

모드매칭법에 의한 위성중계기용 Ku-밴드 트라이플렉서의 설계 및 제작에 관한 연구

正會員 이 용 민*, 나 극 환*

Design and Fabrication of Ku-Band Triplexer by Mode Matching Method for Satellite Communication

Yong-Min Lee*, Keuk-Hwan Ra* *Regular Members*

요 약

본 논문에서는 대칭적 유도성 아이리스 구조를 이용하여 설계된 3개의 대역통과 필터를 전계면 T-접합에 의한 합성방법으로 Ku-밴드 위성중계기용 트라이플렉서를 설계, 제작하였다. 제작된 트라이플렉서는 위성체에 방송 및 통신용 위성중계기의 동시 탑재시 각각의 듀플렉서의 사용에 따른 크기 및 무게의 증가를 효과적으로 감소시킬 수 있으며, 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 Ku-밴드 위성중계기용 트라이플렉서는 3개의 필터(DBS & FSS Rx: 14.4 ± 0.4 GHz, DBS Tx: 11.85 ± 0.15 GHz, FSS Tx: 12.5 ± 0.25 GHz) 모두 통과대역에서 1.0 dB 미만의 삽입손실(insertion loss)과 20 dB 보다 좋은 반사손실(return loss) 특성을 얻었고, 송신필터간 35 dB와 송·수신 필터간 65 dB 이상의 분리도(isolation)를 나타내었다.

ABSTRACT

This paper presents the design and fabrication of the triplexer for Ku-band satellite transponder. It is composed of 3 bandpass filters, coupled with E-plane T-junction having symmetrical inductive iris structures. Compared with the size and weight of the duplexers loaded with DBS & FSS transponders in a satellite, those of the triplexer can be effectively reduced. In a high power transmission, the variation of the filter characteristics is also 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 triplexer is designed to improve the simplification, durability, and reliability

*光云大學校 電子工學科
論文番號: 97340-0922
接受日字: 1997年 9月 22日

by eliminating tuning screws, which have been used to compensate for the characteristics of fabricated filters. The bandpass filters of the triplexer show the insertion loss of less than 1.0 dB and the return loss in excess of 20 dB. The isolations of more than 35 dB and 65 dB have been achieved between Tx filters and between Rx and Tx filters, respectively.

I. 서 론

최근 국제적인 통신량의 급증과 가속화된 정보화 시대의 개막에 따라 국내의 위성관련 기술에 대한 개발 노력은 위성통신 시스템의 대용량, 고속화와 함께 많은 융통성 및 편의성을 제공하고 있다. 이러한 전반적인 통신 시스템은 점차 그 복잡성을 더해가고 그와 같은 시스템에서 초고주파 필터가 차지하는 비중은 매우 높다고 할 수 있다.

위성중계기에 장착되는 트라이플렉서(Triplexer)는 한 개의 수신필터와 두 개의 송신필터로 구성된 하나의 부품화된 필터로서 송·수신 신호간의 높은 분리도를 갖도록 함으로써 수신신호는 위성중계기 수신단에 최소의 삽입손실로 인가되고, 송신신호는 최대의 전력이 안테나에 급전되도록하여 송·수신 신호를 상호 간섭없이 분리시키는 장치이다.

트라이플렉서를 구성하는 각각의 필터 설계시 수신필터는 지구국으로 부터 매우 미약한 상향링크 신호를 수신하기 때문에 통과되는 전력의 고려보다 위성중계기 수신단의 잡음특성을 향상시키기 위하여 통과대역내의 삽입손실을 최소화하고 대역외 신호에 대해서는 높은 차단 특성을 갖도록 설계하여야 한다.

또한 송신필터는 위성중계기의 각 채널별 고출력 증폭기의 대전력 신호를 결합하여 통과시키므로 삽입손실에 의한 발열과 그로인한 필터의 열특성 변화를 고려하여야 한다. 따라서 송신필터의 경우에는 필터의 크기가 다소 증가하더라도 무부하 Q인 Qu가 큰 구조로 설계되어야 한다.

