ka-밴드 위성중계기용 듀플렉서를 설계, 제작하였다.

제작된 듀플렉서는 송신필터의 고출력 전송에 따른 온도 변화에 의한 특성 왜곡을 최소화하기 위하여 필터 제작에 사용된 아이리스를 도파관 외부로 돌출시킴으로써 방열 효과를 높이는 구조로 설계하였고, 제작 오차를 최소화하여 미세 보정용 나사를 일체 사용하지 않음으로써 위성중계기용으로서의 내구성 및 신뢰도를 향상시켰다.

실험결과 제작된 Ka-밴드 위성중계기용 듀플렉서를 구성하는 2개의 필터 모두 1.2 dB 미만의 삽입손실과 13 dB 이상의 반사손실 그리고 송·수신 필터간 65 dB 이상의 분리도(isolation)를 보임으로써 제작전의 이론적 분석결과와 일치하였고, 최종적으로 전체 듀플렉서의 측정을 통하여 위성중계기용 부품으로서의 성능을 검증하였다.

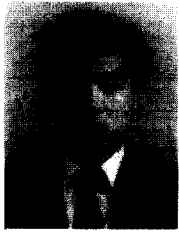
참 고 문 헌

[1] J. E. Rozzi, Wolfgang F. G. Mecklenbräuker. "Wide-band Network Modeling of Interacting Inductive Irises and

Steps", *IEEE Trans. on Microwave Theory and Tech.*, vol. MTT-23, No.2, pp.235-245, Feb. 1975.

[2] Rovert E. Collin, *Field Theory of Guided Waves*, IEEE Press, pp. 59-66, 1991
 [3] J. Bornemann and F. Arndt, "Metal-insert filters with improved characteristics", *IEE Proc.*, vol. 133, part. H, No.2, pp.103-107, Apr. 1986.
 [4] J. Uher, *Waveguide Components for Antenna Feed Systems : Theory and CAD*, Artech House, pp.27-30, 1993.
 [5] E. Kühn, A Mode-matching Method for solving Field Problems in waveguide and Resonator Circuits, *Arch. Elektr. Übertr.*, Vol. 27, pp.511-518, Dec. 1973.
 [6] E. G. Fubini, E. A. Guilkmmin, "Minimum Insertion Loss Filters", *IRE. Proc.* pp. 37-41, Jan. 1959.
 [7] N. Marcubitz, *Waveguide Handbook*, New York, McGraw Hill, pp.356-360, 1951.

저 자 소 개



李鎔珉(正會員)
 1993년 2월 광운대학교 전자공학과 (공학사). 1995년 2월 광운대학교 전자공학과 대학원(공학석사). 1999년 2월 광운대학교 전자공학과 대학원(공학박사). 1999년 6월 ~ 현재 한국과학기술연구원(KIST) 복합기 능세라믹연구센터 위축선임연구원. 주관심분야는 마이크로파 및 밀리미터파 능동/수동 회로설계, 이동통신 및 위성통신 부품개발, 전파전파 및 전자기 해석

羅克煥(正會員) 第25卷 D編 第1號 參照
 1973년 2월 연세대학교 전자공학과 (공학사). 1977년 2월 연세대학교 전자공학과 대학원 (공학석사). 1981년 7월 불란서 ENSEEIHT 국립 종합 공과대학 전자공학과 (공학박사). 1981년 ~ 현재 광운대학교 전자공학과 교수. 주관심분야는 초고주파 회로설계, 레이더 및 위성통신