이와같이 트라이플렉서는 위성체의 안테나 뒷단에서 매우 근접한 송·수신 신호를 분리하여야 하므로 저손실, 협대역 도파관 필터 설계기술 및 정확한 도파관 접합해석이 핵심이 된다. 더욱이 위성중계기용 부품의 경우 그 크기와 무게가 매우 중요한 요소로 취급되는데 국내 Ku-밴드 무궁화 위성과 같이 방송용 위성중계기와 통신용 위성중계기가 동시에 탑재

되는 위성체의 경우 송·수신을 위해 각각의 듀플렉서(Duplexer)를 사용하는 것은 크기와 무게를 고려한 위성중계기용 부품으로서 매우 비효율적이라 할 수 있다.

본 연구에서는 방송 및 통신용 위성중계기가 함께 탑재된 위성체에 대해 듀플렉서의 한계 및 단점을 보완하는 동시에 필터의 구현에 사용되는 아이리스(iris)를 도파관 자계면 외벽에 연장, 돌출시킴으로써 필터 자체가 방열판 구실을 하는 Ku-밴드 위성중계기용 트라이플렉서를 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 Ku-밴드 위성중계기용 트라이플렉서는 국내 Ku-밴드 무궁화 위성의 규격에 맞춰 우수한 주파수 선택도와 낮은 삽입손실 특성을 갖도록 모두 6개의 공진기를 포함한 Chebyshev형 구조로 설계되었으며, 국내 Ku-밴드 위성중계기의 DBS와 FSS의 상향링크 주파수를 모두 포함한 14.0~14.8 GHz 대역의 수신필터와 각각의 하향링크 주파수 대역인 11.7~12.0 GHz, 12.25~12.75 GHz의 송신필터를 설계, 제작하여 3개의 필터를 최종적으로 전계면 T-접합으로 결합하는 구조를 제안하였다.

II. 도파관 자계면 불연속 구조 해석

일반적으로 도파관내에 어떤 형태의 불연속이 존재하면 그 불연속 구조에 대해서 기본 모드(dominant mode)를 포함한 수많은 고차모드가 발생한다. 그림 1은 대칭적인 도파관 자계면 계단형 불연속 구조를 나타낸 것이다. 전파의 진행방향을 z축이라 하고 무손실의 표면이 균일한 도파관이라고 가정한다면, 고차모드의 상호 간섭에 의한 에너지 축적은 반드시 도파관 내의 불연속 점에서만 발생한다.¹⁾

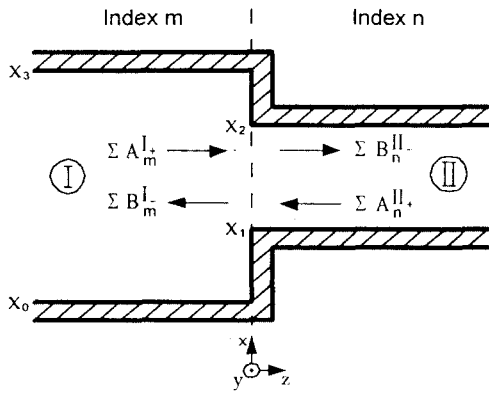


그림 1. 구형 도파관내 대칭적인 자계면 불연속 구조
 Fig. 1 Symmetrical H-plane discontinuity in rectangular waveguide

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

$$\begin{aligned} \Gamma_m &= [(n\pi/a)^2 - (2\pi/\lambda)^2]^{1/2} & (\Gamma_1 = j\beta) \\ \Gamma_n &= [(m\pi/a')^2 - (2\pi/\lambda)^2]^{1/2} & (a' = x_2 - x_1) \end{aligned} \quad (1)$$

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 합

으로 표현되는 Hertzian 자계 벡터 포텐셜 $A_{hz}^{(i)}$ 의 z 축 방향 성분으로부터 유도되어진다.

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

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.

$$k_{xm}^{(I)} = \sqrt{(k_0^2 - (k_{zm}^{(I)})^2)}, \quad k_0^2 = \omega^2 \mu_0 \epsilon_0 \quad (5)$$

$$k_{xm}^{(I)} = \frac{m\pi}{a}, \quad k_{xm}^{(II)} = \frac{m\pi}{x_2 - x_1}$$

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.

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

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 2의 입사파 $v_m^{(i)}$ 과 반사파 $r_m^{(i)}$ 의 관계식

$$\begin{pmatrix} r^{(I)} \\ v^{(II)} \end{pmatrix} = (S)^{S1} \begin{pmatrix} v^{(I)} \\ r^{(II)} \end{pmatrix} \quad (8)$$

을 얻을 수 있고, 이로부터 자계면 계단형 불연속 영역에 대한 2-포트 산란 행렬을 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

$$\begin{aligned} L_{Emn} &= 2 \sqrt{\frac{k_{zm}^{(1)}}{a(x_2 - x_1) k_{zm}^{(1)}}} \cdot \int_c^g \sin\left(\frac{m\pi}{a} x\right) \\ &\cdot \sin\left(\frac{n\pi}{x_2 - x_1} (x - x_1) dx\right) \end{aligned} \quad (12)$$

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

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

III. 모드매칭법에 의한 전계면 T-접합 해석

전계면 T-접합에 의한 각 필더의 합성시 필더 상호간의 간섭을 없애고 접합으로 인한 삽입손실의 증가를 막기위하여 먼저 모드 매칭법에 의해 전계면 T-접합을 해석하였다.

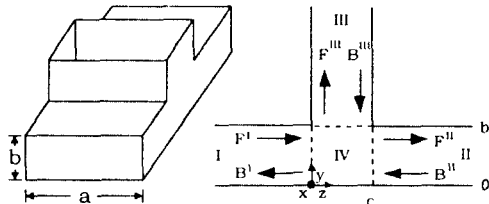


그림 2. 구형 도파관의 전계면 T-접합
Fig. 2 E-plane T-junction in rectangular waveguide

그림 2에서 전계면 T-접합에 대한 각 영역에서의 횡전자계는 식(2)와 같고 이 때, 영역 I, II, III에서의 Hertzian 자계 벡터 포텐셜은 다음과 같은 경계조건을 만족시킨다.^[4]

$$A_{hx}^n = \sum_{n=0}^N G_n^n \sin\left(\frac{\pi}{a} x\right) \frac{\cos\left(\frac{n\pi}{b} y\right)}{\sqrt{1 + \delta_{0n}}} (F_n^n e^{-jk_z^n z} - B_n^n e^{+jk_z^n z}) \quad (14)$$

$$A_{hx}^I = \sum_{i=0}^I G_i^I \sin\left(\frac{\pi}{a} x\right) \frac{\cos\left(\frac{i\pi}{b} y\right)}{\sqrt{1 + \delta_{0i}}} (F_i^I e^{-jk_z^I(z-c)} - B_i^I e^{+jk_z^I(z-c)}) \quad (15)$$

$$A_{hx}^K = \sum_{k=0}^K G_k^K \sin\left(\frac{\pi}{a} x\right) \frac{\cos\left(\frac{k\pi}{b} y\right)}{\sqrt{1 + \delta_{0k}}} (F_k^K e^{-jk_z^K(y-b)} - B_k^K e^{+jk_z^K(y-b)}) \quad (16)$$

또한, A_{hx}^n 는 세 개의 단락된 도파관에 해당하는 각 함수들의 중첩에 의해 구해지며, 자계 H_x 는 자계 벡터 포텐셜 A_{hx} 에 비례하므로 A_{hx}^n 는 세 개의 도파관이 단락된 지점에서 최대가 됨을 알 수 있다.^[5]

$$\begin{aligned} A_{hx}^N &= \sum_n C_n^N \sin\left(\frac{\pi}{a} x\right) \frac{\cos\left(\frac{n\pi}{b} y\right)}{\sqrt{1 + \delta_{0n}}} \cos[k_z^N(z-c)] \\ &+ \sum_i C_i^I \sin\left(\frac{\pi}{a} x\right) \frac{\cos\left(\frac{i\pi}{b} y\right)}{\sqrt{1 + \delta_{0i}}} \cos(k_z^I z) \quad (17) \\ &+ \sum_k C_k^K \sin\left(\frac{\pi}{a} x\right) \frac{\cos\left(\frac{k\pi}{c} z\right)}{\sqrt{1 + \delta_{0k}}} \cos(k_z^K z) \end{aligned}$$

식(17)의 계수 C는 영역 IV에서 각각의 접합면에 대한 세 개의 도파관의 정합 조건에 의해 구해지며, 일반화된 산란 행렬을 구하기 위하여 x 성분의 자계 H_x 를 세 접합면에 대해 정합시키면 다음 식(18)을 구할 수 있다.

$$H_x^I = H_x^N \quad (z=0 \text{에서}): \quad (18a)$$

$$F^I - B^I = -D_T(F^I + B^I) + D_S(F^{II} + B^{II}) + L^I(F^{III} + B^{III})$$

$$H_x^II = H_x^N \quad (z=c \text{에서}): \quad (18b)$$

$$F^{II} - B^{II} = -D_S(F^I + B^I) + D_T(F^{II} + B^{II}) + (L^{III} + B^{III})$$

$$H_x^{III} = H_x^{IV} \quad (y=b \text{에서}): \quad (18c)$$

$$F^{III} - B^{III} = L^{III}(F^I + B^I) + L^{IV}(F^{II} + B^{II}) + D_C(F^{III} + B^{III})$$

식(18)에서 L은 결합 적분행렬이며, 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$(L^I)_{nk} = \frac{2j}{\sin(k_{yk}^{III} b)} \sqrt{\frac{k_{zn}^{I'}}{bck_{yk}^{III}}} \int_0^b \frac{\cos\left(\frac{n\pi}{b} y\right)}{\sqrt{1+\delta_{0k}}} \frac{\cos(k_{yk}^{III} y)}{\sqrt{1+\delta_{0k}}} dy \quad (19a)$$

$$(L^{II})_{nk} = (-1)^k (L^I)_{nk} \quad (19b)$$

$$(L^{IV})_{kn} = \frac{2j(-1)^n}{\sin(k_{zn}^{I'} c)} \sqrt{\frac{k_{yk}^{III}}{bck_{zn}^{I'}}} \int_0^c \frac{\cos\left(\frac{k\pi}{c} z\right)}{\sqrt{1+\delta_{0k}}} \frac{\cos(k_{zn}^{I'} z)}{\sqrt{1+\delta_{0n}}} dz \quad (19c)$$

$$(L^{III})_{kn} = \frac{-2j(-1)^n}{\sin(k_{zn}^{I'} c)} \sqrt{\frac{k_{yk}^{III}}{bck_{zn}^{I'}}} \int_0^c \frac{\cos\left(\frac{k\pi}{c} z\right)}{\sqrt{1+\delta_{0k}}} \frac{\cos\{k_{zn}^{I'}(z-c)\}}{\sqrt{1+\delta_{0n}}} dz \quad (19d)$$

여기서, $k_{zn}^{I'} = k_{zn}^{II}$ 이고 D는 대각 행렬이다.

$$D_T = \text{Diag} \left\{ \frac{j}{\tan(k_{zn}^{I'} c)} \right\} \quad (20a)$$

$$D_S = \text{Diag} \left\{ \frac{j}{\sin(k_{zn}^{I'} c)} \right\} \quad (20b)$$

$$D_C = \text{Diag} \{ j \cot(k_{yk}^{III} b) \} \quad (20c)$$

위의 식들을 이용하여 산란파를 입사파의 진폭에 대한 함수로서 표현함으로써 전계면 T-접합에 대한 산란 행렬을 구할 수 있다.

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

$$= \begin{bmatrix} -(I-D_T) & -D_S & -L^I \\ D_S & (I-D_T) & -L^{II} \\ -L^{III} & -L^{IV} & (I-D_C) \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} -(I+D_T) & D_S & L^I \\ D_S & (I+D_T) & L^{II} \\ L^{III} & L^{IV} & (I+D_C) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F^I \\ B^{II} \\ B^{III} \end{bmatrix} \quad (21)$$

IV. 트라이플렉서의 설계 및 제작

본 연구에서는 11.7~12.0 GHz와 12.25~12.75 GHz의 송신필터와 14.0~14.8 GHz의 수신필터를 대칭적 유도성 아이리스 구조로 설계한 후, 최종 전계면 T-접합으로 합성함으로써 Ku-밴드 위성중계기용 트라이플렉서를 제작하였다.

표 1은 본 연구에서 설계, 제작한 Ku-밴드 위성중계기용 트라이플렉서의 설계 사양이다.

표 1. Ku-밴드 위성중계기용 트라이플렉서의 설계 사양
Table 1. Performance specifications of the triplexer for Ku-band transponder

구분	설계 사양		
	DBS & FSS Rx	DBS Tx	FSS Tx
1. 주파수 대역(GHz)	14.0~14.8	11.7~12.0	12.25~12.75
2. 최대 삽입 손실(dB)	1.0 이하	1.0 이하	1.0 이하
3. 반사 손실(dB)	-25 이하	-20 이하	-20 이하
4. 분리도(dB)	DBS Tx에서 -75 FSS Tx에서 -75	Rx에서 -75 FSS Tx에서 -30	Rx에서 -75 DBS Tx에서 -30
5. Gain Slope(dB/MHz)	0.005	0.005	0.005
6. 입력 최대 전력	1.5 kWatts	1.5 kWatts	1.5 kWatts

1. 송·수신 필터의 설계

도파관 필터에 있어 설계된 필터의 무부하 Q인 Qu 값은 그 필터의 통과대역내 삽입손실을 최소화시키기 위한 가장 큰 변수가 되므로⁶⁾ 본 논문에서는 트라이플렉서를 구성하는 각 필터의 설계시 모두 Qu가 큰 구조를 선택하였으며, 특히 수신필터의 경우 위성체에 수신되는 매우 미약한 신호가 위성중계기에 손실없이 전달될 수 있도록 Qu 값을 결정하였다.

$$\frac{1}{Q_u} = \frac{1}{Q_d} + \frac{1}{Q_c} \quad (22)$$

식(22)에서 Qd는 도파관내의 유전율 손실에 의해서만 변화되며 식(23)과 같이 나타낼 수 있다.

$$Q_d = \frac{1}{\tan \delta} \quad (23)$$

그리고, Q_c 는 도파관 내벽의 저항 손실(ohmic loss)과 정규화된 주파수 f/f_c 의 함수로서, TE₁₀ 모드에서 동작되는 구리로 된 구형 도파관의 경우 다음 식 (24)로 표현되어 진다.

$$Q_{c(TE_{10})} = \frac{1.212 \times 10^4 b \sqrt{f}}{1 + \frac{2b}{a} \left(\frac{f_c}{f}\right)^2} \quad (24)$$

여기서 a, b는 도파관 내벽의 가로 및 세로의 길이이다.

그림 3은 본 연구에서 송·수신 필터를 구현하기 위한 대칭적 유도성 아이리스 구조의 대역통과 필터를 나타낸 것이다.

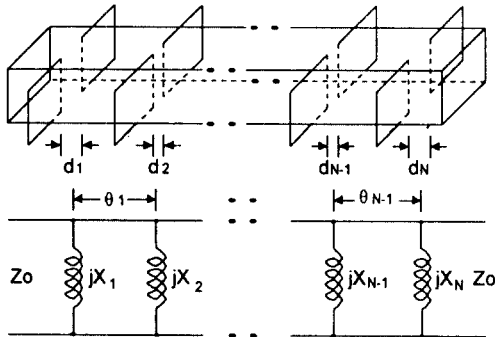


그림 3. 대칭적 유도성 아이리스를 이용한 대역통과 필터
Fig. 3 Bandpass filter using symmetrical inductive irises

그림 3의 대칭적 유도성 아이리스에 의한 대역통과 필터의 구현을 위해 Chebyshev 저역통과 원형필터로부터 대역통과 필터로 주파수 변환 후에 다음 그림 4에 나타낸 것과 같이 임피던스 인버터의 크기와 위상을 구하였다.

그림 5는 그림 4의 수식을 이용하여 계산된 대칭적 유도성 아이리스 구조에 대한 리액턴스 X와 개구 간격 d의 관계를 보인 것이다.

이상과 같은 방법으로 표 1의 설계 사양을 만족시키기 위하여 송·수신 필터 모두 6개의 공진기를 포함한 0.01dB Chebyshev형 필터를 설계하였으며, 표 2는 설계된 송·수신 필터의 아이리스 개구 간격 d와 공진

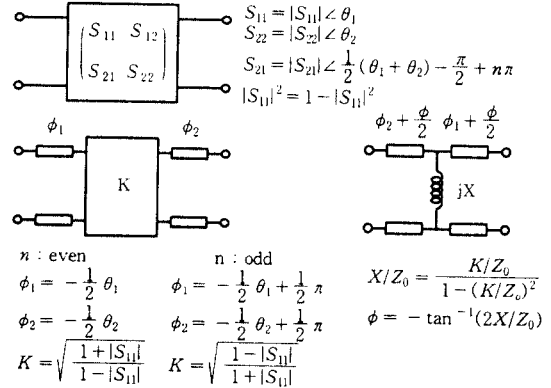


그림 4. 산란 행렬에 의한 임피던스 인버터의 크기 및 위상 계산
Fig. 4 Calculations of amplitude and phase of impedance inverter using scattering matrix

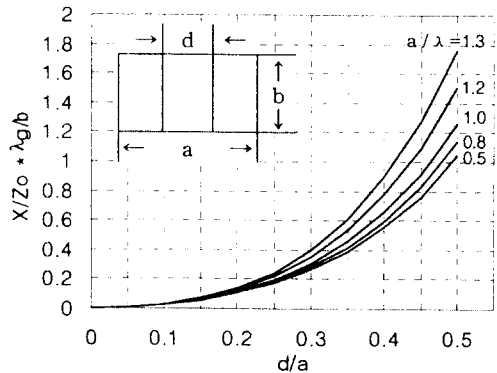


그림 5. T형 등가회로 매개변수와 대칭적 유도성 아이리스의 개구 간격 d의 관계
Fig. 5 Relations of T network parameter and gap of symmetrical inductive iris

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

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

구분	d ₁ =d ₁	d ₂ =d ₆	d ₃ =d ₅	d ₄	θ ₁ =θ ₆	θ ₂ =θ ₅	θ ₃ =θ ₄
DBS & FSS Rx	8.05	4.86	4.09	3.98	10.20	11.46	11.68
DBS Tx	8.58	5.01	4.22	4.10	14.53	16.07	16.28
FSS Tx	8.37	4.91	4.13	4.02	13.12	14.47	14.68

기의 전기적 길이 l 를 나타낸 것이다.

2. 송·수신 필터의 합성

트라이플렉서를 구성하기 위하여 각각 제작된 송·수신 필터는 전계면 T-접합으로 최종 합성하였다. 그림 6은 전계면 T-접합의 등가회로이며 이 때, 식(25)~식(28)로부터 T-접합 등가회로의 임피던스 값을 구하고^[7] 각 송·수신 필터의 임피던스를 계산하여

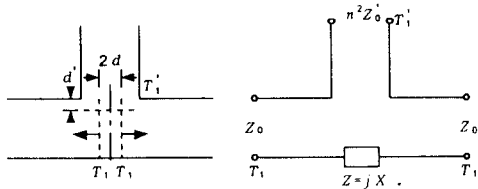


그림 6. 전계면 T-접합의 등가회로
Fig. 6 Equivalent circuit of E-plane T-junction

$$\frac{2\pi}{\lambda_g} \left(\frac{b'}{2} - d \right) = \tan^{-1} A_0 \quad (25)$$

$$\frac{2\pi d'}{\lambda_g} = \tan^{-1} \frac{A_0 A_c + A_b}{A_0 - A_c} \quad (26)$$

$$n^2 = \frac{2b}{b'} \frac{(1 + A_0^2)(A_b + A_0 A_c)}{(A_a - A_0)^2 + (A_b + A_0 A_c)^2} \quad (27)$$

$$\frac{X}{2Z_0} = \frac{A_0(1 + A_c^2 - A_a^2 - A_b^2) - (1 - A_0^2)(A_a + A_b A_c)}{(A_a - A_0)^2 + (A_b + A_0 A_c)^2} \quad (28)$$

여기서,

$$A_0 = \frac{B_a}{Y_0}, \quad A_a = \frac{B_a - 2B_b - 2B_c}{Y_0}$$

$$A_c = \frac{b'}{b} \frac{(B_d - B_c)}{Y_0}, \quad A_b = \frac{2b'}{b} \left(\frac{B_c}{Y_0} \right)^2 - A_a A_c$$

수신 신호(DBS & FSS Rx)가 전파사되도록 그림 7의 d_1, d_2 를 결정하고 l_1 은 FSS 송신 신호(FSS Tx)가 전파사, 그리고 l_2 는 DBS 송신 신호(DBS Tx)가 전파사되도록 각 필터의 중심 주파수에 대한 관내 파장으로부터 송·수신 필터의 입력단 길이와 두 개의 T-접합간 거리를 구함으로써 송·수신 신호가 아무런 간섭 없이 최대의 송신 전력이 안테나에 전달되도록 하였다.

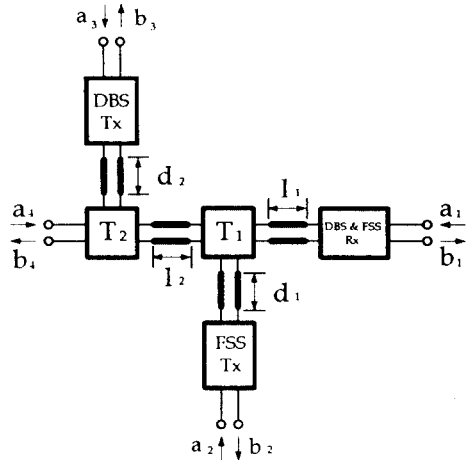


그림 7. 전계면 T-접합을 이용한 트라이플렉서
Fig. 7 Triplexer using E-plane T-junction

이와 같은 수학적 방법에 근거하여 각 송·수신 필터의 임피던스가 0이 되도록 계산된 접합거리를 표 3에 나타내었다.

표 3. 접합 거리의 계산 결과

Table 3. Calculated results for T-junction

구 분	거 리 (mm)
l_1	6.23
l_2	8.07
d_1	7.73
d_2	8.49

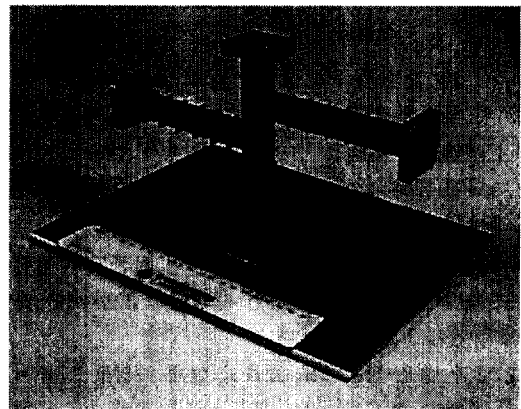


그림 8. 제작된 Ku-밴드 위성중계기용 트라이플렉서
Fig. 8 Fabricated triplexer for Ku-band transponder

그림 8은 최종적으로 설계, 제작된 Ku-밴드 위성중계기용 트라이플렉서의 외형이다.

V. 실험 및 고찰

본 논문에서 설계, 제작한 Ku-밴드 위성중계기용 트라이플렉서의 전달특성을 그림 9부터 그림 12에 나타내었으며, 측정시 4개의 포트 중 측정에 사용되는 2개의 포트의 나머지 포트는 모두 중단시키고 각 송·수신 필터의 삽입손실과 반사손실을 측정하였다.

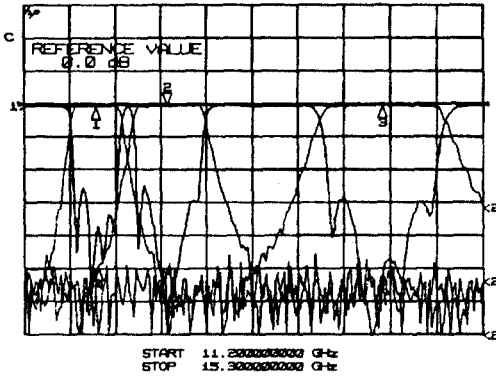


그림 9. 송·수신 필터의 전달특성
Fig. 9 Transmission characteristics of Rx and Tx

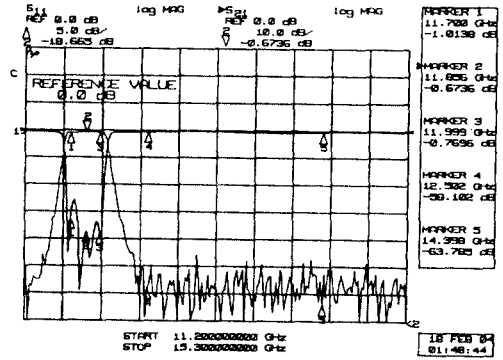


그림 11. DBS 송신 필터의 전달특성
Fig. 11 Transmission characteristics of DBS Tx

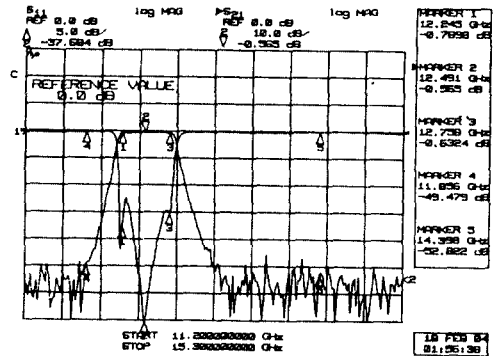


그림 12. FSS 송신 필터의 전달특성
Fig. 12 Transmission characteristics of FSS Tx

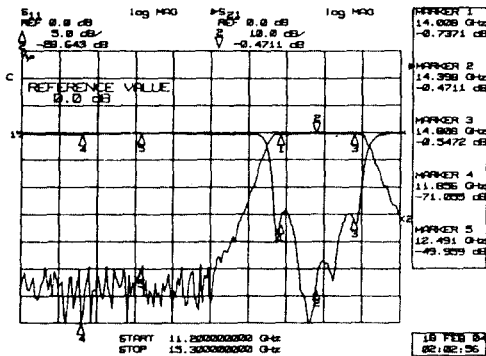


그림 10. DBS & FSS 수신 필터의 전달특성
Fig. 10 Transmission characteristics of DBS & FSS Rx

그림 9에서 볼 수 있듯이 주파수가 매우 근접한 DBS Tx와 FSS Tx는 각각의 중심 주파수에서 35 dB 이상으로 설계 사양보다 훨씬 우수한 분리도를 나타내고 있으며 삽입손실 역시 모두 1.0 dB 미만으로 설계시 의도와 일치하나, DBS Tx의 경우 반사손실 특성이 최대 약 18.6 dB로 다소 크게 나타났는데 이는 제작과정에서 아이리스의 고정시 사용된 납의 도파관 내부로의 유입때문으로 생각되며 만약 아이리스의 두께와 도파관의 슬롯 간격과의 차를 최소화한다면 이러한 오차는 보완할 수 있다.

VI. 결 론

본 논문은 방송 및 통신용 위성중계기가 동시에 탑재된 위성체의 경우에 있어서 3개의 대역통과 필터를 전계면 T-접합으로 합성하는 방법으로 각각의 듀플렉서의 사용에 비해 크기와 무게를 효과적으로 감소시킬 수 있는 Ku-밴드 위성중계기용 트라이플렉서를 설계, 제작하였다.

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

실험결과 제작된 Ku-밴드 위성중계기용 트라이플렉서를 구성하는 3개의 필터 모두 1.0 dB 미만의 삽입손실과 20 dB 이상의 반사손실 그리고 DBS Tx와 FSS Tx 필터간 35 dB와 각 송신필터와 수신필터간 65 dB 이상의 분리도(isolation)를 보임으로써 위성중계기용 부품으로서의 성능을 검증하였다.

참 고 문 헌

1. J. E. Rozzi, Wolfgang F. G, Mecklenbr uker. "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. Rober 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. E. K hn, *A Mode-matching Method for solving Field Problems in waveguide and Resonator Circuits*, Arch. Elektr. Uebertr, Vol. 27, pp. 511-518, Dec. 1973.
5. J. Uher, *Waveguide Components for Antenna Feed Systems: Theory and CAD*, Artech House, pp. 27-30, 1993.

6. E. G. Fubini, E. A. Guilkmn, "Minimum Insertion Loss Filters", *IRE. Proc.* pp. 37-41, Jan. 1959.
7. N. Marcubitz, *Waveguide Handbook*, New York, McGraw Hill, pp. 337-338., 1951.



이 용 민(Yong Min Lee) 正會員
 1993年 2月:光云大學校 電子工學科(工學士)
 1995年 2月:光云大學校 電子工學科 大學院(工學碩士)
 1995年 3月~現在:光云大學校 電子工學科 大學院 博士學位課程

※主關心分野:마이크로파 및 밀리미터파 수동부품 설계, 전파전파 및 전자기 해석

나 극 환(Keuk Hwan Ra) 正會員
 1973年 2月:延世大學校 電子工學科(工學士)
 1977年 2月:延世大學校 電子工學科 大學院(工學碩士)
 1981年 7月:불란서 ENSEEIHT 國立 綜合 工科大學 電子工學科(工學博士)
 1981年~現在:光云大學校 電子工學科 教授
 ※主關心分野:초고주파 회로설계, 레이더 및 위성통신